

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE D'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEURE ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE
« HOUARI BOUMEDIENE »
FACULTE d'ELECTRONIQUE et d'INFORMATIQUE



THESE

Présentée pour l'obtention du diplôme de **DOCTORAT D'ETAT**

EN : ELECTRONIQUE

Spécialité : Electronique de Puissance et Commande de Machines

Par : Mr. YAZID Krim

Sujet

**VARIATIONS PARAMETRIQUES EN COMMANDE
VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE :
Application de la neuro-floue et du filtre de Kalman étendu
pour une commande sans capteur de vitesse**

Soutenue le 18 décembre 2007, devant le jury composé de :

Mr. M.O. Mahmoudi	Professeur, ENP, Alger.	Président
Mr. R. Ibtouen	Professeur, ENP Alger.	Directeur de thèse
Mr. O. Touhami	Professeur, ENP Alger.	Examineur
Mr. H. Zerroug	Maître de Conférences, USTHB, Alger.	Examineur
Mr. L. Hadjout	Maître de Conférences, USTHB, Alger.	Examineur
Mr. Y. Amara	Maître de Conférences, UTBM, Belfort France.	Examineur

Je dédie ce travail

À la mémoire de mon Grand-père

À mes Parents,

Grand-mère,

Ma femme,

Mon fils « Elias »,

Mes sœurs et frères.

AVANT – PROPOS

Qu'il me soit d'abord permis de remercier et d'exprimer ma gratitude envers Dieu.

Le travail présenté dans cette thèse a été, entamé au Laboratoire Electronique de Puissance et Commande de Machines, suivi et réalisé en grande partie au Laboratoire de Robotique, Parallélisme et Système Electro-énergétique, et finalisé au Laboratoire des Systèmes Electriques et Industriels à la Faculté Electronique et Informatique (USTHB).

Je tiens à remercier Mr Mohamed BENHADDADI, Professeur à l'E.P.Montréal (Canada), pour la confiance qu'il m'a témoignée en acceptant de proposer ce travail, à qui, je tiens à exprimer ma reconnaissance pour son aide, sa disponibilité et ses encouragements durant de longues années.

Je tiens à remercier Mr Rachid IBTIOUEN pour sa confiance en acceptant de diriger ce travail après le départ de Mr BENHADDADI. Sa contribution scientifique a été très fructueuse et d'un apport considérable dans l'avancement de ce travail.

Je tiens à exprimer mes plus vifs remerciements à Monsieur M. O. MAHMOUDI, Professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique, pour l'honneur qu'il me fait de présider le jury de soutenance.

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à Monsieur Omar TOUHAMI, Professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique, pour avoir accepté de prendre part à ce jury et avoir apporté un éclairage lié à son domaine de compétences et ses remarques pertinentes. Je ne saurais omettre de reconnaître sa disponibilité à chaque sollicitation.

Que Messieurs Houcine ZERROUG Maître de Conférences à l'USTHB, Yacine Amara Maître de Conférences à l'Université de Technologie de Belfort Montbéliard et Larbi HADJOUT Maître de Conférences à l'USTHB, trouvent ici l'expression de ma profonde gratitude pour avoir accepté d'examiner et critiquer cette thèse.

Je voudrais aussi remercier:

- Tous les collègues, et en particulier Mr AMROUCHE, pour les efforts qu'ils ont consentis afin de lancer l'ouverture de la première Post-graduation en Electrotechnique à l'U.S.T.H.B en 1993.
- Mr Redouane TOUMI, Professeur à l'USTHB, pour m'avoir accueilli dans son laboratoire durant de longues années sans oublier toute l'équipe de Laboratoire Robotique.
- Mes collègues chercheurs du laboratoire Système électriques et industriels du département d'électrotechnique de la Faculté d'Electronique et d'Informatique à l'U.S.T.H.B sans oublier mes ex-enseignants.
- Je n'oublierai pas celles et ceux qui ont contribué, de près ou de loin, à l'achèvement de ce travail.

INTRODUCTION GÉNÉRALE

1

CHAPITRE I

MODELISATION DES MACHINES ASYNCHRONES A CAGE EN REGIMES LINEAIRE ET SATURE

I.1.	INTRODUCTION	4
I.2.	MODÉLISATION DES MACHINES ASYNCHRONES A CAGE EN REGIME LINEAIRE	4
I.2.1	Modélisation de la MAS triphasée avec son alimentation	4
I.2.1.1.	Hypothèses simplificatrices	4
I.2.1.2.	Modèle de la machine dans le repère diphasé de Park	5
I.2.1.2.1.	Référentiel lié au champ tournant	5
I.2.1.2.2.	Équations d'état de la machine MAS triphasée	5
I.2.1.3.	Association convertisseur - MAS triphasée	7
I.2.1.4.	Simulations numériques	8
I.2.1.4.1.	Simulation de la MAS triphasée alimentée par onduleur	8
I.2.2	Modélisation des MASs biphasée et monophasée Avec leurs alimentations	10
I.2.2.1.	Principe de fonctionnement de la machine	10
I.2.2.2.	Principe de démarrage de la machine monophasée	10
I.2.2.3	Machine à phase auxiliaire capacitive	10
I.2.2.4.	Modèle des MASs biphasée et monophasée	11
I.2.2.4.1.	Modèle de la MAS asymétrique biphasée	11
I.2.2.4.2.	Modèle de la MAS symétrique biphasée	14
I.2.2.4.3.	Modèle de la MAS asymétrique monophasée à condensateur permanent	14
I.2.2.4.4.	Modèle de la MAS symétrique monophasée (avec condensateur permanent)	15
I.2.2.5.	Association convertisseur- MAS biphasée et monophasée	16
I.2.2.6.	Simulations numériques	16
I.3.	MODELISATION DES MACHINES ASYNCHRONES EN TENANT COMPTE DE LA SATURATION MAGNETIQUE	23
I.3.1	Modélisation de la MAS triphasée	24
I.3.1.1.	Modèle en flux	24
I.3.1.2.	Modèle en courant	25
I.3.1.3	Mise sous forme d'équations d'état	29
I.3.1.4.	Modélisation de l'inductance mutuelle variable	29
I.3.1.4.1.	Approximation de la caractéristique par une série de segments de droites (interpolation linéaire)	29
I.3.1.4.1.	Approximation de la caractéristique par une série de segments de fonctions exponentielles	30
I.3.2	Modélisation de la MAS asymétrique biphasée	31
I.3.2.1.	Modélisation de la MAS symétrique biphasée	33
I.3.2.2.	Caractéristiques de magnétisations	35
I.3.3	Simulation du Modèle des MASs en régime saturé	33
I.4.	CONCLUSION	43

CHAPITRE II

COMMANDE VECTORIELLE DES MACHINES ASYNCHRONES EN REGIMES LINEAIRE ET SATURE

II.1.	INTRODUCTION	42
II.2.	PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE	43
II.3.	PROCEDE D'ORIENTATION DU FLUX	43
II.3.1.	Orientation du flux rotorique	44
II.3.2.	Différentes méthodes d'orientation du flux rotorique	44
II.3.2.1.	La commande directe	44
II.3.2.2.	La commande indirecte	44
II.4.	COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE DES MACHINES ASYNCHRONES EN REGIME LINEAIRE CLASSIQUE	46
II.4.1.	Cas de la MAS triphasée avec la régulation classique	46
II.4.2.	Cas de la MAS biphasée symétrique avec la régulation classique	48
II.5.	Organisation de la commande	50
II.5.1.	Régulateur de vitesse	51
II.5.2.	Régulateurs des courants statoriques	51
II.5.3.	Discretisation du modèle de la machine	53
II.5.4.	Simulations et interprétations	54
II.6.	COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE DES MACHINESASYNCHRONES EN REGIME SATURE	57
II.6.1.	Sensibilité de la Commande du flux aux incertitudes sur les paramètres	57
II.6.2.	Simulations et Interprétations	58
II.6.3.	Compensation de l'effet de la saturation magnétique	61
II.6.4.	Algorithme de compensation dans le cas de la MAS triphasée	61
II.6.5.	Algorithme de compensation dans le cas de la MAS symétrique biphasée	63
II.6.6.	Simulations et interprétations	63
II.6.7.	Tests de robustesse vis-à-vis des variations paramétriques	67
II.6.7.1.	Influence de la caractéristique de magnétisation	67
II.6.7.2.	Influence des résistances rotorique et statorique	68
II.7.	CONCLUSION	70

CHAPITRE III

APPLICATION DES ALGORITHMES INTELLIGENTS À LA COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE EN REGIME SATURE

III.1.	INTRODUCTION	71
III.2.	LES RESEAUX DE NEURONES	72
III.2.1.	Le neurone formel	72
III.2.2.	Les réseaux multicouches	73

II.2.2.1.	Apprentissage	74
II.2.2.1.1.	Algorithme d'apprentissage	75
II.2.2.1.2.	La phase d'apprentissage	75
II.2.2.1.3.	Estimation de la performance	76
III.2.3.	Les différentes structures des réseaux de neurones pour la modélisation	76
III.2.3.1.	Réseaux de neurones non bouclés	76
III.2.3.2.	Réseaux de neurones bouclés	76
III.2.3.3.	Apprentissage dirigé	77
III.2.3.4.	Apprentissage non dirigé	77
III.2.4.	Application des réseaux de neurones à la commande vectorielle de la MAS triphasée en régime saturé	78
III.2.4.1.	Mise en œuvre d'une commande vectorielle à base des réseaux de neurones	80
III.2.4.1.1.	Mise en œuvre de la régulation de vitesse	79
III.2.4.1.2.	Mise en œuvre de la boucle de régulation des courants d et q	85
III.2.4.2.	Simulation de la commande vectorielle de la MAS triphasée utilisant la régulation neuronale	86
III.3.	LA LOGIQUE FLOUE	89
III.3.1.	Principes et Définitions	89
III.3.2.	Structure d'un régulateur flou	89
III.3.2.1.	Fuzzification	90
III.3.2.2.	Les règles floues et table d'inférence	90
III.3.2.3.	Défuzzification	91
III.3.3.	Mise en œuvre d'un régulateur flou de vitesse	91
III.3.3.1.	Simulation de la commande vectorielle de la MAS triphasée utilisant la régulation floue de la boucle de vitesse	94
III.4.	REGULATION DE LA BOUCLE DE VITESSE PAR LA TECHNIQUE NEURO-FLOUE	96
III.4.1.	Mise en œuvre d'un contrôleur neuro-flou de la boucle de régulation de vitesse	96
III.4.1.1.	Construction du réseau	97
III.4.1.2.	Interprétations des résultats de simulation	98
III.5.	COMPARAISON ENTRE LES DIFFERENTES COMMANDES	100
III.5.1.	Fonctionnement en survitesse (2×la vitesse nominale)	102
III.5.2.	Tests de robustesse vis-à-vis des variations paramétriques	104
III.5.2.1.	Influence de la période d'échantillonnage	104
III.5.2.2.	Influence de la caractéristique de magnétisation	105
III.5.2.3.	Influence de la résistance rotorique	105
III.5.2.4.	Influence de la résistance statorique et des bruits de mesure	105
III.6.	CONCLUSION	108

CHAPITRE IV

APPLICATION DU FILTRE DE KALMAN ETENDU À LA COMMANDE VECTORIELLE SANS CAPTEUR DE VITESSE DES MACHINES ASYNCHRONES EN REGIMES LINEAIRE ET SATURE

IV.1.	INTRODUCTION	109
IV.2.	LES METHODES A BASE D'ESTIMATEURS	110
	IV.3.1.2. Utilisation de deux estimateurs de flux dans un système adaptatif avec un modèle de référence (MRAS)	110
	IV.3.1.3. Estimation de la vitesse par des techniques basées sur la connaissance de la force contre électromotrice (f.c.e.m.)	111
	IV.3.1.4. Estimation de la vitesse à partir d'une mesure d'harmoniques	112
	IV.3.1.5. Estimation du flux, de la position et de la vitesse basée sur l'estimation de la position des saillances	112
IV.3.	PRINCIPE DE CONCEPTION D'UN OBSERVATEUR	112
	IV.3.1. Les méthodes à base d'observateur	114
	IV.3.1.1. Utilisation d'un observateur de Luenberger	114
	IV.3.1.2. Filtre de Kalman Etendu	114
	IV.3.1.3. Modèle d'état du filtre de Kalman Etendu	115
IV.4.	APPLICATION DU FILTRE DE KALMAN ETENDU A LA COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE DES MACHINES ASYNCHRONES	117
	IV.4.1. Application EKF à la commande vectorielle des MASs en régime linéaire classique	118
	IV.4.1.1. Discrétisation du modèle	118
	IV.4.1.2. Période d'échantillonnage	118
	IV.4.1.3. Simulation numérique	122
	IV.4.2. Application EKF à la commande vectorielle de la MAS triphasée en régime saturé	131
	IV.4.2.1. Modèle de la machine asynchrone triphasée	131
	IV.4.2.2. Simulation numérique de l'application EKF à la commande vectorielle de la MAS triphasée en régime saturé	132
IV.5.	CONCLUSION	137
	CONCLUSION GÉNÉRALE	138
	RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES	141
<i>Annexe A</i>	Transformation de coordonnées des MASs	i
<i>Annexe B</i>	Modélisation des convertisseurs statiques	viii
<i>Annexe C</i>	Données relatives des MASs utilisées en simulation	xv
<i>Annexe D</i>	Régulation	xvii
<i>Annexe E</i>	Logique floue	xxi

NOMENCLATURE

Symbole	Signification	Unité
σ	Coefficient de dispersion de Blondel $\sigma = 1 - (L_M^2 / L_s L_r)$	
θ_s	Angle électrique statorique	rad
θ	Position du rotor	rad
Ψ_{dr}	Flux rotorique sur l'axe d	Wb
Ψ_{qr}	Flux rotorique sur l'axe q	Wb
Ψ_r	Flux rotorique résultant	Wb
$\Psi_{r \text{ réf}}$	Flux rotorique de référence	Wb
ω_s	Vitesse angulaire électrique statorique	rad/s
ω_r	Vitesse angulaire électrique rotorique	rad/s
ω_{sl}	Glissement de vitesse angulaire électrique	rad/s
Ω_r	Vitesse mécanique	rad/s
$\Omega_{r \text{ réf}}$	Vitesse mécanique de référence	rad/s
α, β	Axes du référentiel fixe par rapport au stator	
A, B, C	Indices correspondants aux trois phases du rotor (MAS triphasée)	
a, b, c	Indices correspondants aux trois phases du stator (MAS triphasée)	
as, bs	Indices correspondants aux deux phases du stator : principale et/ou auxiliaire (MAS monophasée ou biphasée)	
a_{ij}	Coefficients de la matrice des inductances en régime saturé	
C_{em}	Couple électromagnétique	Nm
$C_{em \text{ réf}}$	Couple électromagnétique de référence	Nm
C_r	Couple résistant	Nm
C_n	Couple nominal	Nm
C	Capacité du Condensateur	F
d-q	Axes correspondant au référentiel lié au champ tournant	
d	discret	
de	Dérivée de l'erreur	
e	Erreur	
EKF	Extended Kalman filter	
f	Coefficient de frottement visqueux	Nm s/rad
I	Courant par phase	A
J	Moment d'inertie de la partie tournante	kg m ²
K_p, K_i	Coefficients du régulateur	
L_{as}, L_{bs}	Inductances propres des phases de la machine biphasée	H
L_r	Inductance cyclique rotorique	H
L_{r0}	Inductance de fuite rotorique	H
L_s	Inductance cyclique statorique	H

L_{s0}	Inductance de fuite statorique	H
L_M	Inductance cyclique mutuelle	H
MAS	Machine Asynchrone	
N	Vitesse de rotation	tr/min
p	Nombre de paires de pôles	
s	Opérateur de Laplace	
R_{as}, R_{bs}	Résistances des enroulements de la machine biphasée	Ω
R_r	Résistance rotorique par phase	Ω
R_s	Résistance statorique par phase	Ω
T_r	Constante de temps rotorique $T_r = L_r / R_r$	s
T_s	Constante de temps statorique $T_s = L_s / R_s$	s
V	Tension d'une phase	V
V_c	Tension aux bornes du condensateur (MAS monophasée)	V
ANNs	Artificial neural networks	
THD	Taux d'harmoniques de distorsion	
EQMA	Erreur quadratique moyenne d'apprentissage	
x, y	Indices correspondants aux deux phases du rotor	
*	Grandeur nominale	
0	Indice d'une grandeur de fuite	
c	Indice courant	
v	Indice vitesse	

INTRODUCTION GÉNÉRALE

L'application des entraînements électriques à vitesse variable devient une pratique courante dans le milieu industriel (papeterie, textile, robotique, machines à outils), ceci peut s'expliquer par plusieurs raisons, dont on peut essentiellement citer :

- Economie d'énergie (optimisation du fonctionnement)
- Gain de temps

A l'heure actuelle, la machine asynchrone (MAS) associée à un convertisseur statique constitue un variateur dont l'utilisation industrielle ne cesse de croître au vu des avantages techniques et économiques qu'elle offre. Elle se distingue de la machine à courant continu par sa puissance massique, sa vitesse maximale supérieure, sa robustesse et son faible coût. Par ailleurs, l'absence d'un collecteur mécanique devient indispensable dans certains domaines comme l'aérospatiale, la chimie et la médecine. Le variateur asynchrone représente donc un actionneur électrique très intéressant pour de nombreuses applications industrielles.

Cependant, ces avantages ne sont pas sans inconvénients. Le régime dynamique de la machine asynchrone constitue un système non linéaire complexe dont les paramètres varient avec le point de fonctionnement. Afin d'atteindre des performances dynamiques équivalentes à celles produites par la machine à continu, les machines asynchrones doivent être dotées de dispositifs numériques relativement sophistiqués. Malgré cette contrainte, le marché se développe nettement à l'avantage de la machine asynchrone sachant que le prix des composants électroniques et micro-informatiques baisse constamment tandis que le prix des machines électriques, pour une puissance donnée, reste relativement constant.

En général, la commande de la machine asynchrone se divise en deux classes.

- Commande de faible coût et faible performance (par exemple la commande V/f).
- Commande à haute performance comme la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique (IRFO) qui assure une dynamique élevée.

La commande (IRFO) se base sur le modèle linéaire diphasé de Park qui décrit le comportement en régime transitoire et en régime permanent. La validité de découplage, entre le réglage du flux et celui du couple réalisé par cette commande, dépend en pratique des paramètres électriques de la machine asynchrone. En effet, le modèle classique de Park considère que ces paramètres sont constants et correspondent au point nominal bien que ces derniers varient avec le point de fonctionnement. Ces variations sont dues essentiellement aux :

- Variations de la fréquence rotorique qui implique des variations de la résistance rotorique.
- Variations du niveau de saturation qui implique les variations des différentes inductances propres et mutuelles.
- L'effet de l'échauffement qui induit l'augmentation des résistances statorique et rotorique.

En plus, la commande (IRFO) requiert l'installation d'un codeur incrémental afin de mesurer la vitesse et/ou la position rotorique. L'association de ce codeur entraîne un surcoût et un encombrement supplémentaire. En effet, la fiabilité du système diminue à cause de ce dispositif fragile qui exige un soin particulier pour lui-même et pour sa connectique.

La saturation magnétique est un phénomène souvent rencontré dans les machines électriques. La non linéarité de la courbe de magnétisation du circuit magnétique fait qu'il n'est plus possible d'utiliser des valeurs d'inductances constantes. Le phénomène d'inter-saturation (ou cross-saturation) fait que les inductances diminuent lorsqu'il y a élévation du niveau magnétique. Par conséquent, les hautes performances obtenues par la commande (IRFO) seront très difficiles à réaliser. L'erreur, entre les paramètres utilisés dans le modèle de commande et les paramètres réels de la machine, se répercute sur une mauvaise orientation du flux dans le repère (d, q). De plus, il existe des zones de fonctionnement, par exemple la zone d'affaiblissement du flux, où les performances se dégradent car il est impératif de changer la consigne de flux pour passer d'un état magnétique à un autre. Il faut donc tenir compte de la saturation magnétique.

Afin de répondre à ces exigences, Il est donc intéressant de concevoir une commande vectorielle modifiée qui soit insensible aux variations paramétriques ou encore mieux qu'elle soit indépendante du modèle de la machine. L'évolution de la théorie des systèmes de commande a donné naissance à de nouvelles techniques plus adaptées au traitement de la non linéarité des systèmes afin d'assurer de hautes performances. On cite, parmi ces techniques, les algorithmes issus de l'intelligence artificielle et les observateurs non linéaires stochastiques. Ces techniques, relativement nouvelles dans le domaine du génie électrique, se sont imposées dans des domaines allant du traitement de l'image à la gestion financière. Actuellement, elles sont de plus en plus utilisées dans la résolution des problèmes d'identification, de régulation de processus, d'optimisation, de classification, de détection de défauts ou de prise de décision.

Cette thèse présente la démarche que nous avons suivie pour répondre à cette interrogation. Elle se décompose en quatre chapitres. **Le premier chapitre** présente la modélisation dans le repère diphasé de Park (d, q) des machines asynchrones à savoir, la machine asynchrone triphasée, biphasée et monophasée. Pour cette dernière machine, nous avons mis l'accent sur son fonctionnement et son problème de démarrage. Dans un premier temps, nous abordons la modélisation linéaire classique en tenant compte des hypothèses simplificatrices. Afin de sélectionner les actionneurs capables de répondre aux exigences des commandes à haute performance (IRFO), nous procédons à la simulation numérique de tous les modèles de ces machines avec leurs alimentations. Ensuite, nous entamons la modélisation des machines asynchrones sélectionnées avec prise en compte de la saturation magnétique. La simulation numérique a été effectuée pour valider les modèles non linéaires de ces machines en les comparant aux modèles linéaires classiques.

Le contrôle vectoriel est présenté dans **le deuxième chapitre**. Dans un premier temps, les commandes vectorielles des machines asynchrones à base de la régulation classique, telles que la MAS triphasée et la MAS biphasée symétrique, sont élaborées à partir des modèles linéaires de ces machines dans une description continue-discrète. Ensuite, pour tenir compte de la saturation magnétique, nous montrons, par le biais de simulation, la dégradation des performances issues de la commande linéaire classique. Pour palier à ce problème, une commande permettant de compenser l'effet de la saturation magnétique est proposée. Cette commande, appelée « commande vectorielle indirecte saturée à orientation du flux rotorique (IRFOS) », est associée, dans le cas de l'alimentation de la MAS triphasée, à l'onduleur de tension à trois niveaux utilisant une stratégie à deux porteuses.

En se basant sur cette première expérience, nous avons alors étudié la possibilité de réaliser des commandes, lesquelles à base d'algorithmes issus de l'intelligence artificielle, seront destinées à la MAS triphasée. C'est l'objet du **troisième chapitre**. Dans un premier temps,

nous commençons par une description rapide de différents types de réseaux de neurones et de leurs domaines d'utilisation. Nous détaillons les caractéristiques des structures neuronales que nous avons utilisées pour cette étude, ainsi que leurs stratégies d'apprentissage. Nous avons travaillé avec des réseaux multicouches qui sont les plus communément employés pour la modélisation et la commande de processus. Puis nous détaillons la procédure à suivre pour la mise en œuvre d'un contrôleur neuronal en utilisant comme référence d'apprentissage la régulation classique adoptée dans le chapitre précédent au contrôle vectoriel de la MAS triphasée. Dans un deuxième temps, la logique floue est abordée en définissant la théorie des ensembles flous. Nous abordons, par la suite, les étapes nécessaires à la réalisation d'un contrôleur flou de vitesse. Ensuite, l'idée qui a surgi, est la mise en œuvre d'un contrôleur neuro-flou basé en entier sur l'intelligence artificielle : un réseau de neurones évolué par une technique de régulation floue. Enfin, une comparaison des performances de ces commandes est évaluée par des tests de robustesse et en particulier aux variations de la caractéristique de magnétisation, de la résistance rotorique et de la période d'échantillonnage.

Toutefois, la deuxième expérience tirée nous a poussé à utiliser un modèle d'état des machines asynchrones (triphasee et biphasée symétrique) permettant d'avoir une structure d'estimation où les états prédits du système sont corrigés. Ainsi, cette structure en « boucle fermée » offre un gain de robustesse vis-à-vis des variations paramétriques et la possibilité d'estimer la vitesse de rotation de la machine. Cette problématique, qui est l'objet du **quatrième chapitre**, demande une technique d'estimation non linéaire des états du modèle de la machine. Dans un premier temps, nous présentons un état de l'art non exhaustif sur les techniques de commande à estimation paramétrique et en particulier, la commande vectorielle sans capteur mécanique de vitesse. Dans le deuxième temps, nous décrivons le filtre de Kalman étendu (EKF) dans sa formulation continue-discrète pour reconstituer des états étendus du modèle des machines asynchrones. Ensuite, nous détaillons l'application du filtre de Kalman étendu à la commande vectorielle du modèle linéaire classique des MAS asynchrones. Cette application consiste à estimer la résistance rotorique, l'inductance mutuelle et la vitesse de rotation. Enfin, une application au modèle saturé de la MAS triphasée permet, par le biais de simulation, de tester la robustesse de la commande vectorielle à base de cet observateur, qui est le filtre de Kalman étendu.

Nous terminons par une conclusion générale sur l'ensemble de cette étude et nous proposons des perspectives qui peuvent dégager des voies à exploiter dans l'avenir.

CHAPITRE I

MODELISATION DES MACHINES ASYNCHRONES A CAGE EN REGIMES LINEAIRE ET SATURE

I.1. INTRODUCTION

Dans ce présent chapitre, il est question de la modélisation des machines asynchrones (triphasée, biphasées et monophasées). Dans un premier temps, nous considérons le régime linéaire classique et, nous donnons de manière explicite le modèle mathématique des machines asynchrone à cage (équations électriques et mécaniques) dans le repère diphasé de Park. Des simulations numériques des différentes grandeurs des machines asynchrones (MAS) sont faites avec deux types d'alimentations : une alimentation parfaitement sinusoïdale et une alimentation par onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsion « MLI » à deux niveaux. Ensuite, nous abordons le modèle saturé qui nous permet d'étudier l'effet de la saturation dans les relations générales entre flux et courants dans le cas de la machine asynchrone triphasée. Nous développons le passage de ce modèle pour aboutir au vecteur d'état courant qui nous permet d'introduire le phénomène d'inter saturation « cross saturation ». Cette démarche est appliquée au modèle de la machine asynchrone biphasée asymétrique, et une représentation sous forme d'équations d'état est exposée de façon à pouvoir aborder la simulation de la machine en présence de la saturation.

I.2. MODÉLISATION DES MACHINES ASYNCHRONES A CAGE EN REGIME LINEAIRE

I.2.1. Modélisation de la machine asynchrone triphasée avec son alimentation

I.2.1.1. Hypothèses simplificatrices

La modélisation de la machine asynchrone en tenant compte de la répartition de ses enroulements et sa géométrie réelle est une tâche très complexe. Il est alors nécessaire d'adopter certaines hypothèses simplificatrices [BAR82], [CHA83], [STU00] :

- Nous négligeons la saturation magnétique, l'hystérésis et les pertes par courant de Foucault.
- Nous ne considérons que le premier harmonique d'espace de la distribution de la force magnétomotrice créée dans l'entrefer de la machine.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.
- Nous considérons une densité de courant uniforme dans la section des conducteurs élémentaires, l'effet de peau est alors négligé.
- On adopte les conventions réceptrices au stator et au rotor.

I.2.1.2. Modèle de la machine dans le repère diphase de Park

L'analyse des équations, exposée en annexe A, indique que la transformation diphase de Park [PAR29] correspond à une projection des enroulements statorique et rotorique sur les axes magnétiques 'od' et 'oq'. Ces enroulements sont mutuellement immobiles et cette transformation a pour avantage, de simplifier les expressions des flux. Les grandeurs variables deviennent des grandeurs constantes et indépendantes de la position rotorique. Ceci est illustré sur la *Figure I-1*.

On peut ainsi constater que le modèle de Park de la machine asynchrone est très semblable dans sa formulation mathématique à celui de la machine à courant continu. En effet, en substituant les flux par leurs expressions dans les équations de tensions, on a la représentation d'état de la machine asynchrone

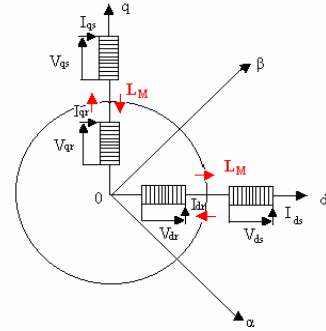


Figure I-1. Représentation spatiale des enroulements.

I.2.1.2.1. Référentiel lié au champ tournant

Le choix du référentiel dépend du type de problème à étudier, selon la vitesse qu'on attribue au repère « d-q ». Cependant, selon les caractéristiques et les objectifs de l'application, il est commode de fixer l'orientation du repère de façon adéquate afin de faire apparaître dans le modèle certaines grandeurs dont on désire particulièrement suivre l'évolution [BOU89], [FAI95], [FUY91], [YAZ96].

Pour notre étude, nous optons pour le référentiel lié au champ tournant, le repère (d, q) tourne à la vitesse du champ statorique, ayant pour vitesse synchrone $\omega_s = p \frac{d\theta_s}{dt}$. En plus, ce référentiel est utilisé dans les problèmes d'alimentation des machines asynchrones par convertisseur statique de fréquence ; lorsque on veut étudier la fonction de transfert du moteur par rapport à des petites variations de la vitesse autour d'un régime donné [BAR82], [SEG81].

I.2.1.2.2. Equations d'état de la machine asynchrone triphasée

Le réglage de la vitesse du moteur asynchrone à cage s'effectue soit par la variation de la tension à ses bornes, soit par la variation de la fréquence d'alimentation ou par la variation synchrone des deux grandeurs $\frac{V}{f} = \text{Cte}$. De ce fait, les grandeurs V_{ds} , V_{qs} et ω_s sont les grandeurs de commande et, selon la structure de commande adoptée, il existe plusieurs possibilités pour le choix des variables d'état. Pour notre étude, nous choisissons les variables $[I_{ds}, I_{qs}, \Psi_{dr}, \Psi_{qr}]$ comme variables du vecteur d'état (*Figure I-2*). Ce choix est justifié par le fait que, d'une part, les courants statoriques sont mesurables et d'autre part, nous voulons contrôler la norme du flux rotorique spécialement dans le cadre de la commande vectorielle indirecte à orientation du flux rotorique.

La représentation d'état du modèle de la machine asynchrone triphasée est donnée sous la forme :

$$\dot{X}(t) = AX(t) + BU(t) \quad (\text{I.1})$$

Avec :

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{L_M^2}{L_r T_r} \right) & \omega_s & \frac{L_M}{\sigma L_s L_r T_r} & \frac{L_M \omega_r}{\sigma L_s L_r} \\ -\omega_s & -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{L_M^2}{L_r T_r} \right) & -\frac{L_M \omega_r}{\sigma L_s L_r} & \frac{L_M}{\sigma L_s L_r T_r} \\ \frac{L_M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & (\omega_s - \omega_r) \\ 0 & -\frac{L_M}{T_r} & -(\omega_s - \omega_r) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$$

$$[B] = \frac{1}{\sigma L_s} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

L'expression du couple électromagnétique est donnée par :

$$C_{em} = p \frac{L_M}{L_r} (\Psi_{dr} I_{qs} - \Psi_{qr} I_{ds}) \quad (I.2)$$

Et l'équation du mouvement est :

$$\frac{d}{dt} \Omega_r = \frac{1}{J} \left[p \frac{L_M}{L_r} (\Psi_{dr} I_{qs} - \Psi_{qr} I_{ds}) - C_r - f \Omega_r \right] \quad (I.3)$$

Le vecteur d'état est :

$$X = [I_{ds} \quad I_{qs} \quad \Psi_{dr} \quad \Psi_{qr}] \quad (I.4)$$

Les autres variables sont données à partir des relations suivantes :

$$\begin{cases} \Psi_{ds} = \sigma L_s I_{ds} + \left(\frac{L_M}{L_r} \right) \Psi_{dr} \\ \Psi_{qs} = \sigma L_s I_{qs} + \left(\frac{L_M}{L_r} \right) \Psi_{qr} \end{cases} \quad \begin{cases} I_{dr} = -\left(\frac{L_M}{L_r} \right) I_{ds} + \left(\frac{1}{L_r} \right) \Psi_{dr} \\ I_{qr} = -\left(\frac{L_M}{L_r} \right) I_{qs} + \left(\frac{1}{L_r} \right) \Psi_{qr} \end{cases} \quad (I.5)$$

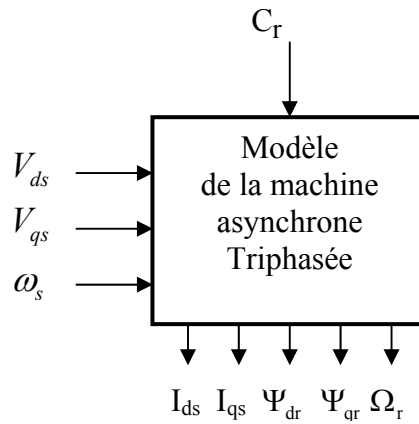


Figure I-2. Représentation d'état de la machine asynchrone triphasée.

I.2.1.3. Association convertisseur - machine asynchrone triphasée

Afin de contrôler la vitesse du rotor, on opère le transfert d'énergie entre la source et la machine asynchrone triphasée à travers un convertisseur statique. L'utilisation de la technique M.L.I (modulation de largeur d'impulsion) permet au convertisseur de délivrer une tension d'amplitude et de fréquence réglable en valeurs instantanées et de contrôler son contenu harmonique. Ceci, afin d'optimiser le fonctionnement de la machine en évitant les oscillations du couple et de la vitesse [CHA92], [CYR89].

- **Principe du fonctionnement**

Avec un redresseur non contrôlé et un filtre, on dispose d'une tension continue à l'entrée de l'onduleur. Ce dernier, se comporte comme un commutateur de tension en appliquant alternativement sur chaque borne du moteur, les polarités positive et négative de la source. On envoie ainsi, un système triphasé de courant alternatif dans les trois phases du stator. Les ordres de commutation des interrupteurs lesquels, composés de semi-conducteurs et d'une diode anti-parallèle (*Figure I-3*), peuvent être obtenus à partir de plusieurs stratégies de commandes. Nous avons adopté la technique triangulo-sinusoïdale, cette technique consiste en l'obtention des signaux de commande par la comparaison d'une onde sinusoïdale dite modulante, qui est l'image de la tension de sortie souhaitée, et un signal triangulaire ou porteuse de fréquence multiple à celle de référence. Le choix du facteur de multiplication découle d'un compromis entre une bonne neutralisation des harmoniques et un bon rendement du convertisseur [CHA92], [CYR89]. La variation de l'amplitude de la tension de sortie de l'onduleur est obtenue en agissant sur le rapport de l'amplitude de la modulante à celle de la porteuse à tension d'entrée constante. Ce rapport est réglable de zéro à une valeur maximale correspondante au fonctionnement nominal de la machine. En MLI symétrique, le signal de référence est constant pendant au moins une période. Ce qui permet de calculer facilement les instants d'intersection de la porteuse avec la modulante au début de chaque période de celle-ci. En effet la limite de fonctionnement est atteinte pour des références d'amplitude $V = \frac{E}{2}$ (E : Tension d'alimentation de l'onduleur). La modélisation du convertisseur statique pour alimenter la MAS triphasée est présentée à l'annexe B.

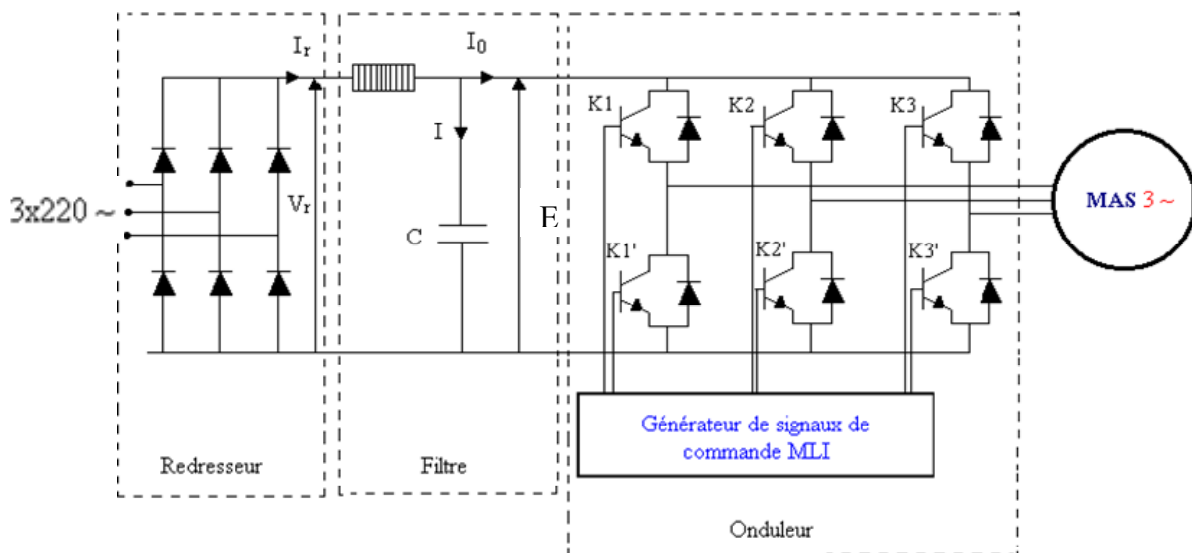


Figure I-3. Schéma de l'association convertisseur statique - MAS triphasée.

I.2.1.4. Simulations numériques

En simulation, nous avons considéré les machines asynchrones à cage, exposées en annexe C. La simulation numérique est bien connue aujourd'hui dans le domaine des machines électriques. Elle nous permet de modéliser et d'analyser les systèmes physiques avec beaucoup de précision. Le choix du pas de simulation est très important car ceci permet, d'une part, de suivre parfaitement le comportement dynamique des variables rapides du système et d'autre part, de conserver un temps raisonnable par rapport au temps réel de calcul. Comme Les systèmes d'équations différentielles à résoudre sont fortement non linéaire en régime saturé et non linéaire en régime non saturé à cause de la vitesse de rotation prise comme variable d'état, nous avons opté pour la méthode explicite de Runge-Kutta d'ordre 4 pour résoudre ces systèmes d'équations.

De nos jours, il existe toute une panoplie de logiciels pour simuler les machines électriques. Afin de simuler les machines asynchrones avec leurs commandes, nous avons utilisé le logiciel "MATLAB". La machine asynchrone considérée dans cette simulation, est couplée en étoile sans neutre et alimentée par des tensions triphasée équilibrées (sinusoïdales ou MLI). La simulation est effectuée sur la base du modèle représenté par le système d'équations (I.1) à (I.4).

I.2.1.4.1. Simulation de la MAS triphasée alimentée par onduleur

Nous avons simulé la machine asynchrone triphasée présentée à l'annexe B. Cette machine est alimentée à travers l'onduleur de tension MLI à deux niveaux pour le fonctionnement suivant: démarrage à vide puis application de la charge nominale à 0,4(s) (*Figure I-4*). Les grandeurs recherchées sont : le couple électromagnétique, la vitesse de rotation, le module du flux rotorique, l'inductance magnétisante, les modules des courants (statorique, rotorique et magnétisant) et le courant de phase.

On remarque que le régime transitoire est oscillatoire pour toutes les grandeurs de la machine. Le temps de montée en vitesse et de 0,3(s). La vitesse atteint une valeur proche de 1500 (tr/min) à vide puis elle subit un glissement lors de l'application de la charge. Quant au couple électromagnétique, il est oscillant au démarrage et atteint une valeur maximale de 45(N.m). Après avoir atteint le régime permanent, il se stabilise à une valeur lui permettant de compenser les pertes de frottements.

En régime transitoire, le courant de phase I_a atteint une valeur maximale de 24,4(A) au démarrage. En régime établi, il est à variation sinusoïdale avec une valeur efficace de 3,75(A). L'application d'une charge constante de 10 (Nm), à l'instant $t=0,4(s)$, se répercute sur le couple électromagnétique qui augmente pour compenser le couple de charge et les pertes à vide. En revanche, un taux d'ondulation de 9% se présente sur la réponse du couple et des courants.

Le courant magnétisant, qui résulte de l'interaction entre les courants statoriques et rotoriques, augmente progressivement pour atteindre une valeur lui permettant de magnétiser la machine. Concernant le module du flux rotorique, on constate une diminution à l'instant d'application de la charge. Ceci explique le couplage naturel existant entre le flux et le couple.

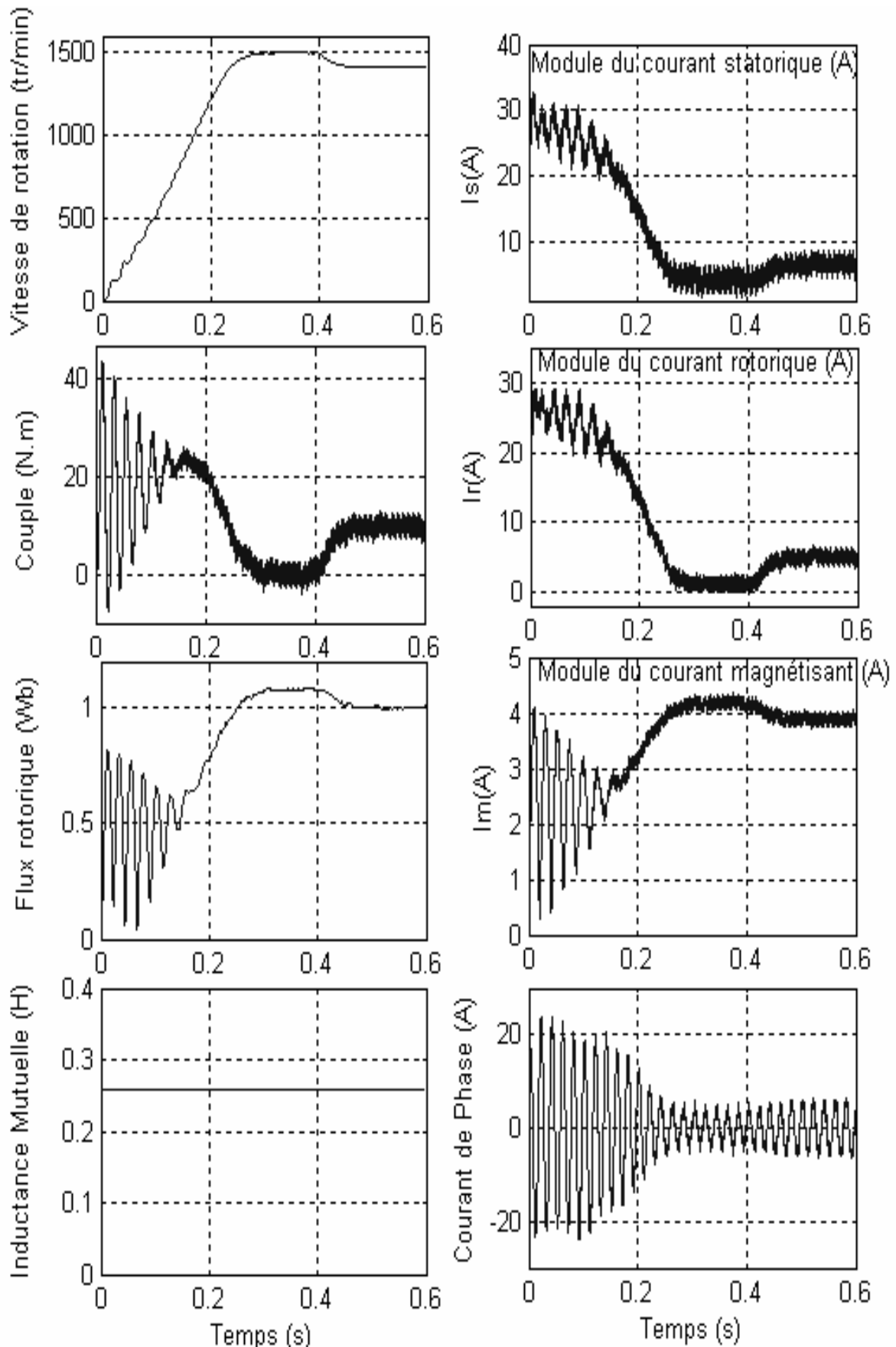


Figure I-4. Résultats de la simulation numérique du modèle linéaire de la MAS triphasée à travers l'onduleur triphasé MLI à deux niveaux.

I.2.2. Modélisation des machines asynchrones biphasée et monophasée avec leurs alimentations

I.2.2.1. Principe de fonctionnement de la machine

La machine asynchrone monophasée est une machine de faible puissance qui est très utilisée dans les applications industrielles et domestiques, son stator porte un enroulement de travail (principal) et un enroulement auxiliaire, qui a pour rôle, le démarrage de la machine.

L'enroulement principal alimenté en alternatif, crée un champ statorique pulsatoire qui peut être décomposé en deux champs glissants de même amplitude, tournant avec la même pulsation de rotation mais dans deux sens opposés (Théorème de LEBLANC). L'interaction électromagnétique entre le champ résultant et les courants induits dans le rotor développe deux couples de même amplitude agissant dans de sens opposés [KOS69].

Le couple résultant de cette machine sera donc nul et le rotor ne tourne que si on lui donne un couple initial qui favorise l'un de ces deux couples.

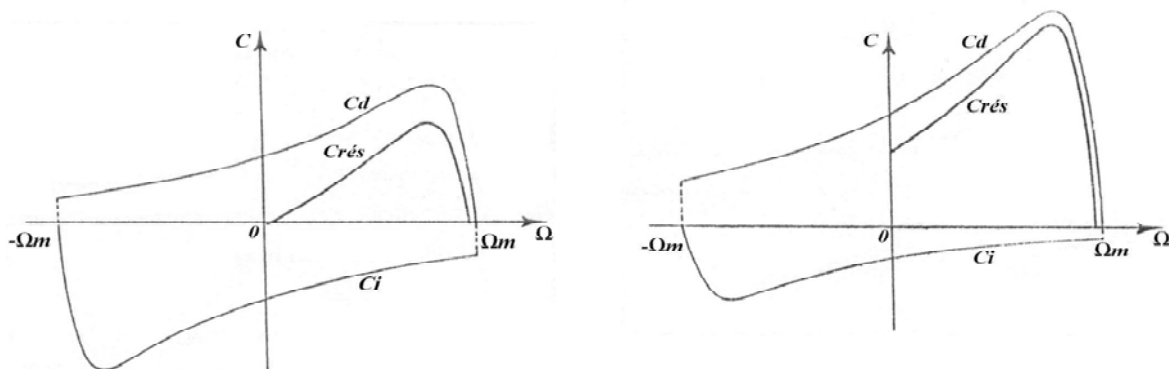
I.2.2.2. Principe de démarrage de la machine

Pour palier ce problème de démarrage, l'une des méthodes consiste à doter le stator de la machine d'un enroulement auxiliaire décalé dans l'espace par rapport à l'enroulement principal de 90° . Lorsque ces deux enroulements sont raccordés en parallèle à une source de tension, ils sont traversés respectivement par des courants I_{as} , I_{bs} . Afin de produire un déphasage (α) entre ces deux courants, on doit insérer une impédance en série avec l'enroulement auxiliaire. Selon le couple désiré, cette impédance peut être une inductance ou une capacité. Le couple de cette machine est donné par l'expression : $C_d = KI_{as}I_{bs} \sin \alpha$; avec : K constante qui dépend de la construction du moteur.

I.2.2.3. Machine à phase auxiliaire capacitive

Un condensateur est connecté en série avec l'enroulement auxiliaire de cette machine [MUL93]. Ainsi le courant de cet enroulement est déphasé de près de 90° par rapport au courant de l'enroulement principal. Cette machine offre donc le double avantage, de produire un plus grand couple au démarrage avec un faible appel de courant.

Les Figures I-5-a et I-5-b présentent respectivement l'allure du couple à un seul enroulement statorique (l'enroulement principal) et celui avec deux enroulements (principal et auxiliaire).



a : Pour un seul enroulement statorique
(Principal)

b : Pour deux enroulements statoriques
(Principal et Auxiliaire)

Figures I-5. Les couples développés par le moteur asynchrone monophasé

C_d : couple direct C_i : couple inverse $C_{rés}$: couple résultant

I.2.2.4. Modèle des machines asynchrones biphasée et monophasée

Pour développer le modèle des machines asynchrones biphasée et monophasée, on prend en considération les mêmes hypothèses simplificatrices déjà prises dans le cas de la machine asynchrone triphasée.

I.2.2.4.1. Modèle de la machine asynchrone asymétrique biphasée

La machine étudiée (*Figure I-6*) est constituée d'un stator possédant deux enroulements en quadrature et d'un rotor à cage d'écureuil qu'on assimile à deux enroulements court-circuités en quadrature. Pour une machine asymétrique, on a :

- Les inductances statoriques : $L_{as} \neq L_{bs}$
- Les résistances statoriques : $R_{as} \neq R_{bs}$

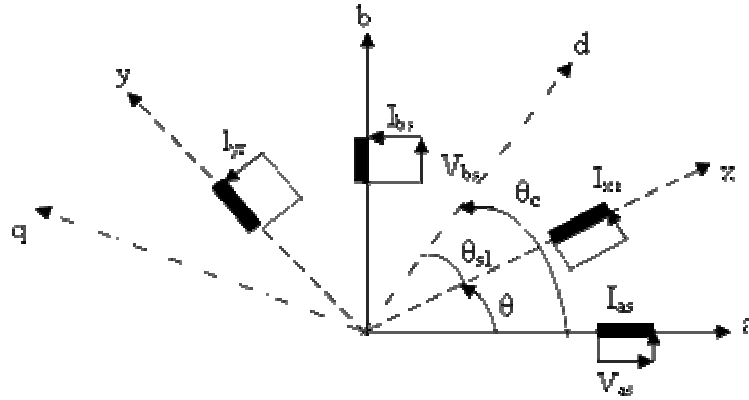


Figure I-6. Représentation schématique de la machine asynchrone biphasée.

En se référant au schéma de la *Figure I-6*, les équations électriques de la machine asynchrone asymétrique biphasée s'écrivent :

$$\begin{cases} V_{as} = R_{as} i_{as} + \frac{d\Psi_{as}}{dt} \\ V_{bs} = R_{bs} i_{bs} + \frac{d\Psi_{bs}}{dt} \\ V_{xr} = R_r i_{xr} + \frac{d\Psi_{xr}}{dt} \\ V_{yr} = R_r i_{yr} + \frac{d\Psi_{yr}}{dt} \end{cases} \quad (I.6)$$

Les flux des différentes phases de la machine sont donnés par les équations suivantes :

$$\begin{aligned} \Psi_{as} &= L_{as} i_{as} + L_M \cos \theta i_{xr} - L_M \sin \theta i_{yr} \\ \Psi_{bs} &= L_{bs} i_{bs} + L_M \sin \theta i_{xr} + L_M \cos \theta i_{yr} \\ \Psi_{xr} &= L_M \cos \theta i_{as} + L_M \sin \theta i_{bs} + L_r i_{xr} \\ \Psi_{yr} &= -L_M \sin \theta i_{as} + L_M \cos \theta i_{bs} + L_r i_{yr} \end{aligned} \quad (I.7)$$

Tel que L_{as}, L_{bs} : inductances propres respectivement des phases a et b du stator.

L_r : Inductance propre des phases du rotor.

$L_M = L_{as,xr} = L_{as,yr} = L_{bs,xr} = L_{bs,yr}$: Mutuelle inductance stator-rotor.

L'application de la transformation de Park au repère (d, q) tournant à une vitesse $\omega_c = \frac{d\theta_c}{dt}$, exposée en annexe A, au système d'équations (I.6) donne :

$$V_{ds} \cos \theta_c - V_{qs} \sin \theta_c = R_{as} (I_{ds} \cos \theta_c - I_{qs} \sin \theta_c) + \cos \theta_c \frac{d\Psi_{ds}}{dt} - \sin \theta_c \frac{d\Psi_{qs}}{dt} - \omega_c \Psi_{ds} \sin \theta_c - \omega_c \Psi_{qs} \cos \theta_c \quad (a)$$

$$V_{ds} \sin \theta_c + V_{qs} \cos \theta_c = R_{bs} (I_{ds} \sin \theta_c + I_{qs} \cos \theta_c) + \sin \theta_c \frac{d\Psi_{ds}}{dt} + \cos \theta_c \frac{d\Psi_{qs}}{dt} + \omega_c \Psi_{ds} \cos \theta_c - \omega_c \Psi_{qs} \sin \theta_c \quad (b)$$

En multipliant l'équation (a) par $\cos \theta_c$ et l'équation (b) par $\sin \theta_c$ et en additionnant les deux équations, on obtient l'équation de tension statorique suivant l'axe « d » :

$$V_{ds} = R_1 I_{ds} + R_2 I_{qs} + \frac{d\Psi_{ds}}{dt} - \omega_c \Psi_{qs} \quad (I.8)$$

De même, en multipliant l'équation (a) par $-\sin \theta_c$ et l'équation (b) par $\cos \theta_c$ et en additionnant les deux équations, on obtient l'équation de tension statorique suivant l'axe « q » :

$$V_{qs} = R_2 I_{ds} + R_3 I_{qs} + \frac{d\Psi_{qs}}{dt} + \omega_c \Psi_{ds} \quad (I.9)$$

Les équations du circuit rotoriques se calculent de la même manière, on obtient alors :

✓ Equations électriques

$$\begin{cases} V_{ds} = R_1 I_{ds} + R_2 I_{qs} + \frac{d\Psi_{ds}}{dt} - \omega_c \Psi_{qs} \\ V_{qs} = R_2 I_{ds} + R_3 I_{qs} + \frac{d\Psi_{qs}}{dt} + \omega_c \Psi_{ds} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\Psi_{dr}}{dt} - (\omega_c - \omega_r) \Psi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\Psi_{qr}}{dt} + (\omega_c - \omega_r) \Psi_{dr} \end{cases} \quad (I.10)$$

Avec :

$$\begin{aligned} R_1 &= R_{as} \cos^2 \theta_c + R_{bs} \sin^2 \theta_c \\ R_2 &= (R_{bs} - R_{as}) \cos \theta_c \sin \theta_c \\ R_3 &= R_{bs} \cos^2 \theta_c + R_{as} \sin^2 \theta_c \\ \omega_c - \omega_r &= \frac{d(\theta_c - \theta)}{dt} \\ \omega_c &= \frac{d\theta_c}{dt} \end{aligned} \quad (I.11)$$

De façon analogue, l'application de la transformation de Park au système (I.7) permet d'obtenir les équations de transformation des flux suivantes :

✓ Equations des flux magnétiques

$$\begin{cases} \Psi_{ds} = L_1 I_{ds} + L_2 I_{qs} + L_m I_{dr} \\ \Psi_{qs} = L_2 I_{ds} + L_3 I_{qs} + L_m I_{qr} \\ \Psi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m I_{ds} \\ \Psi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m I_{qs} \end{cases} \quad (I.12)$$

Avec :

$$\begin{aligned} L_1 &= L_{as} \cos^2 \theta_c + L_{bs} \sin^2 \theta_c \\ L_2 &= (L_{bs} - L_{as}) \cos \theta_c \sin \theta_c \\ L_3 &= L_{bs} \cos^2 \theta_c + L_{as} \sin^2 \theta_c \end{aligned} \quad (I.13)$$

On choisit le référentiel lié au champ tournant tel que $\omega_c = \omega_s$, et après avoir fait la substitution des systèmes d'équations (I.10), (I.11), (I.12) et (I.13), on obtient la représentation d'état de la modélisation de la machine asynchrone biphasée asymétrique :

$$\begin{cases} \frac{dI_{ds}}{dt} = \frac{1}{\sigma \sigma' L_1 L_3 - L_2^2} \left[-X_1 I_{ds} - X_2 I_{qs} + X_3 \Psi_{dr} - X_4 \Psi_{qr} + \sigma' L_3 V_{ds} - L_2 V_{qs} \right] \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = \frac{1}{L_2 - \sigma \sigma' L_1 L_3} \left[-Y_1 I_{ds} - Y_2 I_{qs} + Y_3 \Psi_{dr} - Y_4 \Psi_{qr} + L_2 V_{ds} - \sigma L_1 V_{qs} \right] \\ \frac{d\Psi_{dr}}{dt} = R_r \frac{L_M}{L_r} I_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \Psi_{dr} + (\omega_s - \omega_r) \Psi_{qr} \\ \frac{d\Psi_{qr}}{dt} = R_r \frac{L_M}{L_r} I_{qs} - \frac{R_r}{L_r} \Psi_{qr} - (\omega_s - \omega_r) \Psi_{dr} \\ \frac{d\Omega_r}{dt} = p \frac{L_M}{J L_r} (\Psi_{dr} I_{qs} - \Psi_{qr} I_{ds}) - \frac{C_r}{J} - \frac{f}{J} \Omega_r \end{cases} \quad (I.14)$$

Les coefficients de dispersion

$$\sigma = 1 - \frac{L_M^2}{L_1 L_r} \quad (I.15)$$

$$\sigma' = 1 - \frac{L_M^2}{L_3 L_r} \quad (I.16)$$

L'expression du couple est donnée par :

$$C_{em} = p \frac{L_M}{L_r} (\Psi_{dr} I_{qs} - \Psi_{qr} I_{ds}) \quad (I.17)$$

Le vecteur d'état est :

$$X = [I_{ds} \quad I_{qs} \quad \Psi_{dr} \quad \Psi_{qr}]^T \quad (I.18)$$

Les autres variables sont données à partir des relations suivantes :

$$\begin{cases} I_{dr} = \frac{1}{L_r} \Psi_{dr} - \frac{L_m}{L_r} I_{ds} \\ I_{qr} = \frac{1}{L_r} \Psi_{qr} - \frac{L_m}{L_r} I_{qs} \\ \Psi_{ds} = \sigma L_1 I_{ds} + L_2 I_{qs} + \frac{L_m}{L_r} \Psi_{dr} \\ \Psi_{qs} = L_2 I_{ds} + \sigma' L_3 I_{qs} + \frac{L_m}{L_r} \Psi_{qr} \end{cases} \quad (I.19)$$

Avec :

$$\begin{aligned}
 Z_5 &= \omega_s (L_{bs} - L_{as}) \cos 2\theta_s & X_1 &= \sigma' L_3 Z_1 - L_2 Z_3 & Y_1 &= L_2 Z_1 - \sigma L_1 Z_3 \\
 Z_1 &= R_1 + \omega_s L_2 + \frac{L_M^2}{L_r T_r} & X_2 &= \sigma' L_3 Z_2 - Z_4 L_2 & Y_2 &= L_2 Z_2 - \sigma L_1 Z_4 \\
 Z_2 &= R_2 + Z_5 - \omega_s \sigma' L_3 & X_3 &= \frac{L_M}{L_r} \left(\frac{\sigma' L_3}{T_r} - L_2 \omega_r \right) & Y_3 &= \frac{L_M}{L_r} \left(\frac{L_2}{T_r} + \sigma L_1 \omega_r \right) \\
 Z_3 &= R_2 + Z_5 + \omega_s \sigma L_1 & X_4 &= \frac{L_M}{L_r} \left(\frac{L_2}{T_r} - \sigma' L_3 \omega_r \right) & Y_4 &= \frac{L_M}{L_r} \left(\frac{\sigma L_1}{T_r} - L_2 \omega_r \right) \\
 Z_4 &= R_3 - \omega_s L_2 + \frac{L_M^2}{L_r T_r}
 \end{aligned} \tag{I.20}$$

I.2.2.4.2. Modèle de la machine asynchrone symétrique biphasée

Dans le cas d'une machine biphasée symétrique, on a :

$$\text{Les inductances statoriques : } L_{as} = L_{bs} = L_s \tag{I.21}$$

$$\text{Les résistances statoriques : } R_{as} = R_{bs} = R_s$$

En remplaçant les égalités (I.21) dans le modèle de la machine biphasée asymétrique défini par le système d'équations (I.14), on obtient le modèle de la machine asynchrone biphasée symétrique dans le référentiel lié au champ tournant. Ce modèle est identique à celui de la machine asynchrone triphasée, défini par le système des équations (I.1) à (I.5).

I.2.2.4.3. Modèle de la machine asynchrone asymétrique monophasée à condensateur permanent

On étudie la machine asynchrone monophasée à phase auxiliaire capacitive ($V_{as} = V_{bs}$) représentée par le schéma de la Figure I-7.

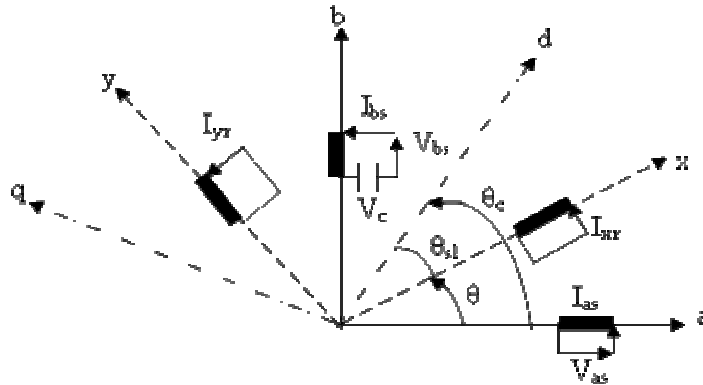


Figure I-7. Représentation schématique de la machine asynchrone asymétrique monophasée.

En se référant au schéma de la figure (I.8) les équations électriques de la machine asynchrone monophasée avec condensateur s'écrivent :

$$\begin{cases}
 V_{as} = R_{as} i_{as} + \frac{d\Psi_{as}}{dt} \\
 V_{bs} = R_{bs} i_{bs} + \frac{d\Psi_{bs}}{dt} + V_c \\
 V_{xr} = R_r i_{xr} + \frac{d\Psi_{xr}}{dt} \\
 V_{yr} = R_r i_{yr} + \frac{d\Psi_{yr}}{dt}
 \end{cases} \tag{I.22}$$

En suivant les même étapes que celles élaborées durant l'étude de la machine asynchrone asymétrique biphasée, on aboutit au modèle de la machine asynchrone monophasée asymétrique dans le référentiel lié au champ tournant :

$$\left[\begin{aligned} \frac{dI_{ds}}{dt} &= \frac{1}{\sigma L_1 L_3 - L_2^2} \left[-X_1 I_{ds} - X_2 I_{qs} + X_3 \Psi_{dr} - X_4 \Psi_{qr} + \sigma L_3 V_{ds} - L_2 V_{qs} - \sigma L_3 A + L_2 B \right] \\ \frac{dI_{qs}}{dt} &= \frac{1}{L_2 - \sigma L_1 L_3} \left[-Y_1 I_{ds} - Y_2 I_{qs} + Y_3 \Psi_{dr} - Y_4 \Psi_{qr} + L_2 V_{ds} - \sigma L_1 V_{qs} - L_2 A + \sigma L_1 B \right] \\ \frac{d\Psi_{dr}}{dt} &= \frac{L_M}{T_r} I_{ds} - \frac{1}{T_r} \Psi_{dr} + (\omega_s - \omega_r) \Psi_{qr} \\ \frac{d\Psi_{qr}}{dt} &= \frac{L_M}{T_r} I_{qs} - \frac{1}{T_r} \Psi_{qr} - (\omega_s - \omega_r) \Psi_{dr} \\ \frac{d\Omega_r}{dt} &= p \frac{L_M}{J L_r} (\Psi_{dr} I_{qs} - \Psi_{qr} I_{ds}) - \frac{C_r}{J} - \frac{f}{J} \Omega_r \\ \frac{dV_{cd}}{dt} &= \frac{1}{c} I_{ds} + \omega_s V_{cq} \\ \frac{dV_{cq}}{dt} &= \frac{1}{c} I_{qs} + \omega_s V_{cd} \end{aligned} \right] \quad (I.23)$$

Avec :

$$\begin{aligned} A &= \sin(\omega_s t) (V_{cd} \sin(\omega_s t) + V_{cq} \cos(\omega_s t)) \\ B &= \cos(\omega_s t) (V_{cd} \sin(\omega_s t) + V_{cq} \cos(\omega_s t)) \end{aligned} \quad (I.24)$$

I.2.2.4.4. Modèle de la machine asynchrone symétrique monophasée (avec condensateur permanent)

En remplaçant les égalités (I.21) dans le modèle de la machine monophasée asymétrique défini par le système d'équations (I.23), on obtient le modèle de la machine asynchrone monophasée symétrique dans le référentiel lié au champ tournant suivant :

$$\left[\begin{aligned} \frac{dI_{ds}}{dt} &= -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{L_M^2}{L_r T_r} \right) I_{ds} + \omega_s I_{qs} + \frac{L_M}{\sigma L_s L_r T_r} \Psi_{dr} + p \frac{L_M}{\sigma L_s L_r} \Omega_r \Psi_{qr} + \frac{V_{ds} - A}{\sigma L_s} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} &= \omega_s I_{ds} - \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{L_M^2}{L_r T_r} \right) I_{qs} - p \frac{L_M}{\sigma L_s L_r} \Omega_r \Psi_{dr} + \frac{L_M}{\sigma L_s L_r T_r} \Psi_{qr} + \frac{V_{ds} - A}{\sigma L_s} \\ \frac{d\Psi_{dr}}{dt} &= \frac{L_M}{T_r} I_{ds} - \frac{1}{T_r} \Psi_{dr} + (\omega_s - \omega_r) \Psi_{qr} \\ \frac{d\Psi_{qr}}{dt} &= \frac{L_M}{T_r} I_{qs} - \frac{1}{T_r} \Psi_{qr} - (\omega_s - \omega_r) \Psi_{dr} \\ \frac{d\Omega_r}{dt} &= p \frac{L_M}{J L_r} (\Psi_{dr} I_{qs} - \Psi_{qr} I_{ds}) - \frac{C_r}{J} - \frac{f}{J} \Omega_r \\ \frac{dV_{cd}}{dt} &= \frac{1}{c} I_{ds} + \omega_s V_{cq} \\ \frac{dV_{cq}}{dt} &= \frac{1}{c} I_{qs} + \omega_s V_{cd} \end{aligned} \right] \quad (I.25)$$

I.2.2.5. Association convertisseur- machine asynchrone biphasée et monophasée

On distingue deux catégories d'onduleurs qui alimentent les machines asynchrones biphasée et monophasée :

- Des onduleurs monophasés pour alimenter la MAS monophasée à condensateur permanent, les plus connus sont : les onduleurs monophasés en pont complet [BER95], [MUL93].
- Des onduleurs biphasés (ou triphasés aussi) pour alimenter la MAS biphasée, les plus utilisés sont : les onduleurs biphasés à quatre bras [HOL93], [JAN99]. Ceci est illustré sur la *Figure I-8*.

La stratégie de commande des interrupteurs que nous avons adopté, est celle de la triangulo-sinusoïdale. On compare une onde qui est l'image de la tension souhaitée, appelée : *la référence* ou *la modulante* et l'autre appelée *porteuse*. Le rapport entre leurs fréquences $m=f_p/f_{ref}$, est appelé : *indice de modulation*; le rapport entre amplitudes $r=V_p/V_{ref}$ est appelé : *taux de modulation*.

La modélisation du convertisseur statique utilisé, dont le schéma est représenté ci-dessous (*Figure I-8*), est détaillée en annexe B.

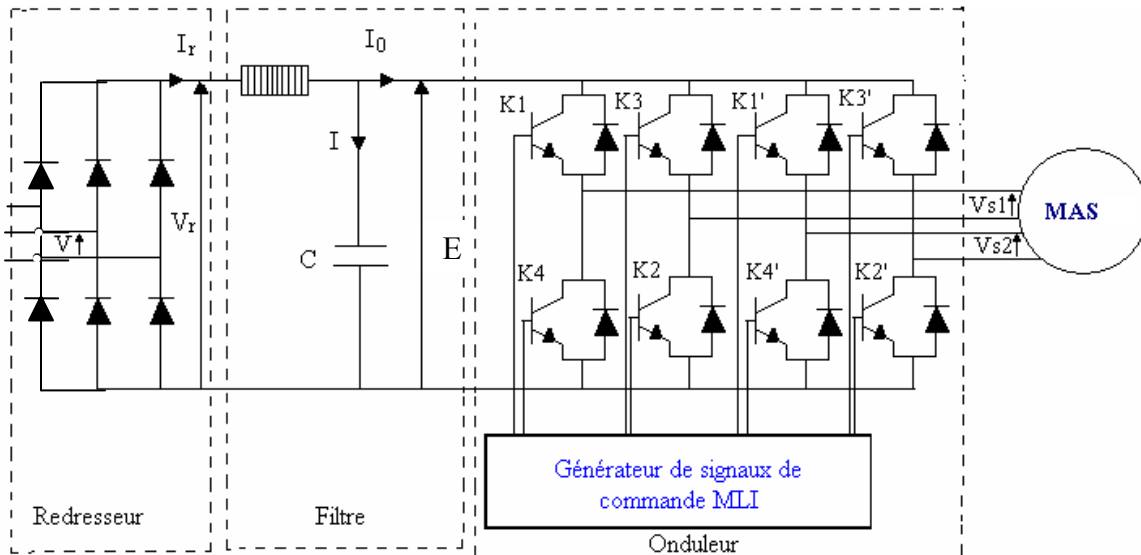


Figure I-8. Schéma de l'association convertisseur statique – MAS biphasée.

I.2.2.6. Simulations numériques

Dans un premier temps, nous avons procédé à la simulation des machines suscitées (Annexe C) pour une alimentation parfaitement sinusoïdale $V_{as} = V_m \cos(\omega t)$ ensuite, pour une alimentation à travers l'onduleur de tension MLI.

➤ Interprétation des courbes

Les résultats obtenus par simulation du modèle de la machine asymétrique sont représentés sur les *Figures I-9 à I-13* pour un fonctionnement à vide concernant les MAS biphasée asymétrique et monophasée symétrique à condensateur permanent. Concernant la simulation de la MAS biphasée, un démarrage à vide suivi d'une application de charge à 0.15(s). Ceci nous a permis de faire les constations suivantes :

- Le couple électromagnétique C_{em} développé décroît d'une valeur maximale atteinte au démarrage pour vaincre l'inertie du rotor, et oscille autour d'une valeur qui compense le

couple de frottements. Lors de l'application de la charge, il augmente afin de compenser le couple de charge.

- Après la phase de démarrage, la vitesse de rotation Ω_r atteint une valeur proche de la vitesse de synchronisme. L'application de la charge provoque une diminution de vitesse traduite par un glissement supplémentaire, qui se stabilise à sa valeur nominale lorsque le couple électromagnétique atteint la valeur du couple de charge. Ce qui permet à la machine de garder un fonctionnement à puissance nominale.
- On remarque que le courant au démarrage de l'enroulement principal est plus important que celui de la phase auxiliaire. L'application de la charge entraîne un plus grand appel de courant.
- Les courants des deux phases statoriques sont sinusoïdaux et parfaitement en quadrature, avec une différence d'amplitude due à la dissymétrie de la machine (différence d'impédances).
- Les différentes grandeurs simulées de la machine symétrique, *Figure (I-10)*, se stabilisent à des valeurs constantes contrairement au cas de la machine asymétrique, *Figures (I-9)*, où ces grandeurs présentent des ondulations. Ceci est dû à la dissymétrie des deux enroulements.

En vu des résultats de simulation obtenus, par les *Figures (I-11)* et *(I-12)*, des modèles des machines monophasées (asymétrique et symétrique à condensateur permanent), on peut faire les constatations suivantes :

- Le temps de réponse est très lent.
- Que ce soit pour la machine symétrique ou asymétrique, l'évolution des différentes grandeurs de la machine présente beaucoup plus d'ondulations.
- Les courants des deux phases ne sont pas exactement en quadrature, ce qui provoque une diminution au niveau du couple de démarrage.

Les résultats de simulation, présentés sur la *Figure (I-13)*, montrent le comportement dynamique et statique du modèle linéaire de la machine asynchrone symétrique biphasée alimentée par l'onduleur biphasé avec l'application d'une charge nominale après un fonctionnement à vide. D'après ces résultats, on peut dire que, hormis les ondulations supplémentaires générés par les harmoniques de l'onduleur, l'évolution des différentes grandeurs simulées reste identique à celle de la machine biphasée symétrique alimentée par des tensions parfaitement sinusoïdales.

Remarque

Après analyse des différents résultats obtenus par simulation, on peut faire les conclusions suivantes:

- Le régime transitoire du couple électromagnétique de la machine asynchrone biphasée est peu oscillatoire.
- Le fonctionnement à vitesse variable de la machine asynchrone monophasée (à condensateur permanent) présente beaucoup de limitations. La composante pulsatoire du couple électromagnétique est très importante.

En se basant sur ces remarques, la suite de ce chapitre va traiter la saturation de la machine asynchrone triphasée et de la machine asynchrone biphasée.

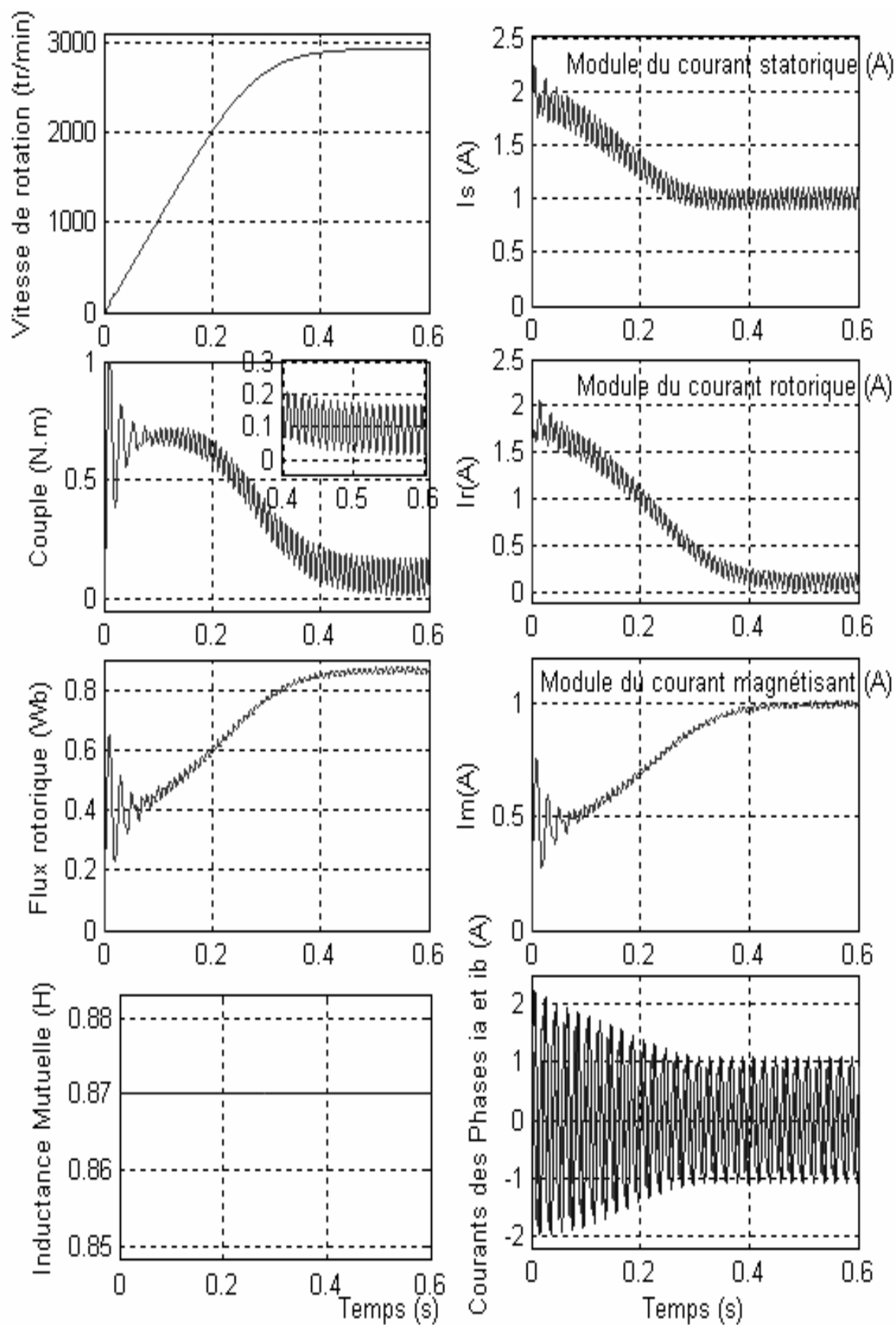


Figure I-9. Simulation du modèle linéaire dans le référentiel lié au champ tournant de la machine Asynchrone Biphasée Asymétrique pour une alimentation parfaitement sinusoïdale (A vide).

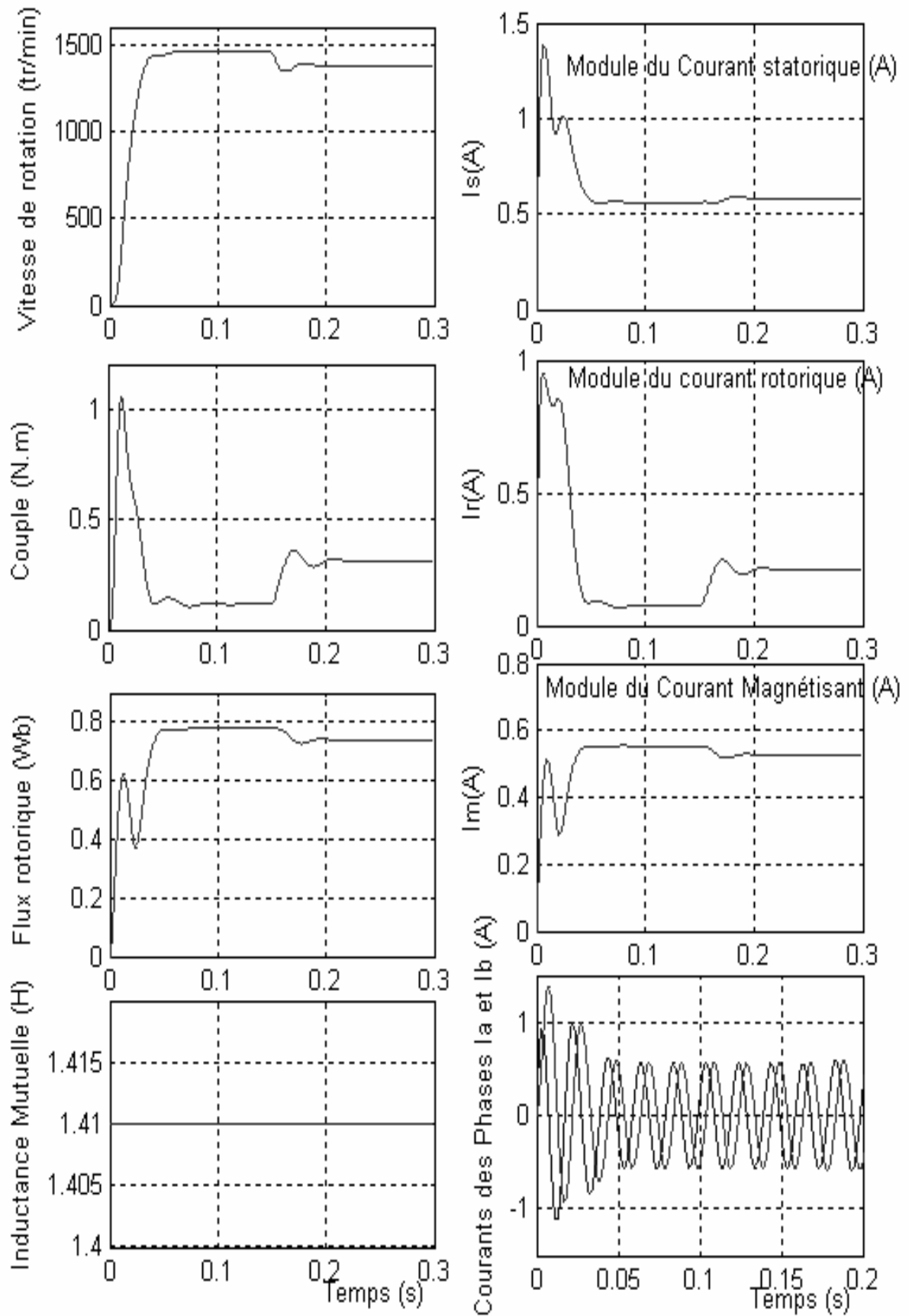


Figure I-10. Simulation du modèle linéaire dans le référentiel lié au champ tournant de la machine Asynchrone Biphase Symétrique pour une alimentation parfaitement sinusoïdale (Application du couple de charge égal au couple nominal à $t=0.15s$).

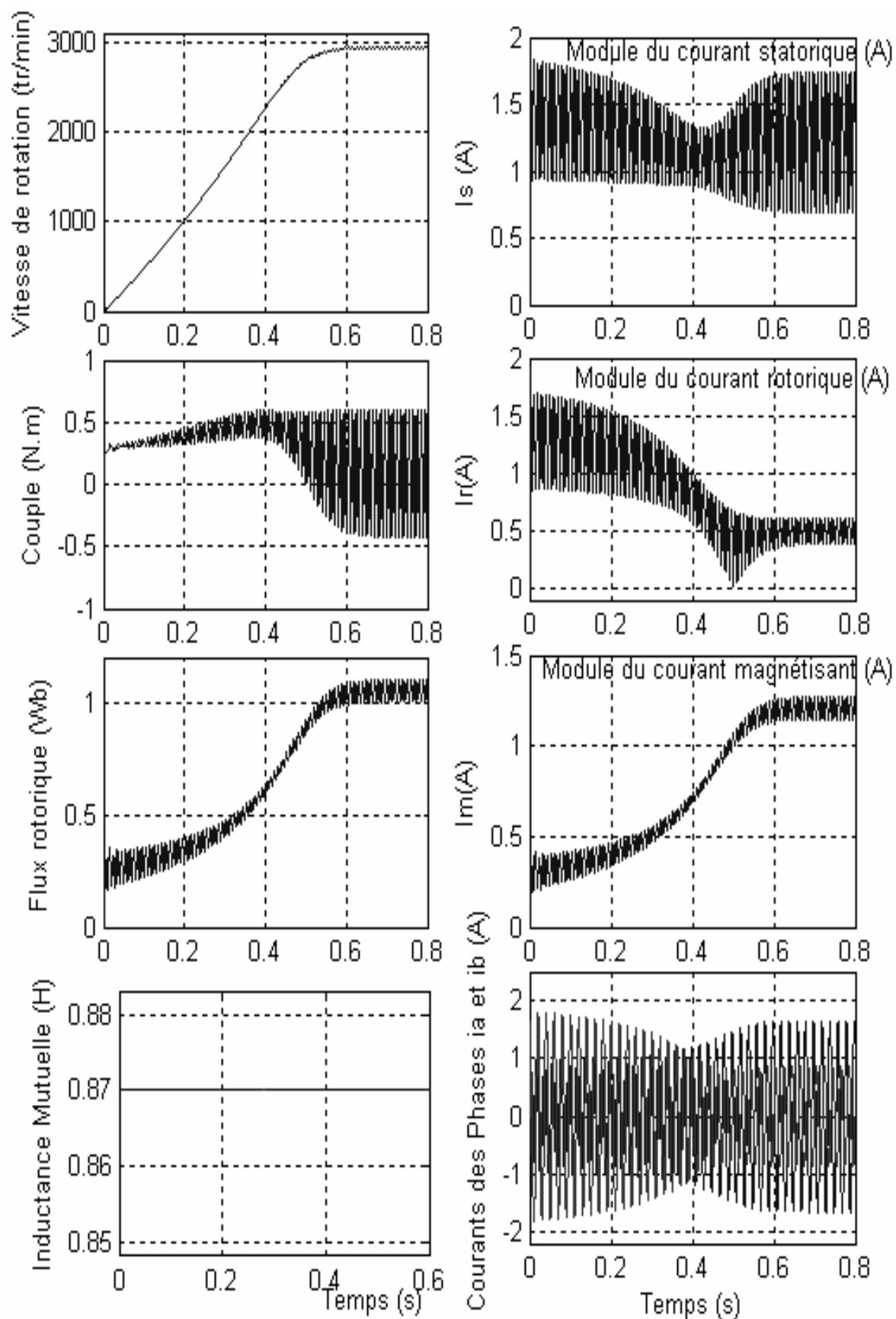


Figure I-11. Simulation du modèle linéaire dans le référentiel lié au champ tournant de la machine Asynchrone Monophasée Asymétrique (à condensateur permanent) pour une alimentation parfaitement sinusoïdale (simulation à vide).

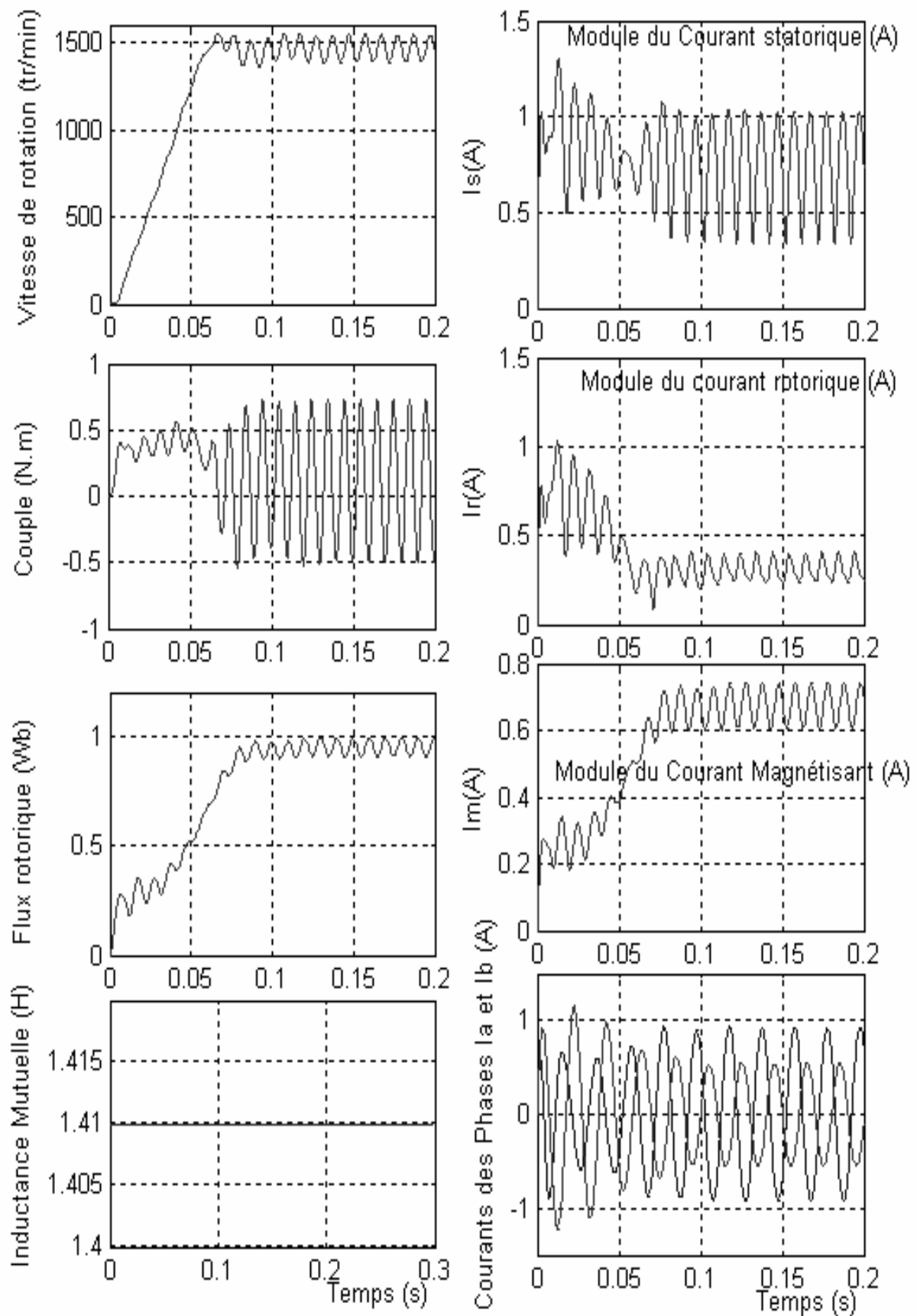


Figure I-12. Simulation du modèle linéaire dans le référentiel lié au champ tournant de la machine Asynchrone Monophasée Symétrique (à condensateur permanent) pour une alimentation parfaitement sinusoïdale (simulation à vide).

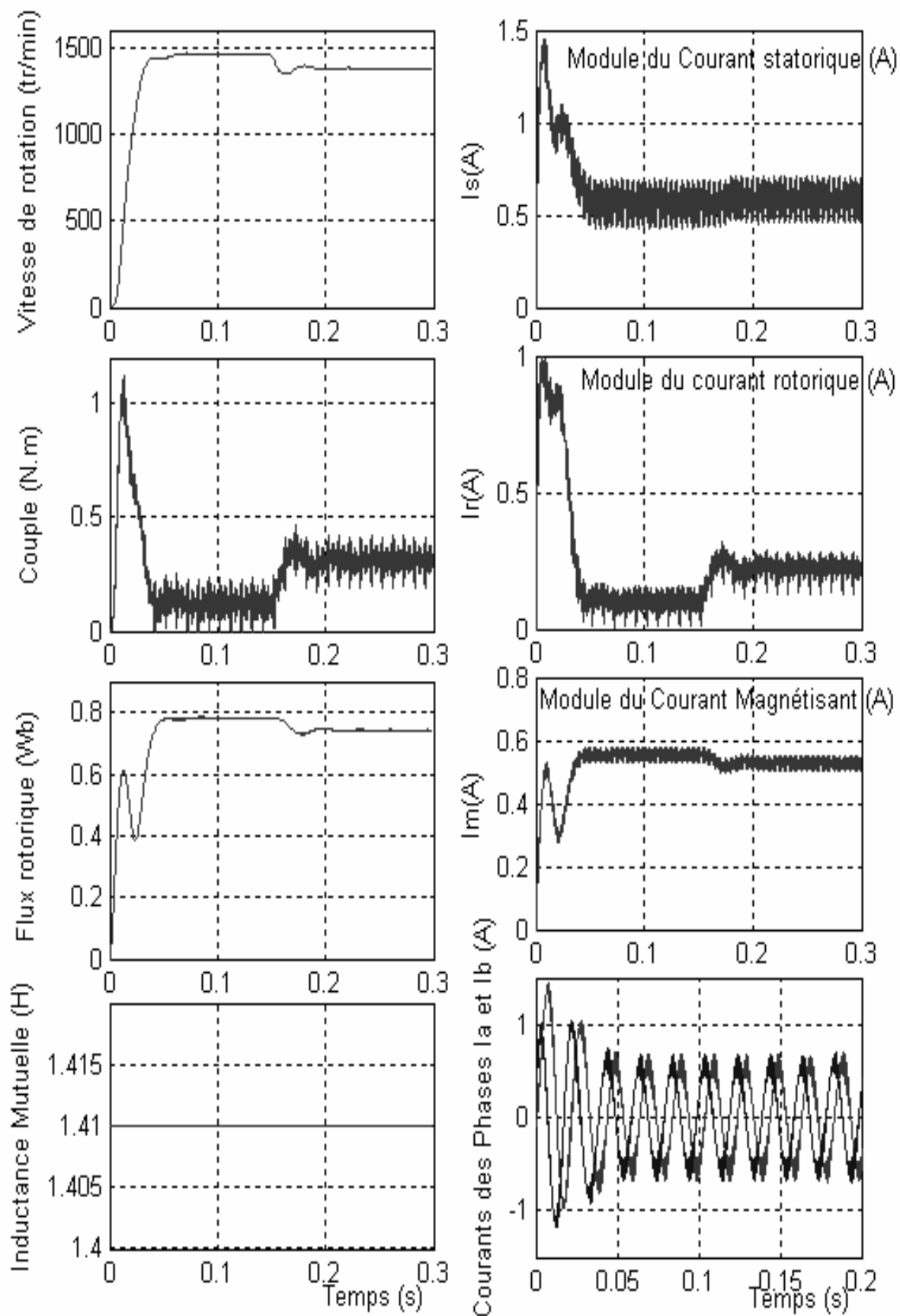


Figure I-13. Simulation du modèle linéaire dans le référentiel lié au champ tournant de la machine Asynchrone Biphasée Symétrique à travers l'onduleur biphasé (Application du couple de charge égal au couple nominal à $t=0.15s$).

I.3. MODELISATION DES MACHINES ASYNCHRONES EN TENANT COMPTE DE LA SATURATION MAGNETIQUE :

La saturation du matériau magnétique sous l'action du champ d'excitation magnétique, et donc du courant, entraîne une diminution de perméabilité du matériau, soit une diminution du rapport ψ/i définissant les différentes inductances de la machine. Les modèles linéaires classiques ne prennent pas en considération ce phénomène. En effet, les valeurs des différentes inductances sont identifiées au point nominal donné par le constructeur. En général, le dimensionnement des machines est tel que lors du fonctionnement nominal, les tôles ferromagnétiques qui les constituent sont bien souvent saturées. Cependant ce point nominal est calculé pour un certain niveau de saturation donnant un couple important pour un courant pas trop élevé.

Le phénomène de la saturation au sein d'un système électromagnétique peut être illustré comme sur la *Figure I-14*. Celle-ci montre les flux réel et celui issu d'un modèle linéaire pour deux courants de faible et de fortes amplitudes.

Pour les modèles linéaires, le calcul du flux se fait toujours par rapport à la droite (a), déterminée par le point nominal. Ceci montre que si le point de fonctionnement de la machine ne coïncide pas avec le point nominal, une différence de taille est enregistrée entre les amplitudes du flux calculé par les modèles linéaires et le premier harmonique du flux réel.

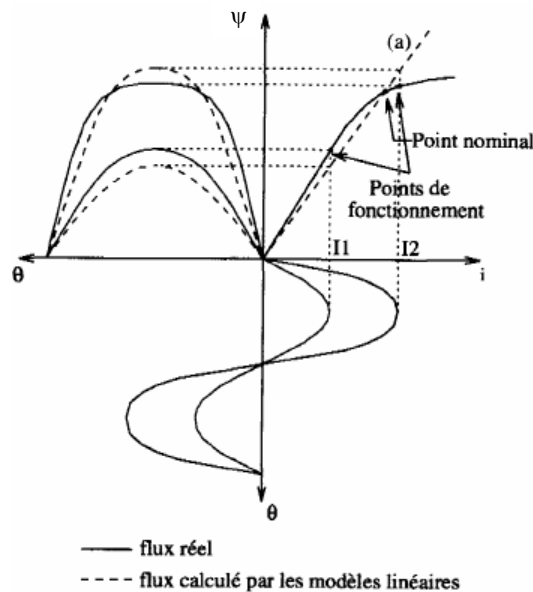


Figure I-14. Représentation du flux réel et du flux calculé par les modèles linéaires.

De ce fait, tenant compte de la saturation, les relations liant les flux aux courants ne sont donc plus linéaires et les paramètres intervenants dans le modèle de la machine deviennent variables avec le niveau de saturation [BOL87], [LEO84], [VAS81].

Il est clair qu'en considérant le repère triphasé, la prise en compte de la saturation dans la modélisation des machines asynchrones conduit à une étude très complexe, vue que la matrice inductance n'est plus la même et elle dépend non seulement de la position du rotor, mais également des courants statorique et rotorique. En revanche, si on adopte la représentation de Park (d, q), en considérant le modèle linéaire classique, cette étude devient plus facile du fait que le nombre d'équations et de paramètres est réduit. Néanmoins, avant de passer à la modélisation et pour que la transformation de Park ne perde pas de son intérêt pratique, il faut tenir compte des hypothèses simplificatrices citées précédemment en régime linéaire classique, hormis la saturation. En effet, la répartition spatiale de la force magnétomotrice

statorique est considérée sinusoïdale c'est-à-dire que, seul le fondamental de l'induction participe aux flux statoriques. Toutefois, il est évident que les harmoniques d'espace d'induction participent aux flux statoriques, par conséquent, les composantes homopolaires des flux statorique et rotorique peuvent être non nulles. Ceci est dû essentiellement au troisième harmonique [LEE61], [LIA94]. De ce fait, notre étude s'intéresse au premier harmonique des flux statorique et rotorique. En effet, cette hypothèse est bien fondée, le fait que la machine soit saturée n'implique pas l'apparition d'autres harmoniques aux flux diphasés. Ceci a été, même si la machine est saturée, démontré par [KAS99] en prenant comme harmonique dominant celui qui correspond à l'effet des encoches.

Afin d'éviter une modélisation très lourde en temps de calcul et simple à implanter du point de vue pratique, les chercheurs préfèrent d'utiliser la méthode globale. Cette méthode prend en considération, d'une part, la saturation magnétique en tenant compte de la variation de l'inductance magnétisante calculée à partir de la variation du flux magnétisant en fonction du courant magnétisant et d'autre part, le flux propre d'un enroulement au stator et au rotor comme la superposition d'un terme du flux de fuite se refermant dans l'air donc indépendant de la saturation, et d'un terme magnétisant lié à la saturation magnétique [BOUS89], [FAI95], [LEVI97], [LEVI95], [LIP84], [VAS90-1].

I.3.1. Modélisation de la machine asynchrone triphasée

En adoptant les mêmes hypothèses citées précédemment à l'exception de la saturation, on a:

$$\Psi = \Psi_m + L_{f0} I \quad (I.26)$$

Avec : Ψ_m : Flux magnétisant,

L_{f0} : Inductance de fuite.

En fonction du choix des variables d'état du système, on peut décrire le modèle saturé de plusieurs manières.

I.3.1.1. Modèle en flux

Dans ce modèle, les flux (Ψ_{ds} , Ψ_{qs} , Ψ_{dr} , Ψ_{qr}) et la vitesse ω_r sont pris comme variables d'état du système. La saturation est introduite dans le modèle par l'intermédiaire du flux magnétisant. Les équations statoriques et rotoriques, dans le référentiel lié au champ tournant rotorique, sont données par :

$$\begin{aligned} V_{ds} &= R_s I_{ds} + \frac{d\Psi_{ds}}{dt} - \omega_s \Psi_{qs} \\ V_{qs} &= R_s I_{qs} + \frac{d\Psi_{qs}}{dt} + \omega_s \Psi_{ds} \\ \frac{d\Psi_{dr}}{dt} &= R_r I_{dr} + \frac{d\Psi_{dr}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \Psi_{qr} \\ \frac{d\Psi_{qr}}{dt} &= R_r I_{qr} + \frac{d\Psi_{qr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \Psi_{dr} \end{aligned} \quad (I.27)$$

Les flux statoriques et rotoriques suivant les deux axes (d, q) peuvent être exprimés comme la somme des flux mutuels et des flux de fuites :

$$\begin{aligned}
\Psi_{ds} &= \Psi_{dm} + L_{s0} I_{ds} \\
\Psi_{qs} &= \Psi_{qm} + L_{s0} I_{qs} \\
\Psi_{dr} &= \Psi_{dm} + L_{r0} I_{dr} \\
\Psi_{qr} &= \Psi_{qm} + L_{r0} I_{qr}
\end{aligned} \tag{I.28}$$

Avec : L_{s0} : Inductance de fuite statorique.

L_{r0} : Inductance de fuite rotorique.

Le flux magnétisant est exprimé par :

$$\begin{aligned}
\Psi_{dm} &= L_M I_{dm} = L_M (I_{ds} + I_{dr}) \\
\Psi_{qm} &= L_M I_{qm} = L_M (I_{qs} + I_{qr})
\end{aligned} \tag{I.29}$$

Avec : I_{dm} : Courant magnétisant suivant l'axe d.

I_{qm} : Courant magnétisant suivant l'axe q.

Le système (I.27) peut se mettre sous la forme d'équation d'état suivante :

$$\begin{aligned}
\frac{d\Psi_{ds}}{dt} &= V_{ds} - \frac{R_s}{L_s} (\Psi_{ds} - \Psi_{dm}) + \omega_s \Psi_{qs} \\
\frac{d\Psi_{qs}}{dt} &= V_{qs} - \frac{R_s}{L_s} (\Psi_{qs} - \Psi_{qm}) - \omega_s \Psi_{ds} \\
\frac{d\Psi_{dr}}{dt} &= -\frac{R_r}{L_r} (\Psi_{dr} - \Psi_{dm}) + (\omega_s - \omega_r) \Psi_{qr} \\
\frac{d\Psi_{qr}}{dt} &= -\frac{R_r}{L_r} (\Psi_{qr} - \Psi_{qm}) - (\omega_s - \omega_r) \Psi_{dr}
\end{aligned} \tag{I.30}$$

Lorsque on tient compte de la saturation magnétique, l'inductance magnétisante L_M devient variable. Elle est obtenue à partir de la caractéristique de magnétisation réelle de la machine $\Psi_m(I_m)$, donc par le rapport :

$$L_M = \frac{\Psi_m}{I_m} \tag{I.31}$$

I.3.1.2. Modèle en courant

Contrairement au modèle en flux, le modèle en courant permet de montrer clairement et de donner une interprétation physique au phénomène de saturation croisée. Ce phénomène est appelé encore l'effet d'inter-saturation « en anglais cross saturation ». Ceci se traduit par le couplage entre les deux axes orthogonaux d et q [BOL88], [BOU89], [LEVI95], [LEV97], [VAS86]. Le flux de l'axe direct « d » dépend du courant magnétisant de l'axe « q » et vice versa. En résumé, la saturation dans un axe affecte la saturation dans l'autre axe, d'où l'effet de couplage entre les deux axes.

Dans ce cas, les courants (I_{ds} , I_{qs} , I_{dr} , I_{qr}) et la vitesse ω_r sont pris comme variables d'état du système. La saturation magnétique est introduite dans le modèle par l'intermédiaire les inductances magnétisantes statique L_M et dynamique M_{dy} .

Pour donner une interprétation physique à l'**effet croisé de saturation**, [KAS99] a procédé par simulation en utilisant un logiciel de calcul de champ par éléments finis élaboré au laboratoire LEEI (Toulouse). Dans cette étude, effectuée en deux étapes, l'auteur a déterminé l'évolution des inductances cycliques quand la machine asynchrone est considérée comme un système multi-enroulements. Cette machine est alimentée par les courants diphasés statorique et rotorique. La première étape consiste à étudier l'influence des courants sur un seul axe.

Dans la deuxième étape, les courants sont introduits suivant les deux axes. De cette méthode, on remarque que les flux suivant les deux axes d et q diminuent et qu'il existe un effet croisé entre les deux axes d et q dû à la saturation du fer de la machine. Cet effet intervient donc au niveau des inductances cycliques.

Par rapport au modèle linéaire classique, les équations du modèle saturé contiennent aussi bien des termes variables que des nouveaux termes de couplage et en particulier, le phénomène de saturation croisée. A partir du système (I.26) et (I.27) on obtient :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + L_{s0} \frac{dI_{ds}}{dt} + \frac{d\Psi_{dm}}{dt} - \omega_s (\Psi_{qm} + L_{s0} I_{qs}) \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + L_{s0} \frac{dI_{qs}}{dt} + \frac{d\Psi_{qm}}{dt} + \omega_s (\Psi_{dm} + L_{s0} I_{ds}) \\ 0 = R_r I_{dr} + L_{r0} \frac{dI_{dr}}{dt} + \frac{d\Psi_{dm}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) [L_{r0} I_{qr} + \Psi_{qm}] \\ 0 = R_r I_{qr} + L_{r0} \frac{dI_{qr}}{dt} + \frac{d\Psi_{qm}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) [L_{r0} I_{dr} + \Psi_{dm}] \end{cases} \quad (I.32)$$

Avec : $L_M = L_s - L_{s0} = L_r - L_{r0}$

En se basant sur cette dernière équation et sachant que l'inductance magnétisante est donnée par (I.31), on peut conclure que les inductances cycliques varient en fonction du courant magnétisant. La symétrie de la machine asynchrone implique que la valeur de l'inductance propre cyclique d'une armature sur un axe est la même sur l'autre axe pour un certain niveau de saturation. Contrairement à ce résultat, pour une machine synchrone à pôles saillants, l'hypothèse de la symétrie n'est pas valable à cause de la saillance, et les inductances cycliques L_d et L_q ne sont pas égales même dans le cas linéaire [VAS90-1]. De ce principe, une représentation spatiale des vecteurs du flux magnétisant Ψ_m colinéaire au courant magnétisant I_m suivant les deux axes « d et q » est donnée par la Figure I-15.

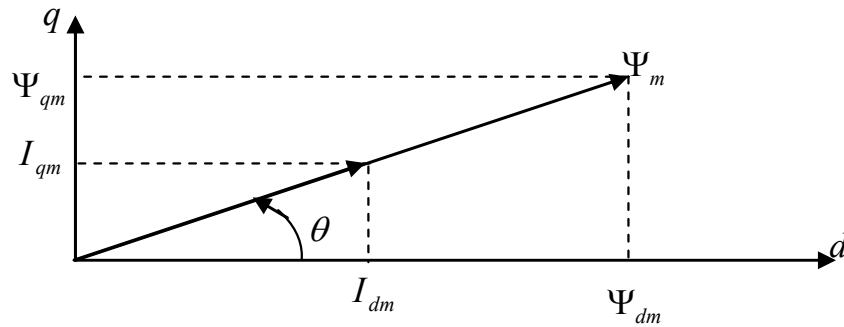


Figure I-15. Représentation du flux et du courant magnétisant.

$$\begin{cases} I_{dm} = I_m \cos \theta \\ I_{qm} = I_m \sin \theta \\ I_m^2 = I_{dm}^2 + I_{qm}^2 \end{cases} \quad \begin{cases} \Psi_{dm} = \Psi_m \cos \theta \\ \Psi_{qm} = \Psi_m \sin \theta \\ \Psi_m^2 = \Psi_{dm}^2 + \Psi_{qm}^2 \end{cases} \quad (I.33)$$

Afin d'aboutir au modèle saturé de la machine, on essaie d'exprimer les dérivées $\frac{d\Psi_{dm}}{dt}$ et $\frac{d\Psi_{qm}}{dt}$ en fonction des courants. En tenant compte de ces équations, on aura :

$$\begin{aligned}\frac{d\Psi_{dm}}{dt} &= \frac{d}{dt}(L_M \cdot I_{dm}) = L_M \frac{dI_{dm}}{dt} + I_{dm} \frac{dL_M}{dt} \\ \frac{d\Psi_{qm}}{dt} &= \frac{d}{dt}(L_M \cdot I_{qm}) = L_M \frac{dI_{qm}}{dt} + I_{qm} \frac{dL_M}{dt}\end{aligned}\quad (I.34)$$

En tenant compte de la saturation, le terme $\frac{dL_M}{dt}$ devient variable.

$$\begin{aligned}\frac{dL_M}{dt} &= \frac{I_m}{I_m} \frac{dL_M}{dI_m} \frac{dI_m}{dt} \\ \frac{dL_M}{dt} &= \frac{d(I_m L_M) - L_M dI_m}{I_m dI_m} \frac{dI_m}{dt} \\ \frac{dL_M}{dt} &= \frac{1}{I_m} \left[\frac{d\Psi_m}{dI_m} - L_M \right] \frac{dI_m}{dt} \\ \frac{dL_M}{dt} &= \frac{1}{I_m} [M_{dy} - L_M] \frac{dI_m}{dt}\end{aligned}\quad (I.35)$$

$$\text{Inductance mutuelle dynamique : } M_{dy} = \frac{d\Psi_m}{dI_m} \quad (I.36)$$

Comme: $I_m^2 = I_{dm}^2 + I_{qm}^2$; ce qui donne : $\frac{dI_m}{dt} = \frac{d}{dt} \sqrt{I_{dm}^2 + I_{qm}^2} = \frac{1}{2} \left(\frac{dI_{dm}^2}{dt} + \frac{dI_{qm}^2}{dt} \right) \frac{1}{\sqrt{I_{dm}^2 + I_{qm}^2}}$

$$\frac{dI_m}{dt} = \frac{I_{dm}}{I_m} \frac{dI_{dm}}{dt} + \frac{I_{qm}}{I_m} \frac{dI_{qm}}{dt} \quad (I.37)$$

En tenant compte de la *Figure (I-17)*, on obtient :

$$\frac{dI_m}{dt} = \cos(\theta) \frac{dI_{dm}}{dt} + \sin(\theta) \frac{dI_{qm}}{dt} \quad (I.38)$$

La substitution de (I.34) dans (I.38), donne :

$$\begin{cases} \frac{d\Psi_{dm}}{dt} = [L_M(I - \cos^2(\theta\theta)) + M_{dy} \cos^2(\theta\theta)] \frac{dI_{dm}}{dt} + (M_{dy} - L_M) \sin(\theta\theta) \cos(\theta\theta) \frac{dI_{qm}}{dt} \\ \frac{d\Psi_{qm}}{dt} = [L_M(1 - \sin^2(\theta\theta)) + M_{dy} \sin^2(\theta\theta)] \frac{dI_{qm}}{dt} + (M_{dy} - L_M) \sin(\theta\theta) \cos(\theta\theta) \frac{dI_{dm}}{dt} \end{cases} \quad (I.39)$$

$$\text{sachant que : } \begin{cases} \cos^2(\theta) = \frac{1 + \cos(2\theta)}{2} \\ \sin^2(\theta) = \frac{1 - \cos(2\theta)}{2} \\ \cos(\theta) \sin(\theta) = \frac{\sin(2\theta)}{2} \end{cases} \quad \text{le système (I.39) devient :}$$

$$\begin{aligned}\frac{d\Psi_{dm}}{dt} &= \left[\frac{L_M + M_{dy}}{2} + \frac{M_{dy} - L_M}{2} \cos(2\theta) \right] \frac{dI_{dm}}{dt} + \left(\frac{M_{dy} - L_M}{2} \right) \sin(2\theta) \frac{dI_{qm}}{dt} \\ \frac{d\Psi_{qm}}{dt} &= \left[\frac{L_M + M_{dy}}{2} + \frac{M_{dy} - L_M}{2} \cos(2\theta) \right] \frac{dI_{qm}}{dt} + \left(\frac{M_{dy} - L_M}{2} \right) \sin(2\theta) \frac{dI_{dm}}{dt}\end{aligned}\quad (I.40)$$

en posant,

$$\begin{cases} L_0 = \frac{L_M + M_{dy}}{2} \\ L_2 = \frac{M_{dy} - L_M}{2} \\ L_{2c} = L_2 \cos(2\theta) \\ L_{2s} = L_2 \sin(2\theta) \end{cases} \quad (I.41)$$

On aboutit ainsi aux équations suivantes :

$$\begin{cases} \frac{d\Psi_{dm}}{dt} = (L_0 + L_{2c}) \frac{dI_{ds}}{dt} + (L_0 + L_{2c}) \frac{dI_{dr}}{dt} + L_{2s} \frac{dI_{qs}}{dt} + L_{2s} \frac{dI_{qr}}{dt} \\ \frac{d\Psi_{qm}}{dt} = (L_0 - L_{2c}) \frac{dI_{qs}}{dt} + (L_0 - L_{2c}) \frac{dI_{qr}}{dt} + L_{2s} \frac{dI_{ds}}{dt} + L_{2s} \frac{dI_{dr}}{dt} \end{cases} \quad (I.42)$$

En combinant les systèmes (I.32), (I.33) et (I.42), on obtient le système suivant :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_{ds} \frac{d}{dt} & -\omega_s L_s + M_{dq} \frac{d}{dt} & M_d \frac{d}{dt} & -\omega_s L_M + M_{dq} \frac{d}{dt} \\ \omega_s L_s + M_{dq} \frac{d}{dt} & R_s + L_{qs} \frac{d}{dt} & \omega_s L_M + M_{dq} \frac{d}{dt} & M_q \frac{d}{dt} \\ M_d \frac{d}{dt} & -\omega_{si} L_M + M_{dq} \frac{d}{dt} & R_r + L_{dr} \frac{d}{dt} & -\omega_{si} L_r + M_{dq} \frac{d}{dt} \\ \omega_{si} L_M + M_{dq} \frac{d}{dt} & M_q \frac{d}{dt} & \omega_{si} L_r + M_{dq} \frac{d}{dt} & R_r + L_{qr} \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (I.43)$$

Tel que :

$L_{ds} = L_{s0} + L_0 + L_{2c}$: Inductance cyclique totale du stator suivant l'axe « d »

$L_{qs} = L_{s0} + L_0 - L_{2c}$: Inductance cyclique totale du stator suivant l'axe « q »

$L_{dr} = L_{r0} + L_0 + L_{2c}$: Inductance cyclique totale du rotor suivant l'axe « d »

$L_{qr} = L_{r0} + L_0 - L_{2c}$: Inductance cyclique totale du rotor suivant l'axe « q »

$M_d = L_0 + L_{2c}$: Inductance mutuelle cyclique suivant l'axe « d »

$M_q = L_0 - L_{2c}$: Inductance mutuelle cyclique suivant l'axe « q »

$M_{dq} = L_{2s}$: Inductance de couplage des deux axes d et q.

L_M et M_{dy} prennent en considération les changements de I_m suivant l'état de saturation. Ces relations montrent que, en régime dynamique, les inductances de la machine sont liées à la pente de la tangente de la caractéristique de magnétisation.

Les inductances magnétisantes suivant les deux axes « M_d, M_q » et les inductances cycliques totales du stator et du rotor ne sont pas respectivement égales ($L_{ds} \neq L_{qs}$ et $L_{dr} \neq L_{qr}$).

L'inductance M_{dq} désigne le couplage induit par la saturation entre les deux axes en quadrature qui sont interdépendants.

Du système (I.43), on retrouve les équations de la machine en régime linéaire classique, en posant :

$$\begin{cases} L_{ds} = L_{qs} = L_s \\ L_{dr} = L_{qr} = L_r \\ M_d = M_q = L_M \\ M_{dq} = 0 \end{cases} \quad (I.44)$$

I.3.1.3. Mise sous forme d'équations d'état

Le système d'équations différentielles décrit par (I.43) peut, afin de faciliter sa résolution par les méthodes numériques, être mis sous la forme d'équations d'état $\dot{X}(t) = AX(t) + BU(t)$. Le vecteur d'état est : $X = [I_{ds} \ I_{qs} \ I_{dr} \ I_{qr}]$.

On commence, tout d'abord, à mettre ce système sous la forme matricielle $[U] = [R][I] + [L]\frac{d}{dt}[I]$:

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_s L_s & 0 & -\omega_s L_M \\ \omega_s L_s & R_s & \omega_s L_M & 0 \\ 0 & -\omega_{s1} L_M & R_r & -\omega_{s1} L_r \\ \omega_{s1} L_M & 0 & \omega_{s1} L_r & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{ds} & M_{dq} & M_d & M_{dq} \\ M_{dq} & L_{qs} & M_{dq} & M_q \\ M_d & M_{dq} & L_{dr} & M_{dq} \\ M_{dq} & M_q & M_{dq} & L_{qr} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix}$$

$$R = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_s L_s & 0 & -\omega_s L_M \\ \omega_s L_s & R_s & \omega_s L_M & 0 \\ 0 & -\omega_{s1} L_M & R_r & -\omega_{s1} L_r \\ \omega_{s1} L_M & 0 & \omega_{s1} L_r & R_r \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad L = \begin{bmatrix} L_{ds} & M_{dq} & M_d & M_{dq} \\ M_{dq} & L_{qs} & M_{dq} & M_q \\ M_d & M_{dq} & L_{dr} & M_{dq} \\ M_{dq} & M_q & M_{dq} & L_{qr} \end{bmatrix} \quad (I.45)$$

Sachant que : $[A] = -[L]^{-1}[R]$ et $[B] = [L]^{-1}$

On remarque que la matrice $[L]$ est symétrique, ce qui facilite donc son inversion. Les coefficients des matrices $[A]$ et $[B]$ sont exposés en Annexe A :

$$\text{L'équation du mouvement qui régit ce système est : } J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega_r \quad (I.46)$$

Le couple électromagnétique est donné par l'équation :

$$C_{em} = p L_M (I_{qs} I_{dr} - I_{ds} I_{qr}) \quad (I.47)$$

I.3.1.4. Modélisation de l'inductance mutuelle variable

De ce fait, il existe plusieurs solutions qui consistent à représenter la courbe de saturation par des fonctions mathématiques. On peut citer, à titre d'exemple, la décomposition sous forme de série de segments de droites ou bien sous forme de série exponentielles ou polynomiale.

I.3.1.4.1. Approximation de la caractéristique par une série de segments de droites (interpolation linéaire)

Cette méthode consiste à déterminer une multitude de fonctions $\Psi_m = f(I_m)$ qui passent au plus proche par tous les points relevés. En tenant compte de la saturation [FAID95], le flux magnétisant peut être exprimé par :

$$\Psi_{ms} = \Psi_{mns} - f \quad (I.48)$$

Ψ_{ms} : flux magnétisant en régime saturé.

Ψ_{mns} : flux magnétisant en régime non saturé.

f : une fonction qui désigne la différence entre le flux Ψ_{ms} et Ψ_{mns}

Pour chaque point de fonctionnement (Ψ_{ms} , I_m), les inductances mutuelles statique et dynamique sont exprimées par :

$$L_M = \frac{\Psi_{ms}}{I_m} \quad (I.49)$$

$$M_{dy} = \frac{d\Psi_{ms}}{dI_m} \quad (I.50)$$

I.3.1.4.2. Approximation de la caractéristique par une série de fonctions exponentielles

Il a été convenu que le développement en série d'exponentielles (*Figure I-16*) donne des résultats plus précis pour les mutuelles inductances statique et dynamique [BOU89]. Pour notre étude, nous avons considéré cette décomposition lors de la simulation.

D'après [BOU89], la courbe de saturation peut être décomposée sous forme d'une somme d'exponentielle.

$$\Psi_m = K_0 I_m + \sum_{j=1}^3 K_j (1 - e^{-n_j I_m}) \quad (I.51-a)$$

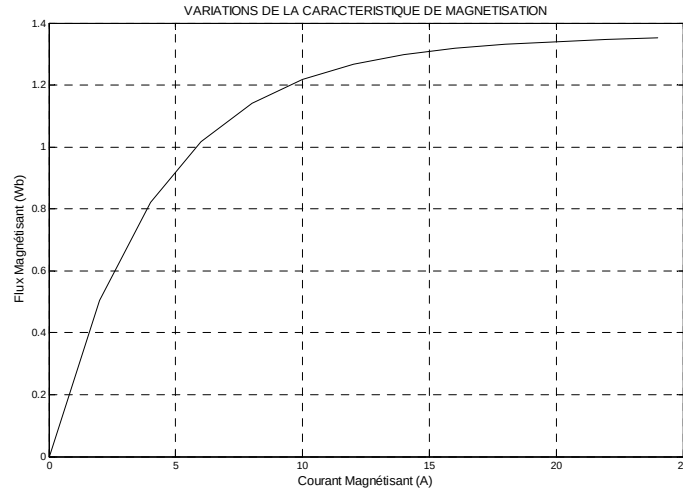


Figure I-16. Caractéristique de magnétisation (approximation analytique).

Afin d'avoir une meilleure approximation de cette caractéristique, les coefficients K_j et n_j sont déterminés à partir d'un relevé expérimental de la caractéristique réelle de magnétisation $\Psi_m(I_m)$ de la machine. La détermination de ces coefficients consiste à minimiser une fonction objective du type :

$$f = \sum_{k=1}^{n_p} \left[\frac{\Psi_m^*(I_m^*(k)) - \Psi_m(I_m(k))}{\Psi_m^*(I_m^*(k))} \right]^2 \quad (I.51-b)$$

Où n_p est le nombre de points observés.

$\Psi_m^*(I_m^*(k))$: Valeur de k^{ieme} observateur de ψ_m

$\Psi_m(I_m(k))$: Valeur du k^{ieme} point de $\psi_m(I_m)$ calculée par l'expression (I.51-a).

L'indice J des coefficients K et n varient de 0 à 3.

Les valeurs des coefficients de la machine asynchrone triphasée de 1.5 kW (Annexe C) sont:

$K_0 = 0,001025$; $K_1 = 2,162$; $K_2 = -1,058$; $K_3 = 0,227$; $n_1 = 0,252$; $n_2 = 0,272$; $n_3 = 0,253$.

I.3.2. Modélisation de la machine asynchrone asymétrique biphasée

On dégage les mêmes étapes suivies dans le cas triphasé. En effet, l'approche toujours utilisée consiste, dans le repère diphasé, à décomposer le flux total statorique et rotorique en un terme dû au flux de fuite indépendant de la saturation, et un terme magnétisant lié à la saturation.

Partant de cette hypothèse, on pose:

L_{r0} : Inductance de fuite rotorique.

L_{as0}, L_{bs0} : Inductances de fuite statorique des enroulements asymétriques.

En se basant sur les équations des inductances calculées précédemment dans le repère (d, q) lié au champ tournant, on obtient :

$$\begin{aligned} L_{10} &= L_{as0} \cos^2 \theta_s + L_{bs0} \sin^2 \theta_s \\ L_{30} &= L_{bs0} \cos^2 \theta_s + L_{as0} \sin^2 \theta_s \\ L_{20} &= (L_{bs0} - L_{as0}) \sin \theta_s \cos \theta_s \\ L_M &= L_{as} - L_{as0} = L_{bs} - L_{bs0} = L_r - L_{r0} \end{aligned} \quad (I.52)$$

Les flux statoriques et rotoriques, suivant les deux axes (d, q) , peuvent être exprimés comme la somme des flux mutuels et des flux de fuites :

$$\begin{aligned} \Psi_{ds} &= \Psi_{dm} + L_{10} I_{ds} + L_{20} I_{qs} \\ \Psi_{qs} &= \Psi_{qm} + L_{20} I_{ds} + L_{30} I_{qs} \\ \Psi_{dr} &= \Psi_{dm} + L_{r0} I_{dr} \\ \Psi_{qr} &= \Psi_{qm} + L_{r0} I_{qr} \end{aligned} \quad (I.53)$$

Le flux magnétisant est exprimé par :

$$\begin{aligned} \Psi_{dm} &= L_M I_{dm} = L_M (I_{ds} + I_{dr}) \\ \Psi_{qm} &= L_M I_{qm} = L_M (I_{qs} + I_{qr}) \end{aligned} \quad (I.54)$$

Tel que : I_{dm} : Courant magnétisant suivant l'axe « d ».

I_{qm} : Courant magnétisant suivant l'axe « q ».

En remplaçant (I.53) dans (I.10), les tensions statoriques et rotoriques deviennent :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_1 I_{ds} + R_2 I_{qs} + \frac{d\Psi_{dm}}{dt} + L_{10} \frac{dI_{ds}}{dt} + L_{20} \frac{dI_{qs}}{dt} - \omega_s (\Psi_{qm} + L_{20} I_{ds} + L_{10} I_{qs}) \\ V_{qs} = R_2 I_{ds} + R_3 I_{qs} + \frac{d\Psi_{qm}}{dt} + L_{20} \frac{dI_{ds}}{dt} + L_{30} \frac{dI_{qs}}{dt} + \omega_s (\Psi_{dm} + L_{30} I_{ds} + L_{20} I_{qs}) \\ 0 = R_r I_{dr} + L_{r0} \frac{dI_{dr}}{dt} + \frac{d\Psi_{dm}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) [L_{r0} I_{qr} + \Psi_{qm}] \\ 0 = R_r I_{qr} + L_{r0} \frac{dI_{qr}}{dt} + \frac{d\Psi_{qm}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) [L_{r0} I_{dr} + \Psi_{dm}] \end{cases} \quad (I.55)$$

L'inductance magnétisante L_M est obtenue à partir de la caractéristique de magnétisation réelle de la machine $\Psi_m(I_m)$, donc par le rapport : $L_M = \frac{\Psi_m}{I_m}$

En adoptant la même hypothèse que celle prise dans le cas de la machine asynchrone triphasée concernant la symétrie de la machine, une représentation spatiale des vecteurs du flux magnétisant Ψ_m colinéaire au courant magnétisant I_m suivant les deux axes « d et q » est illustrée sur la *Figure (I-17)* permettant d'aboutir aux mêmes équations de (I.33) à (I.42).

La substitution des équations (I.55), (I.33) et (I.42), donne :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 - \omega_s L_{20} & R_2 - \omega_s (L_{10} + L_M) & 0 & -\omega_s L_M \\ R_2 + \omega_s (L_{10} + L_M) & R_3 + \omega_s L_{20} & \omega_s L_M & 0 \\ 0 & -\omega_s L_M & R_r & -\omega_s L_r \\ \omega_s L_M & 0 & \omega_s L_r & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{ds1} & L_{20} + M_{dq} & M_{d1} & M_{dq} \\ L_{20} + M_{dq} & L_{qs1} & M_{dq} & M_{q1} \\ M_{d1} & M_{dq} & L_{dr} & M_{dq} \\ M_{dq} & M_{q1} & M_{dq} & L_{dr} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (I.56)$$

Tel que :

$L_{ds1} = L_{10} + L_0 + L_{2c}$: Inductance cyclique totale du stator suivant l'axe « d »

$L_{qs1} = L_{30} + L_0 - L_{2c}$: Inductance cyclique totale du stator suivant l'axe « q »

$L_{dr} = L_{r0} + L_0 + L_{2c}$: Inductance cyclique totale du rotor suivant l'axe « d »

$L_{qr} = L_{r0} + L_0 - L_{2c}$: Inductance cyclique totale du rotor suivant l'axe « q »

$M_d = L_0 + L_{2c}$: Inductance mutuelle cyclique suivant l'axe « d »

$M_q = L_0 - L_{2c}$: Inductance mutuelle cyclique suivant l'axe « q »

$M_{dq} = L_{2s}$: Terme traduisant l'inter-saturation

On a abouti à un modèle similaire à celui de la machine asynchrone triphasée, mis sous la forme condensée suivante :

$$[U] = [R_{asym}] [I] + [L_{asym}] \frac{d}{dt} [I] \quad (I.57)$$

La représentation d'état du système est donnée par :

$$\frac{d}{dt} [I] = [A] [I] + [B] [U] \quad (I.58)$$

Tel que :

$$[A] = -[L_{asym}]^{-1} [R] \quad \text{et} \quad [B] = [L_{asym}] \quad (I.59)$$

Du système (I.57), on retrouve les équations de la machine asymétrique en régime linéaire classique, en posant :

$$\begin{cases} L_{ds1} = L_{as} \\ L_{qs1} = L_{bs} \\ L_{dr} = L_{qr} = L_r \\ M_{d1} = M_{q1} = L_M \\ M_{dq} = 0 \end{cases} \quad (I.60)$$

I.3.2.1. Modélisation de la machine asynchrone symétrique biphasée

Pour aboutir au modèle de la machine asynchrone symétrique biphasée, on a procédé de deux manières :

- Soit en suivant les mêmes étapes élaborées dans la modélisation de la machine asynchrone triphasée, en démarrant avec les équations suivantes :

$$\begin{aligned} \Psi_{ds} &= \Psi_{dm} + L_{s0} I_{ds} \\ \Psi_{qs} &= \Psi_{qm} + L_{s0} I_{qs} \\ \Psi_{dr} &= \Psi_{dm} + L_{r0} I_{dr} \\ \Psi_{qr} &= \Psi_{qm} + L_{r0} I_{qr} \\ L_M &= L_s - L_{s0} = L_r - L_{r0} \end{aligned} \quad (I.61)$$

- Soit on déduit ce modèle à partir du modèle de la machine asynchrone asymétrique biphasée, en posant :

$$\begin{aligned} L_{as0} &= L_{bs0} = L_{s0} \\ R_{as} &= R_{bs} = R_s \end{aligned} \quad (I.62)$$

Les deux démarches aboutissent à un modèle identique à celui de la machine asynchrone triphasée lequel, est représenté par le système d'équations (I.43).

De même, on retrouve les équations de la machine symétrique en régime linéaire classique, en posant :

$$\begin{cases} L_{ds} = L_{qs} = L_s \\ L_{dr} = L_{qr} = L_r \\ M_d = M_q = L_M \\ M_{dq} = 0 \end{cases} \quad (I.63)$$

I.3.2.2. Caractéristiques de magnétisations

En se basant sur la forme exponentielle de la caractéristique de magnétisation de la machine triphasée, et en connaissant les valeurs nominales des paramètres de la machine biphasée asymétrique et symétrique, nous avons déterminé, approximativement, la même forme de cette caractéristique :

- **Cas d'une machine asymétrique (Annexe C)**

$K_0 = 0,001025$; $K_1 = 2,162$; $K_2 = -1,058$; $K_3 = 0,227$; $n_1 = 0,87$; $n_2 = 1,07$; $n_3 = 0,87$.

- **Cas d'une machine symétrique (Annexe C)**

$K_0 = 0,001025$; $K_1 = 2,162$; $K_2 = -1,058$; $K_3 = 0,227$; $n_1 = 1,41$; $n_2 = 1,61$; $n_3 = 1,41$.

I.3.3. Simulation du Modèle des machines asynchrones en régime saturé

La représentation d'état du modèle en saturé, des machines asynchrones à cage triphasé et biphasé, effectué en simulation est la suivante :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & a_{14} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & a_{24} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} & a_{34} \\ a_{41} & a_{42} & a_{43} & a_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} & b_{13} & b_{14} \\ b_{21} & b_{22} & b_{23} & b_{24} \\ b_{31} & b_{32} & b_{33} & b_{34} \\ b_{41} & b_{42} & b_{43} & b_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (I.64)$$

Les coefficients a_{ij} sont exposés en annexe B.

Le modèle de la machine asynchrone triphasée et biphasée en régime saturé peut être étendu aux équations suivantes:

- Equation du couple électromagnétique

$$C_{em} = p L_M (I_{qs} I_{dr} - I_{ds} I_{qr}) \quad (I.65)$$

- Equation du mouvement :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega_r \quad (I.66)$$

- Equations des courants magnétisants :

$$\begin{cases} I_{dm} = I_{ds} + I_{dr} \\ I_{qm} = I_{qs} + I_{qr} \\ I_m^2 = I_{dm}^2 + I_{qm}^2 \end{cases} \quad (I.67)$$

- Les inductances mutuelles statique et dynamique :

$$\begin{cases} L_M = K_0 + \frac{1}{I_m} \sum_{j=1}^3 K_j (1 - e^{-njI_m}) \\ M_{dy} = K_0 + \sum_{j=1}^3 K_j n_j e^{-njI_m} \end{cases} \quad (I.68)$$

- Les flux magnétisants :

$$\begin{cases} \Psi_{dm} = L_M I_{dm} \\ \Psi_{qm} = L_M I_{qm} \\ \Psi_m^2 = \Psi_{dm}^2 + \Psi_{qm}^2 \end{cases} \quad (I.69)$$

- L'estimation des autres variables est donnée dans le cas triphasé et biphasé symétrique par :

$$\begin{cases} \Psi_{ds} = L_{s0} I_{ds} + \Psi_{dm} \\ \Psi_{qs} = L_{s0} I_{qs} + \Psi_{qm} \\ \Psi_{dr} = L_{r0} I_{dr} + \Psi_{dm} \\ \Psi_{qr} = L_{r0} I_{qr} + \Psi_{qm} \end{cases} \quad \text{Et dans le cas asymétrique par :} \quad \begin{cases} \Psi_{ds} = \Psi_{dm} + L_{10} I_{ds} + L_{20} I_{qs} \\ \Psi_{qs} = \Psi_{qm} + L_{20} I_{ds} + L_{30} I_{qs} \\ \Psi_{dr} = \Psi_{dm} + L_{ro} I_{dr} \\ \Psi_{qr} = \Psi_{qm} + L_{ro} I_{qr} \end{cases} \quad (I.70)$$

➤ Interprétation des courbes

Dans un premier temps, nous avons procédé à la simulation des machines asynchrones à cage précitées dans la cas d'une alimentation parfaitement sinusoïdale $V_{as} = V_m \cos(\omega t)$ et ensuite, dans le cas d'une alimentation à travers un onduleur de tension MLI à deux niveaux.

Les Figures (I.17) et (I.19) montrent que la simulation des différentes grandeurs des modèles saturés est similaire celle des modèles linéaires classiques. Néanmoins, il est clair que, durant la phase transitoire, l'amplitude du courant de phase " I_a " augmente et atteint une valeur lui permettant de vaincre l'inertie de la machine. Et enfin, en régime permanent, ce courant

augmente suffisamment (par rapport au régime linéaire classique) pour répondre à la sollicitation de la charge dont le couple égal au couple nominal. Cette augmentation en régime permanent est bien illustrée par le fait que, pour un même niveau du flux à inductance mutuelle statique réduite, il faut un courant plus grand.

On constate aussi une légère diminution du flux par rapport au cas linéaire. Cette diminution est due au fait que nous avons pris en compte la courbe de magnétisation. Le couple électromagnétique instantané subit aussi une diminution par rapport au cas linéaire, au démarrage, puis il se stabilise pour compenser les pertes à vide.

Le courant magnétisant augmente progressivement pour atteindre une valeur lui permettant de magnétiser, et saturer la machine après l'affaiblissement du courant rotorique.

Les courants parcourant les enroulements des machines biphasées sont en quadrature.

La machine asynchrone asymétrique biphasée (*Figure I-21*), et ce dans le cas d'une alimentation sinusoïdale, présente des oscillations très importantes. Ceci est dû principalement à l'existence de la dissymétrie entre les deux enroulements en quadrature.

On remarque qu'en régime permanent, la différence est apparente entre les modèles saturés et les modèles linéaires. En outre pour une alimentation à travers un onduleur de tension MLI à deux niveaux (*Figures I-18 et I-20*), on fait la même constatation, hormis que les différentes grandeurs présentent plus d'ondulations causées par les harmoniques d'ordre supérieur de la tension délivrée par l'onduleur MLI.

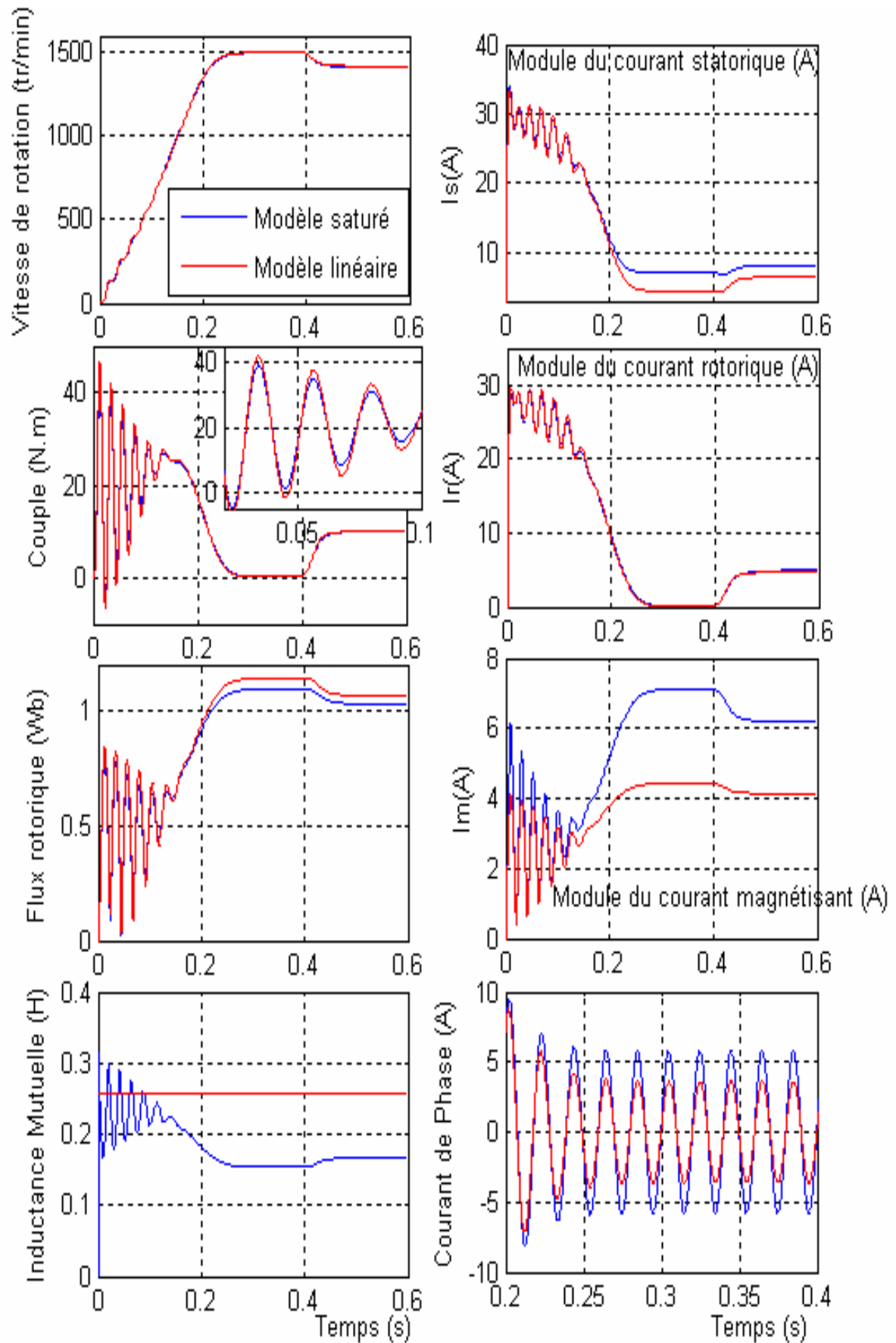


Figure I.17. Simulation des modèles saturé et linéaire de la machine Asynchrone triphasée dans le référentiel lié au champ tournant pour une alimentation parfaitement sinusoïdale.

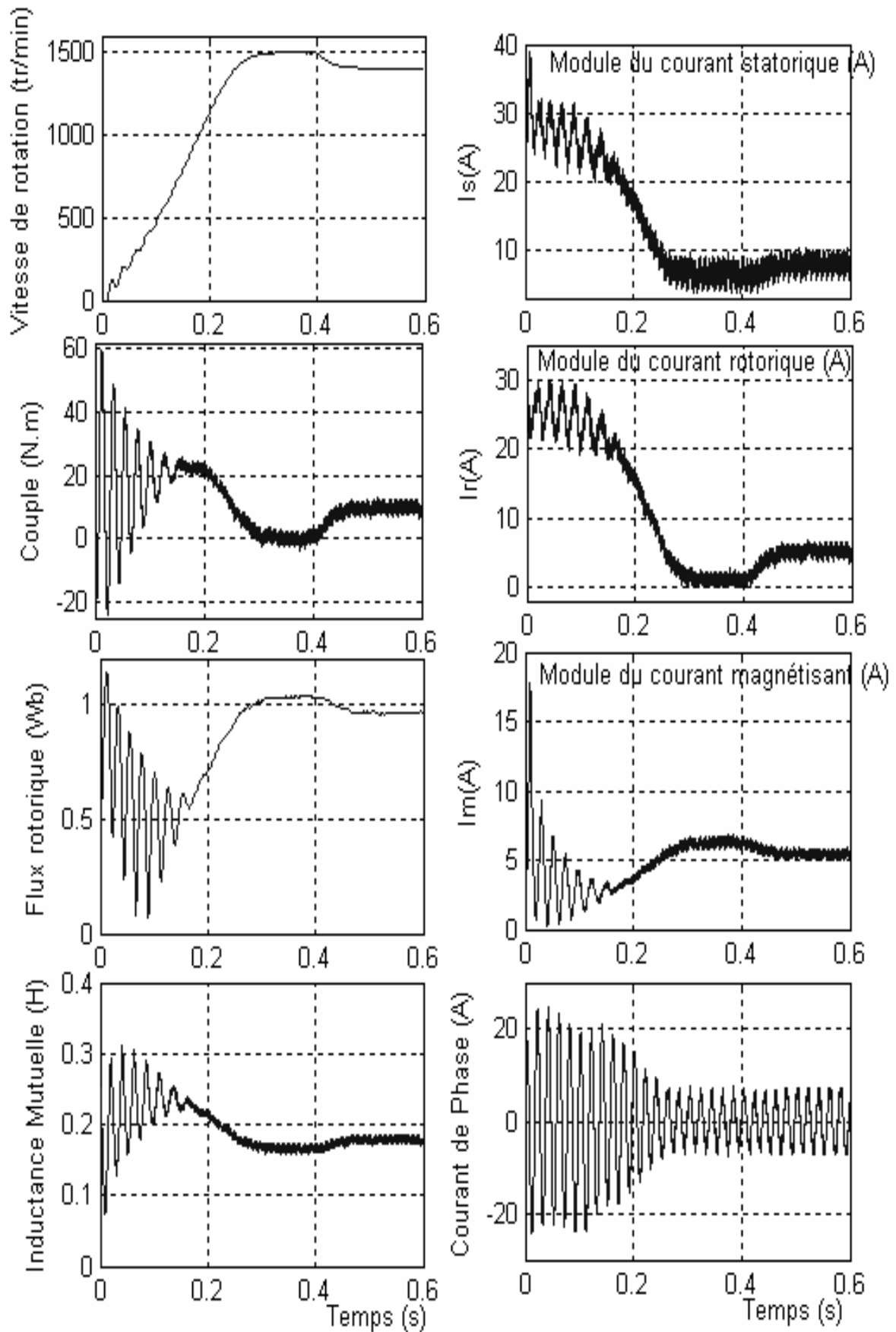


Figure I.18. Simulation du modèle saturé de la machine Asynchrone triphasée dans le référentiel lié au champ tournant pour une alimentation à travers l'onduleur de tension triphasé MLI à deux niveaux.

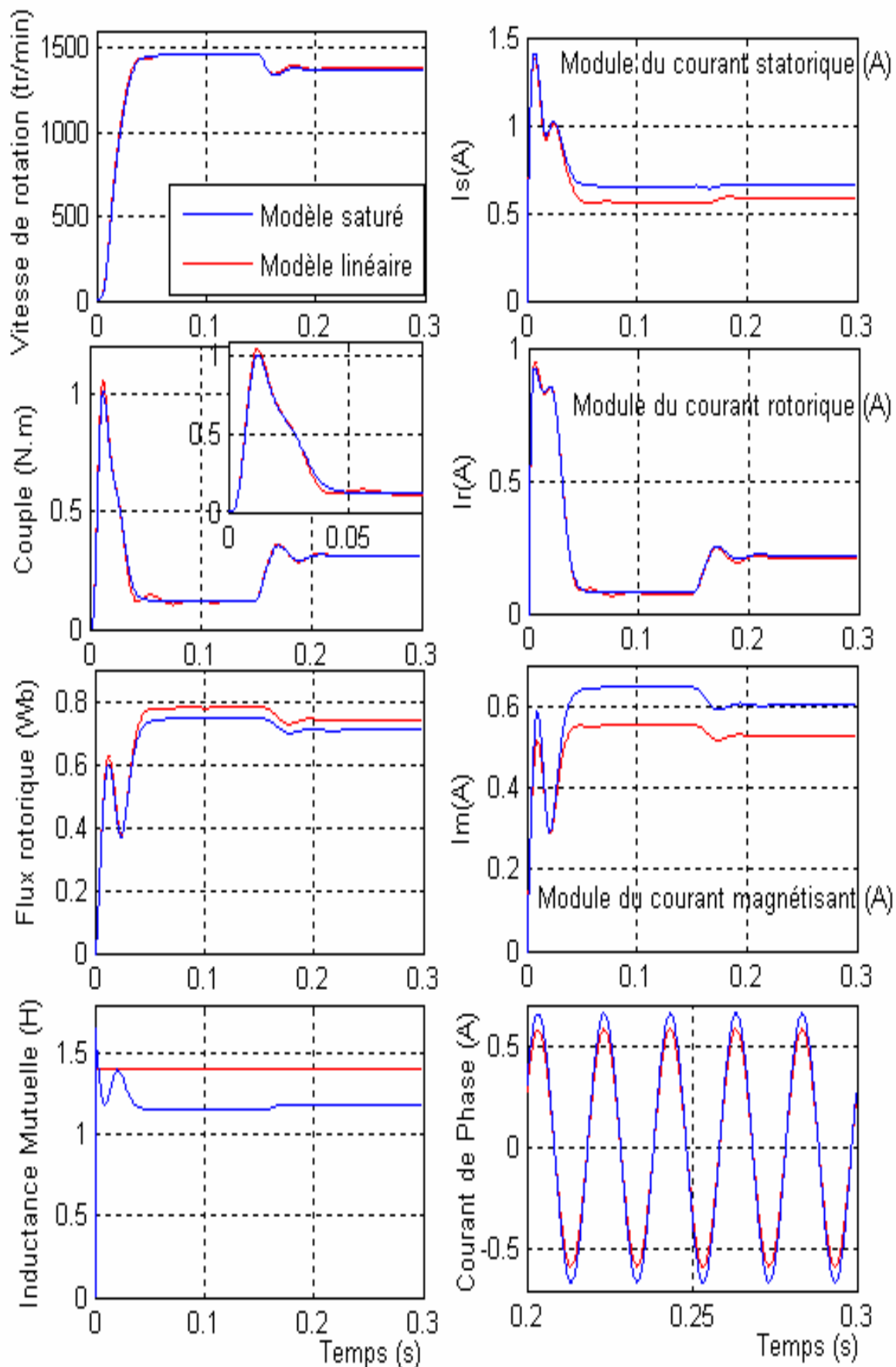


Figure I.19. Simulation des modèles saturé et linéaire de la machine Asynchrone biphasée dans le référentiel lié au champ tournant pour une alimentation parfaitement sinusoïdale.

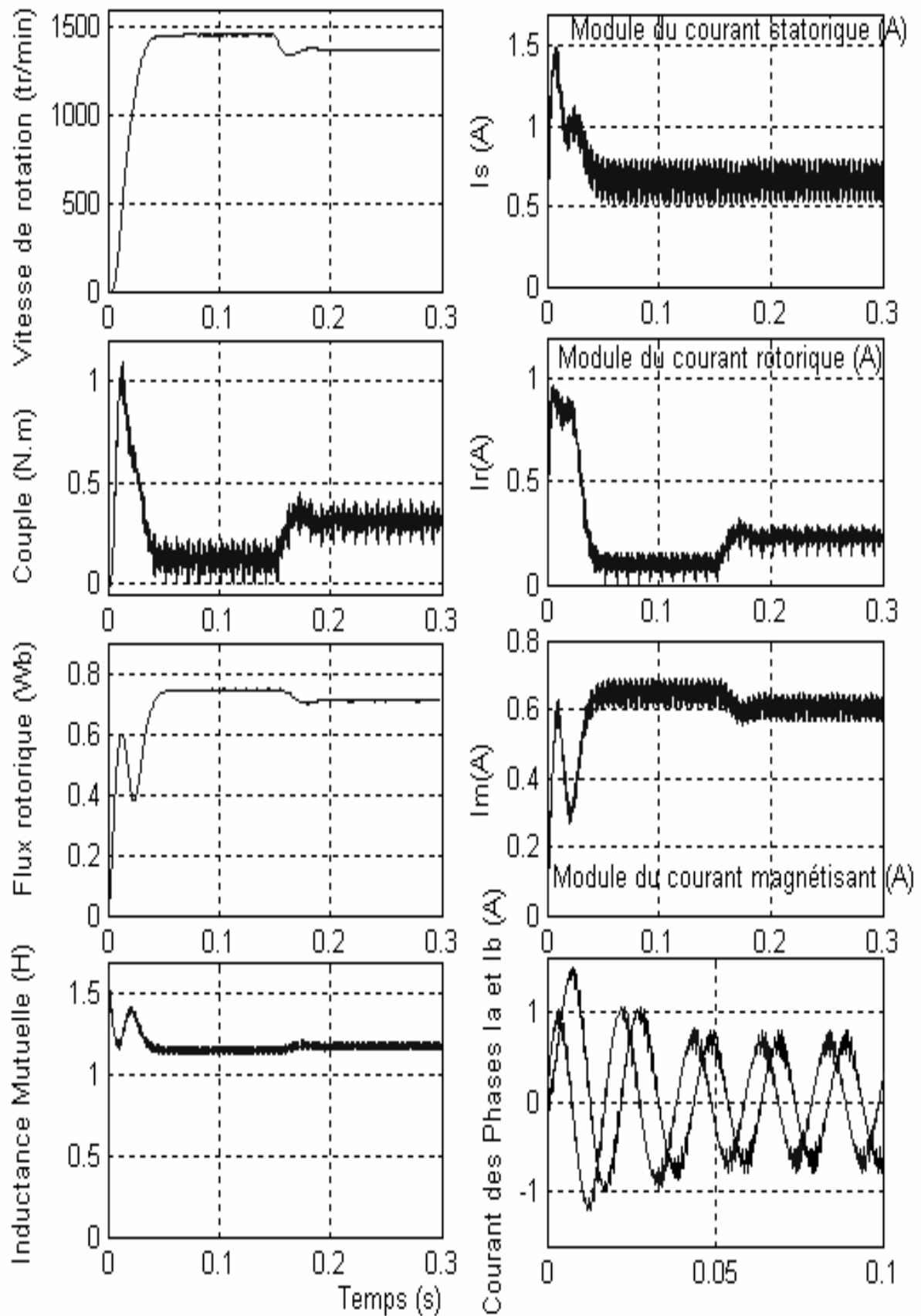


Figure I.20. Simulation du modèle saturé de la machine Asynchrone biphasée dans le référentiel lié au champ tournant pour une alimentation à travers l'onduleur de tension biphasé MLI à deux niveaux.

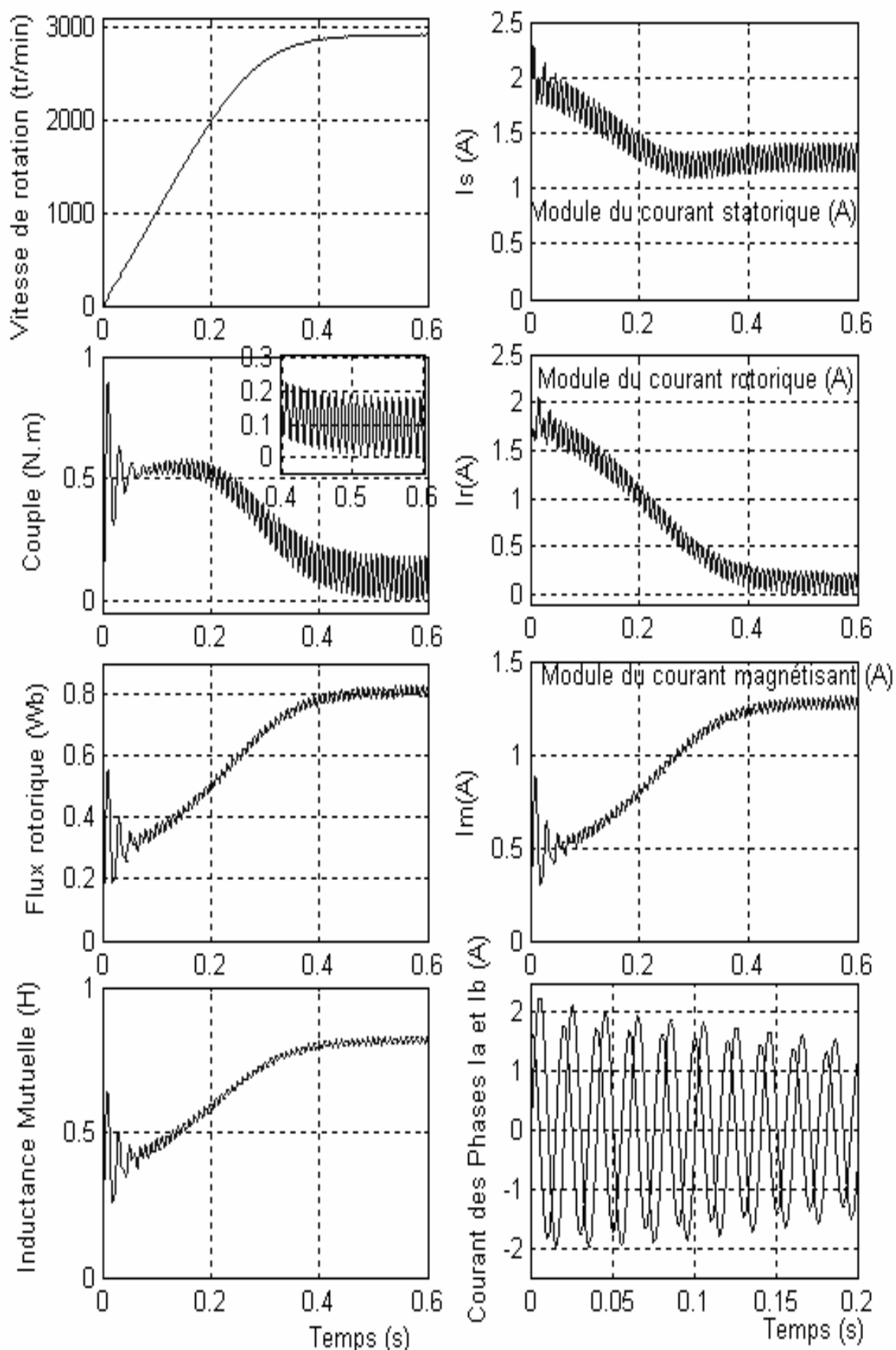


Figure I.21. Simulation du modèle de la machine Asynchrone Biphasée Asymétrique dans le référentiel lié au champ tournant pour une alimentation parfaitement sinusoïdale.

I.4. CONCLUSION

Dans un premier temps, nous avons présenté, dans ce chapitre, la modélisation des machines asynchrones à cage : tel que la machine triphasée, biphasée et monophasée à condensateur permanent. La machine se présente comme un système non linéaire fortement couplé mais la mise en équations de celle-ci dans un repère diphasé (transformation de Park) permet de réduire le nombre d'équations du système. Les résultats de simulation obtenus nous ont montré le couplage naturel existant entre le flux et le couple électromagnétique. Le choix d'un référentiel lié au champ tournant permet, dans le chapitre suivant, d'appliquer la technique du flux orienté, d'éliminer ainsi, ce couplage.

Les modèles des différents types des machines asynchrones biphasée et monophasée à condensateur permanent (asymétrique et symétrique) nous ont permis d'aboutir à la simulation de celles-ci associées ou non à un convertisseur statique, dont, on peut tirer les conclusions suivantes:

- Le régime transitoire du couple électromagnétique de la machine asynchrone biphasée est peu oscillatoire.
- Le fonctionnement à vitesse variable de la machine asynchrone monophasée (à condensateur permanent) présente beaucoup de limitations. La composante pulsatoire du couple électromagnétique est très importante.

En se basant sur ces conclusions, la partie de la saturation magnétique s'est focalisée sur la modélisation des machines asynchrones triphasée et biphasée.

Ensuite, la saturation magnétique est prise en compte dans ces modèles par l'introduction des inductances statique et dynamique issues de la caractéristique de magnétisation et par la considération de l'effet d'inter-saturation dans le modèle en courant. Les résultats de simulation des machines asynchrones, associées ou non à un convertisseur statique, ont montré l'impact des effets précités de la saturation magnétique sur le comportement des machines asynchrones aussi bien en régime transitoire qu'en régime permanent. De ces résultats, on conclut que la machine asynchrone biphasée asymétrique, comme dans le cas linéaire, présente des oscillations tant qu'en régime dynamique qu'en régime statique. Ceci limite les avantages de cette machine par rapport à la machine asynchrone biphasée symétrique surtout, concernant la réponse du couple instantanée qui se manifeste par beaucoup d'ondulations. En se basant sur cette remarque, le chapitre suivant traitera la commande vectorielle des machines asynchrones triphasée et biphasée symétrique.

CHAPITRE II

COMMANDE VECTORIELLE DES MACHINES ASYNCHRONES EN REGIME LINEAIRE ET SATURE

II.1. INTRODUCTION

De nos jours, la machine à courant continu (MCC) occupe encore une partie du marché de la variation de vitesse et de la robotique. Cette dernière possède une qualité intrinsèque : elle permet un contrôle séparé du flux et du couple (le flux est contrôlé en permanence par le courant inducteur, le courant d'induit est producteur du couple). Néanmoins, la présence du collecteur limite la puissance et nécessite un entretien fréquent.

C'est pourquoi, nous nous tournons vers la machine à courant alternatif, et en particulier la machine asynchrone qui a l'avantage d'être robuste, facile à construire et moins coûteuse. En revanche, ces machines sont très difficiles à commander à cause du fort couplage entre le flux et le couple puisqu'elles se présentent comme un système multi variable et complexe. Une telle disposition nous a poussé à réfléchir afin d'adopter une technique de découplage permettant de retrouver, tant en régime permanent qu'en régime transitoire, une expression scalaire instantanée du couple. Grâce aux progrès considérables de la microélectronique et de l'électronique de puissance, le découplage entre le flux et le couple devient réalisable par la technique d'orientation du flux. Néanmoins, la commande vectorielle des machines asynchrones, avec prise en compte de la saturation magnétique, impose une compensation de cet effet afin de contrer la dégradation des performances causées par la non-linéarité du système.

Après avoir modélisé les machines asynchrones triphasée et biphasée symétrique en régime linéaire et saturé, nous nous intéressons, dans ce chapitre, à la prise en compte de ce phénomène de saturation dans la loi de commande vectorielle. Dans un premier temps, nous présentons la commande vectorielle classique, c'est-à-dire avec orientation selon le vecteur flux rotorique. Ensuite, et après avoir associé la commande vectorielle linéaire au modèle saturé de la machine pour montrer sa sensibilité à la variation du niveau de saturation, nous développons les équations permettant d'établir une commande vectorielle non linéaire, que nous appelons « la commande vectorielle indirecte saturée à orientation du flux rotorique (IRFOS) ». Enfin, en introduisant cette dernière, nous montrons, par simulation en tenant compte de l'effet d'inter saturation, l'amélioration des réponses statique et dynamique des machines asynchrones.

II.2. PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE :

En 1971 et pour la première fois, BLASHKE propose le principe de la commande vectorielle, qui signifie : Un contrôle adéquat de l'amplitude et de la phase d'une grandeur vectorielle. Ceci consiste à assimiler la machine asynchrone à une machine à excitation séparée par deux aspects [BLA72] :

- Le couple et le flux sont contrôlés indépendamment l'un de l'autre.
- Les conditions optimales de production du couple sont assurées tant en régime permanent qu'en transitoire.

C'est à ce niveau que la transformation de Park joue un rôle essentiel. En effet, d'un côté par rapport au stator, les champs statorique, rotorique et d'entrefer tournent à la vitesse du repère (d, q) et de l'autre côté, l'expression du couple instantané (I.2) fait apparaître des possibilités d'expressions scalaires simples, à condition d'annuler l'une des composantes du courant ou du flux sur l'un des axes du repère (d, q). Cette disposition, qui consiste à orienter convenablement l'axe « d » du repère (d, q) à tout instant sur l'un de ces trois champs, débouche sur une commande dynamique de la machine asynchrone. Ainsi, en imposant cette condition, la composante directe du courant statorique « I_{ds} » détermine l'amplitude du flux à orienter. En maintenant cette composante constante, le couple peut être commandé par le courant en quadrature « I_{qs} ». Par conséquent, l'enroulement suivant l'axe «q» est producteur du couple; il doit donc être dépourvu du flux suivant cet axe (ceci est équivalent à l'induit de la MCC). On déduit, alors, que le fonctionnement de la machine asynchrone à cage est similaire à celui de la (MCC) à excitation séparée (Figure II-1).

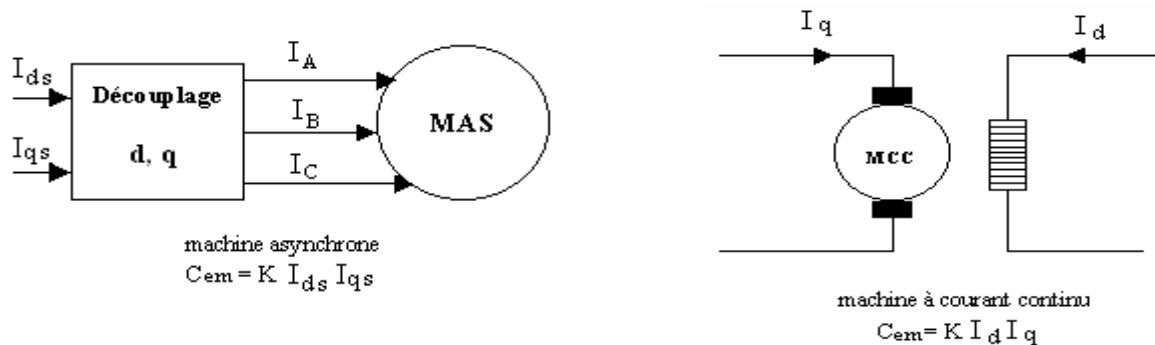


Figure II-1. Principe de la commande découplée.

II.3. PROCEDE D'ORIENTATION DU FLUX

L'orientation du flux peut se faire par l'un de ces trois procédés :

$$\text{Par le flux rotorique :} \quad \Psi_{dr} = \Psi_r \text{ et } \Psi_{qr} = 0 \quad (\text{II.1})$$

$$\text{Par le flux statorique :} \quad \Psi_{ds} = \Psi_s \text{ et } \Psi_{qs} = 0 \quad (\text{II.2})$$

$$\text{Par le flux d'entrefer :} \quad \Psi_{dm} = \Psi_m \text{ et } \Psi_{qm} = 0 \quad (\text{II.3})$$

L'intérêt de cette technique réside dans l'aboutissement à un variateur de vitesse où le flux et le couple sont respectivement et indépendamment commandés par les composantes du courant statorique I_{ds} et I_{qs} . Ces deux dernières composantes de courant sont, à leur tour, contrôlées indépendamment par l'action sur les variables de commande V_{ds} et V_{qs} . Les variables d'état à considérer sont alors les courants (I_{ds} , I_{qs}), le flux à orienter et la vitesse mécanique Ω_r .

En plus de sa simplicité, la technique d'orientation du flux rotorique ne présente pas de limite de stabilité du couple électromagnétique [YAZ96], [FUY91], [OUA95]. Son maximum dépend uniquement de l'état magnétique de la machine; une variation du glissement se traduit instantanément par une variation du couple.

II.3.1. Orientation du flux rotorique :

En imposant les conditions (II.1) aux relations liant les flux aux courants, par exemple dans le cas de la machine asynchrone triphasée, on tire :

$$L_M I_{qs} + L_r I_{qr} = 0 \quad (\text{II.4})$$

Le terme $L_r I_{qr}$ représente le flux créé par le courant I_{qr} à travers l'induit : c'est la réaction magnétique d'induit de l'enroulement « q » du rotor. L'enroulement statorique de l'axe « q » joue le rôle de compensation, puisque le courant I_{qs} doit éliminer cet effet à travers la mutuelle L_M .

II.3.2. Différentes méthodes d'orientation du flux rotorique:

Pour réaliser la commande par orientation du flux, il est nécessaire de connaître à chaque instant la position exacte du flux à orienter et de le faire coïncider avec l'axe direct «d» tournant à la vitesse synchrone [BLA72]. Pour y parvenir deux approches sont envisageables [BOS86], [FUQ95], [FUY91], [GREL96], [VAS90], [YAZ96], [ZIN90], [ZIN90] :

II.3.2.1. La commande directe :

Le flux est régulé en contre réaction. La position du flux à orienter doit être mesurée en utilisant un capteur physique de flux ou un estimateur de flux. La pulsation ω_s est directement évaluée à partir de la position du flux dans le repère lié au stator.

II.3.2.2. La commande indirecte :

le flux n'est ni mesuré ni reconstruit. Il est fixé en boucle ouverte. Cette commande se base, en régime transitoire, sur les équations régissant le fonctionnement de la machine asynchrone avec orientation du flux où la position du flux est déduite de la relation donnant la vitesse de glissement.

Grâce à cette maîtrise indépendante du couple et du flux, le pilotage vectoriel répond efficacement aux exigences (objectifs) de certaines applications. On peut, à titre d'exemple, citer la traction et la robotique [GRE96] :

1. La traction électrique

- Minimiser les ondulations de couple (pour diminuer les vibrations)
- Fournir un couple d'appel important
- Assurer un contrôle rapide du couple en cas de perte d'adhérence.

2. La robotique

- Dynamique rapide
- Fournir un couple de maintien à vitesse nulle
- Permettre un asservissement de position sans dépassement pour les machines outils.

Dans l'industrie, les couples résistants existants sont :

❖ Couple constant : 90% des applications.

1. Levage
2. Bandes transporteuses

❖ Couple hyperbolique :

1. Enrouleurs et dérouleurs
2. Machines outils.

❖ Couple linéaire

Pompes volumétriques

❖ Couple parabolique

Ventilateurs

Les deux premières applications (couple constant et hyperbolique) exigent un contrôle instantané du couple qui est assuré par le contrôle vectoriel. Le contrôle des deux composantes du courant (I_{ds} , I_{qs}) peut se faire soit :

1. Par un contrôle direct des courants (réels ou transformés) en utilisant l'alimentation contrôlée en courant, ou technique du contrôle par hystérésis.
2. Par un contrôle indirect de tension en utilisant l'alimentation contrôlée en tension qui consiste à imposer les tensions de référence qui conviennent pour réguler les courants.

Les phases de déroulement du contrôle vectoriel, qui dépendent de l'alimentation, sont comme suit [FU91] :

- Choisir la machine et son alimentation dont on déduit les variables de commande ;
- Choisir la nature des consignes (flux et couple, flux et glissement) ;
- Déterminer l'orientation du flux (du flux rotorique sur l'axe d par exemple) ;
- Assurer l'autopilotage réalisant l'orientation du repère (par exemple commande indirecte ou directe).

Dans notre travail, nous optons pour la commande indirecte avec une alimentation contrôlée en tension. L'immense avantage de cette commande indirecte réside dans le fait que nous n'utilisons pas l'amplitude du flux rotorique, mais seulement sa position [MOU06]. À partir des grandeurs de références que nous souhaitons obtenir Ψ_{rref} et C_{emref} , il est possible de calculer I_{dsref} et I_{qsref} ainsi que ω_{s1} selon les équations ci-dessous :

$$\begin{aligned}
 T_r \frac{d\Psi_{rref}}{dt} + \Psi_{rref} &= L_M I_{dsref} \\
 C_{emref} &= p \frac{L_M}{L_r} I_{qsref} \Psi_{rref} \\
 \omega_{s1} &= \frac{L_M}{L_r} \frac{I_{qsref}}{\Psi_{rref}} \\
 \theta_s &= \int \omega_{s1} dt + \theta_r
 \end{aligned} \tag{II.5}$$

La position du flux rotorique est déterminée par la dernière expression, où θ_r est la position mesurée du rotor. Cette méthode est caractérisée par sa forte dépendance vis-à-vis des paramètres de la machine, en particulier la constante de temps rotorique. Or, cette dernière est liée à la température, à la fréquence (résistance rotorique) et à la saturation magnétique (inductances, couplage) [BEN96-1], [BEN96-2], [DED94], [FAA93], [LOR90], [SEN95]. Et, si l'évolution de cette constante de temps rotorique n'est pas prise en compte, la conséquence serait une dégradation des performances en régimes statique et dynamique.

D'innombrables travaux [BEN97], [CHN90], [CHR96], [GAN95], [GAR80], [HOL91], [ZAI87] sont consacrés à la suppression des effets de la variation de la constante de temps rotorique. Les différentes solutions préconisées se caractérisent par des algorithmes de calcul très complexe et ne résolvent pas totalement le problème posé.

La bibliographie sélectionnée n'a pas l'ambition d'être exhaustive; elle donne une idée sur un certain nombre de travaux existant et, surtout, confirme que l'estimation de la constante de temps rotorique est reconnue comme un problème crucial lors de la commande vectorielle de la machine asynchrone..

II.4. COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE DES MACHINES ASYNCHRONES EN REGIME LINEAIRE CLASSIQUE

Nous étudions la commande vectorielle des machines asynchrones en utilisant la technique d'orientation du flux rotorique ($\Psi_{dr} = \Psi_{rref}$ et $\Psi_{qr} = 0$). Une alimentation en tension permet de réguler les composantes du courant statorique (I_{ds} , I_{qs}) tout en imposant les tensions (V_{ds} , V_{qs}) qui conviennent. Nous considérons le couple électromagnétique C_{em} et le flux rotorique Ψ_r comme références de commande. En plus, dans un premier temps, nous présentons la commande sous sa formulation continue ensuite, nous passons à sa représentation continu-discrète.

II.4.1. Cas de la machine asynchrone triphasée avec la régulation classique :

On impose la condition d'orientation du flux au système d'équations (I.1), on obtient :

$$I_{qs} = \left(\frac{L_r}{pL_M} \right) \left(\frac{C_{emref}}{\Psi_{rref}} \right) \quad (II.6.a)$$

$$I_{ds} = \frac{(T_r d\Psi_{rref}/dt + \Psi_{rref})}{L_M} \quad (II.6.b)$$

$$\omega_{sl} = \left(\frac{L_m I_{qs}}{T_r \Psi_{rref}} \right) \quad (II.6.c)$$

$$\omega_s = \omega_r + \omega_{sl} \quad (II.6.d)$$

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + \left(\frac{L_M}{L_r} \right) \frac{d\Psi_{rref}}{dt} - \omega_s \sigma L_s I_{qs} \quad (II.6.e)$$

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + \omega_s \left[\left(\frac{L_M}{L_r} \right) \Psi_{rref} + \sigma L_s I_{ds} \right] \quad (II.6.f)$$

A travers les équations (II.6.e) et (II.6.f), on remarque que les actions sur Ψ_{rref} et I_{qsref} ne sont pas parfaitement indépendantes, ce qui nécessite donc, le découplage de ces deux équations qui contiennent des termes d'interactions entre les grandeurs d'axes « d » et « q ».

$$\begin{cases} V_{ds} - \left(\frac{L_M}{L_r} \right) \frac{d\Psi_{rref}}{dt} + \omega_s \sigma L_s I_{qs} = R_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} \\ V_{qs} - \omega_s \left(\frac{L_M}{L_r} \Psi_{rref} + \sigma L_s I_{ds} \right) = R_s I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} \end{cases} \quad (II.7)$$

Pour découpler ces équations, on introduit deux nouvelles variables V_{ds1} et V_{qs1} tel que :

$$\begin{cases} V_{ds1} = R_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} \\ V_{qs1} = R_s I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} \end{cases} \quad (II.8)$$

Les composantes des tensions découplées sont directement reliées aux composantes du courant statorique (I_{ds} et I_{qs}). Pour compenser l'erreur introduite lors du découplage, les valeurs V_{ds1} et V_{qs1} sont corrigées, donnant ainsi les tensions statoriques de références V_{dsref} et V_{qsref} à flux constant ou bien le module du flux ne varie que lentement. Cependant, cette solution de compensation peut présenter l'inconvénient d'utiliser les composantes des courants mesurés qui

peuvent être perturbés par les bruits de mesure et par le contenu harmonique des courants de phase. Ainsi, on a préféré utiliser les courants de référence [YAQ95] :

$$\begin{cases} V_{ds\ ref} = V_{ds1} + E_{1T} \\ V_{qs\ ref} = V_{qs1} + E_{2T} \end{cases} \quad \text{Avec} \quad \begin{cases} E_{1T} = -\omega_s \sigma^* L_s^* I_{qsref} \\ E_{2T} = \omega_s \left(\frac{L_M^*}{L_r^*} \Psi_{rref} + \sigma^* L_s^* I_{dsref} \right) \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

Pour un découplage parfait, on ajoute les boucles de régulations des courants (I_{ds} et I_{qs}) et on obtient à leurs sorties les tensions V_{ds1} et V_{qs1} . Le calcul de ces régulateurs est exposé dans l'Annexe D.

Les méthodes de découplage admettent plusieurs variantes mais celle de [CAS93], par sa nouveauté, est très attirante du fait qu'il réalise la commande vectorielle avec l'orientation du

flux rotorique et adopte comme variables de commande $U = \begin{bmatrix} \psi_{ds} \\ \psi_{qs} \end{bmatrix}$.

Le schéma bloc de la commande vectorielle avec réglage de vitesse de la machine asynchrone triphasée, alimentée en tension à travers un onduleur MLI est représenté sur la *Figure (II-2)*. La consigne du couple est obtenue à partir de la boucle de régulation de vitesse par un régulateur de type PI. De même, la consigne du flux est obtenue par réaction à travers le bloc de défluxage. Cette valeur peut être constante ou liée à la vitesse, tel que :

$$\Psi_{rref} = \begin{cases} \Psi_n & \text{si } |\Omega_r| \leq \Omega_n \\ \frac{\Psi_n \Omega_n}{|\Omega_r|} & \text{si } |\Omega_r| > \Omega_n \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

Le flux de référence est maintenu constant pour les vitesses rotoriques inférieures ou égales à la vitesse nominale de la machine. Pour les vitesses supérieures, le flux rotorique doit être affaibli afin de limiter la tension aux bornes de la machine.

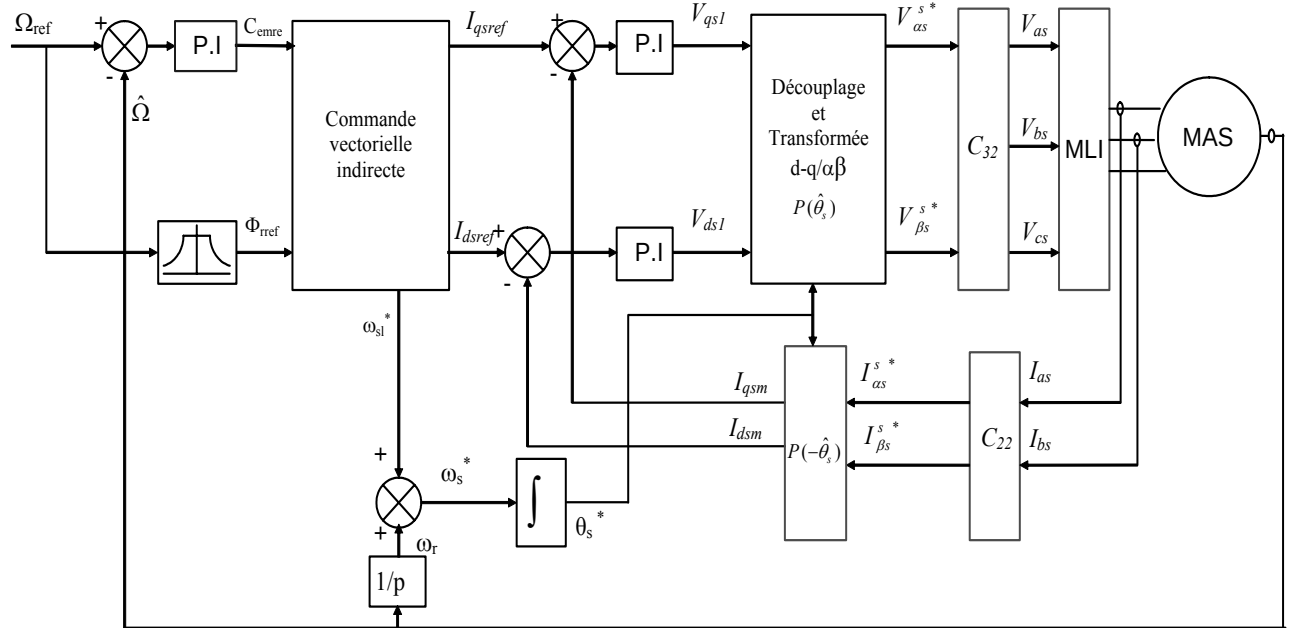


Figure II-2 Schéma bloc de la commande vectorielle en régime linéaire classique.

De ce schéma bloc (*Figure II-2*), on peut citer les principales fonctions que doit remplir cette structure de commande vectorielle indirecte contrôlée en tension :

- ✓ Mesure des courants et de la vitesse indispensable pour la régulation,
- ✓ Régulation de la vitesse qui fournit la consigne du couple,
- ✓ Commande à flux orienté qui fournit, la position du flux et les courants de référence dans le référentiel tournant,
- ✓ Régulation des courants dans le référentiel tournant,
- ✓ Transformation permettant le passage du référentiel tournant au référentiel fixe qui fournit les grandeurs réelles de commande,
- ✓ Transformation permettant le passage du référentiel fixe au référentiel tournant qui, à partir des grandeurs électriques réelles, fournit les grandeurs transformées nécessaires à la régulation.

En outre, il est nécessaire de définir les contraintes qui limitent le fonctionnement de cette commande [MOU06] :

- ✓ La contrainte des tensions statorique appliquées à la machine dont les valeurs maximales dépendent de la source de tension (E: tension continue à l'entrée de l'onduleur). La limitation de ces tensions est liée à la vitesse de rotation de la machine fonctionnant en mode défluxé. En effet, les composantes de la tension statorique deviennent élevées vu que la vitesse est importante, ceci doit vérifier la condition suivante quelque soit le mode de fonctionnement : $V_s = \sqrt{V_{ds}^2 + V_{qs}^2} \leq E/2$
- ✓ La contrainte des courants statoriques et rotoriques qui dépendent de la tenue thermique admissible par la machine, les limitations sur les courants sont principalement présentes à basse vitesse. Le courant statorique doit vérifier la condition : $I_s = \sqrt{I_{ds}^2 + I_{qs}^2} \leq I_{s \max}$

II.4.2. Cas de la machine asynchrone symétrique biphasée avec régulation classique :

On considère le système d'équations (I.1), et en imposant la condition d'orientation du flux, on obtient:

$$I_{ds} = \frac{1}{L_M} \left(T_r \frac{d\Psi_{rref}}{dt} + \Psi_{rref} \right) \quad (II.11.a)$$

$$I_{qs} = \frac{L_r}{L_M} \frac{C_{emref}}{\Psi_{rref}} \quad (II.11.b)$$

$$\omega_s = \omega_r + \frac{L_M}{T_r \Psi_{rref}} I_{qs} \quad (II.11.c)$$

$$\omega_s = \omega_r + \omega_{s1} \quad (II.11.d)$$

$$V_{ds} = \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + \left(\frac{L_M^2 R_r + L_r^2 R_s}{L_r^2} \right) I_{ds} - \frac{L_M R_r}{L_r^2} \Psi_{rref} - \omega_s \sigma L_s I_{qs} \quad (II.11.e)$$

$$V_{qs} = \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + \left(\frac{L_M^2 R_r + L_r^2 R_s}{L_r^2} \right) I_{qs} + \frac{L_M}{L_r} p \Omega_r \Psi_{rref} + \omega_s \sigma L_s I_{ds} \quad (II.11.f)$$

$$\text{avec : } \sigma = 1 - \frac{L_M^2}{L_s L_r}$$

Pour avoir les variables de commande V_{dsref} , V_{qsref} et ω_s plusieurs approches existent :

❖ 1^{ère} Approche :

Approximer les variables V_{ds} , V_{qs} des équations (II-11-e), (III-11-f). Les variables de commande deviennent :

$$\begin{cases} V_{ds \text{ réf}} = R_s I_{ds} - \omega_s \sigma L_s I_{qs} \\ V_{qs \text{ réf}} = R_s I_{qs} + \omega_s \sigma L_s I_{ds} \\ \omega_s = \omega_{s1} + p\Omega_r \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

❖ 2^{ème} Approche :

Prenant les variables d'états telles qu'elles sont données:

$$\begin{cases} V_{ds \text{ réf}} = \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + \left(\frac{L_M^2 R_r + L_r^2 R_s}{L_r^2} \right) I_{ds} - \frac{L_M R_r}{L_r^2} \Psi_{r \text{ réf}} - \omega_s \sigma L_s I_{qs} \\ V_{qs \text{ réf}} = \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + \left(\frac{L_M^2 R_r + L_r^2 R_s}{L_r^2} \right) I_{qs} + \frac{L_M}{L_r} p\Omega_r \Psi_{r \text{ réf}} + \omega_s \sigma L_s I_{ds} \\ \omega_s = \omega_{s1} + p\Omega_r \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

❖ 3^{ème} Approche :

En partant des deux équations (II.11.e et II.11.f), les tensions V_{ds} et V_{qs} nécessitent un découplage des termes d'interactions entre les grandeurs des axes « d » et « q ». [BOUH04], [BOUH05] propose une approche de calcul de la machine biphasée permettant d'aboutir à des équations identiques à celles de la machine asynchrone triphasée. Cette approche se présente comme suit :

♦ de l'équation (II.11.a), on a : $\Psi_{r \text{ réf}} = L_M I_{ds} - \frac{L_r}{R_r} \frac{d\Psi_{r \text{ réf}}}{dt}$ (II.14)

En remplaçant l'équation (II.13) dans (II-11-e), on aura :

$$\begin{aligned} V_{ds} &= \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + \left(\frac{L_M^2 R_r + L_r^2 R_s}{L_r^2} \right) I_{ds} - \frac{L_M R_r}{L_r} \left(L_M I_{ds} - \frac{L_r}{R_r} \frac{d\Psi_{r \text{ réf}}}{dt} \right) - \omega_s \sigma L_s I_{qs} \\ &= \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + \frac{L_M^2 R_r}{L_r^2} I_{ds} + R_s I_{ds} - \frac{L_M^2 R_r}{L_r^2} I_{ds} + \frac{L_M}{L_r} \frac{d\Psi_{r \text{ réf}}}{dt} - \omega_s \sigma L_s I_{qs} \\ V_{ds} &= R_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + \frac{L_M}{L_r} \frac{d\Psi_{r \text{ réf}}}{dt} - \omega_s \sigma L_s I_{qs} \end{aligned} \quad (\text{II.15})$$

♦ De l'équation (II.11.c) et (II.11.d), on a :

$$\omega_r = \omega_s - \omega_{s1} = \omega_s + (R_r L_M / L_r \Psi_{r \text{ réf}}) I_{qs} \quad (\text{II.16})$$

Le remplacement de l'équation (II.16) dans l'équation (II.11.f), Sachant que : $p\Omega_r = \omega_r$ donne :

$$\begin{aligned} &= \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + \left(\frac{L_M^2 R_r + R_s L_r^2}{L_r^2} \right) I_{qs} + \frac{L_M \Psi_{r \text{ réf}}}{L_r} \left(\omega_s - \frac{R_r}{L_r} \cdot \frac{L_M I_{qs}}{\Psi_{r \text{ réf}}} \right) + \omega_s \sigma L_s I_{qs} \\ &= \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + \frac{L_M^2 R_r}{L_r^2} I_{qs} + R_s I_{qs} + \frac{L_M \omega_s}{L_r} \Psi_{r \text{ réf}} - \frac{L_M^2 R_r}{L_r^2} I_{qs} + \omega_s \sigma L_s I_{qs} \\ V_{ds} &= R_s I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + \omega_s \frac{L_M}{L_r} \Psi_{r \text{ réf}} + \omega_s \sigma L_s I_{ds} \end{aligned} \quad (\text{II.17})$$

On introduit de nouvelles variables V_{ds1} , V_{qs1} , tel que :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds1} = R_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} \\ V_{qs1} = R_s I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} \end{array} \right. \quad (II.18) \text{ Avec : } \left\{ \begin{array}{l} V_{ds1} = V_{ds} - \frac{L_M}{L_r} \frac{d\Psi_{ref}}{dt} + \omega_s \sigma L_s I_{qs} \\ V_{qs1} = V_{qs} - \omega_s \frac{L_M}{L_r} \Psi_{ref} - \omega_s \sigma L_s I_{ds} \end{array} \right. \quad (II.19)$$

Les variables V_{ds1} , V_{qs1} seront obtenues à travers des régulateurs de courants (I_{ds} et I_{qs}). Enfin, on obtient les tensions de commande V_{dsref} , V_{qsref} en corrigeant l'erreur introduite lors du découplage, comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{dsref} = V_{ds1} + E_{1s} \\ V_{qsref} = V_{qs1} + E_{2s} \end{array} \right. \quad (II.20) \text{ Avec } \left\{ \begin{array}{l} E_{1s} = -\omega_s \sigma^* L_s^* I_{qsref} \\ E_{2s} = \omega_s \left(\frac{L_M^*}{L_r^*} \Psi_{ref} + \sigma^* L_s^* I_{dsref} \right) \end{array} \right. \quad (II.21)$$

II.5. Organisation de la commande

Conformément à la théorie des systèmes automatiques [BUH88], et pour que les performances dynamiques obtenues pour une commande analogique puissent être réalisées pour une commande numérique, la période d'échantillonnage associée à la régulation des courants doit être une dizaine de fois plus petite que les constantes de temps électriques du système. Cependant la réduction de cette période d'échantillonnage de la régulation des courants est limitée par deux facteurs suivants [YAQ95]:

- La puissance des microprocesseurs utilisés.
- La fréquence maximum d'échantillonnage de cette commande de courant est limitée à la fréquence de modulation lorsque l'alimentation est assurée par un onduleur de tension MLI.

Au niveau d'une commande numérique, il n'est pas possible d'implanter directement ces commandes sans avoir effectué la discrétisation préalable et pris garde aux différentes cadences d'échantillonnage. Deux procédés peuvent être utilisés dans ce but: le premier consiste à chercher le régulateur discret équivalent à partir du régulateur continu, le second consiste à concevoir d'autres régulateurs numériques obtenus à partir du modèle discret du système [OUA95]. Dans notre travail, nous optons pour le premier procédé qui utilise la technique de transformée en Z. Alors, chaque régulateur est associé à une cadence d'échantillonnage qui concerne la chaîne de contre réaction ou de réaction dans laquelle il est implanté; il est bien évident que de façon classique, chaque échantillonneur est associé de manière implicite à un bloqueur d'ordre zéro [BUH86].

[YAQ95] propose une commande numérique qui peut être assurée par deux microprocesseurs travaillant en parallèle. Chaque microprocesseur assure la commande d'une partie du système (Figure II-3). Dans cette figure, h_2 et h_1 sont respectivement la période d'échantillonnage de la partie électrique et de la partie mécanique, ($h_2 < h_1$).

Le premier microprocesseur fournit à la fin de sa période d'échantillonnage des signaux de références (courants de références) avec lesquels le deuxième microprocesseur calcule les commandes des courants, qui seront appliquées à la machine à la fin de chaque période d'échantillonnage h_2 .

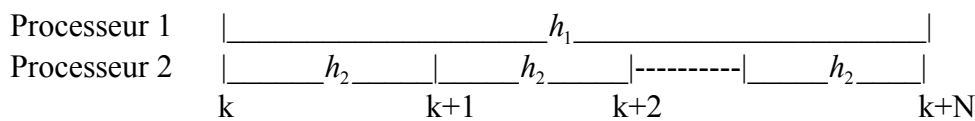


Figure II-3 Organisation temporelle des microprocesseurs.

Concernant la discrétisation de cette commande, une fréquence d'échantillonnage trop grande peut provoquer l'instabilité du système [GRE96], [PIE88], il est possible de découper l'algorithme en tâches rapides et en tâches lentes. La commande MLI, les transformations de coordonnées et le calcul de l'orientation des repères constituent les tâches rapides. En revanche, [WES94] évoque le problème de la séparation des modes qui ne reste inconditionnellement valable pour les machines de très faible puissance. Par exemple, si l'actionneur est constitué d'un moteur à faible puissance et équipée d'un réducteur de vitesse, le frottement visqueux augmente par rapport au moment d'inertie faible. Le pôle mécanique devient donc plus rapide, et peut interférer avec les pôles électriques, surtout à basse vitesse.

II.5.1. Régulateur de vitesse

Un système de régulation de qualité permet d'obtenir les performances suivantes:

- Une bonne stabilité de système en boucle fermée.
- Le maintien de la sortie à sa valeur de référence indépendamment des perturbations sur le système.
- Le passage rapide d'une consigne à une autre, quelles que soit les conditions sur le système.

Le signal d'erreur de vitesse ε_v est traité directement par un régulateur numérique qui fournit la référence I_{qsref} , qui est lui même borné de façon symétrique à ne pas dépasser le couple accélérateur maximal (courant admissible) afin de protéger l'onduleur et la machine.

Le régulateur P.I. est représenté par la transmittance suivante :

$$R_v(S) = K_{pv} + \frac{K_{iv}}{S} = \frac{C_{em\ ref}(S)}{\varepsilon_v(S)} \quad (II.22)$$

La transmittance en z donne:

$$R_v(z^{-1}) = (1 - z^{-1})Z\left[\frac{R_v(S)}{S}\right] \quad (II.23)$$

La discrétisation nous permet de donner l'expression numérique en z^{-1} :

$$R_v(z^{-1}) = \frac{C_{em\ ref}(z^{-1})}{\varepsilon_v(z^{-1})} = \frac{K_{pv} + (K_{iv}h_1 - K_{pv})z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (II.24)$$

On obtient donc les équations récursives :

$$\varepsilon_v(k) = \Omega_{ref}(k) - \Omega(k) \quad (II.25)$$

$$C_{em\ ref}(k) = [C_{em\ ref}(k-1) + K_{pv}\varepsilon_v(k) - (K_{pv} - K_{iv}h_1)\varepsilon_v(k-1)]$$

$\varepsilon_v(k)$ est l'erreur entre la vitesse de référence $\Omega_{ref}(k)$ et la vitesse mesurée $\Omega_r(k)$ à l'instant " k "; h_1 est la période d'échantillonnage du régulateur de vitesse.

II.5.2. Régulateurs des courants statoriques

La référence du flux est contrôlée par réaction en fixant la valeur de référence Ψ_{rref} à partir de mesure de la vitesse mécanique $\Omega_r(k)$ (bloc de défluxage). Ce contrôle par réaction se fait à partir du courant I_{dsref} qui est obtenu de la relation (II.6.b). Le fonctionnement à flux constant nous permet d'écrire:

$$I_{dsref}(k) = \frac{\Psi_{rref}(k)}{L_M} \quad (II.26)$$

Le courant I_{qsref}^e se calcule à partir du couple de référence et du flux de référence:

$$I_{qsref}(k) = \frac{L_r}{pL_m} \frac{C_{emref}(k)}{\Psi_{rref}(k)} \quad (II.27)$$

Les deux tensions V_{ds1} et V_{qs1} s'obtiennent à partir de la régulation des courants statoriques mesurés I_{ds} et I_{qs} . La transmittance du régulateur de courant est représentée par :

$$R_c(S) = K_{pc} + \frac{K_{ic}}{S} = \frac{V_{ds1}^e(S)}{\mathcal{E}_{cd}^e(S)} \quad (II.28)$$

La discrétisation nous permet de donner l'expression numérique en z^{-1} :

$$R_c(z^{-1}) = \frac{V_{ds1}(z^{-1})}{\mathcal{E}_{cd}(z^{-1})} = \frac{K_{pc} + (K_{ic}h_2 - K_{pc})z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (II.29)$$

On obtient donc les équations récursives suivantes :

$$\mathcal{E}_{cd}(k) = I_{dsref}(k) - I_{ds}(k) \quad (II.30)$$

$$V_{ds1}(k) = [V_{ds1}(k-1) + K_{pc}\mathcal{E}_{cd}(k) - (K_{pc} - K_{ic}h_2)\mathcal{E}_{cd}(k-1)]$$

De façon analogue, l'expression de la tension $V_{qs1}(k)$ devient :

$$\mathcal{E}_{cq}(k) = I_{qsref}(k) - I_{qs}(k) \quad (II.31)$$

$$V_{qs1}(k) = [V_{qs1}(k-1) + K_{pc}\mathcal{E}_{cq}(k) - (K_{pc} - K_{ic}h_2)\mathcal{E}_{cq}(k-1)]$$

h_2 est la période d'échantillonnage des régulateurs des courants statoriques, avec h_2 comme sous multiple de h_1 . Dans notre étude, nous avons pris : $h_1 = h_2 = T$

Les deux tensions sont également limitées de façons symétriques issue des bornes fixées.

La pulsation ω_s est la somme de la vitesse électrique ω_r et de la vitesse de glissement ω_{sl} .

$$\omega_s(k) = \omega_{sl}(k) + \omega_r(k) = \omega_{sl}(k) + p\Omega(k)$$

$$\omega_{sl}(k) = \frac{L_M}{T_r} \frac{I_{qsref}(k)}{\Psi_{rref}(k)} \quad (II.32)$$

Les tensions statoriques (V_{dsref}, V_{qsref}) de commandes se déduisent de la manière suivante :

$$\begin{aligned} V_{dsref}(k) &= V_{ds1}(k) - \sigma L_s \omega_s(k) I_{qsref}(k) \\ V_{qsref}(k) &= V_{qs1}(k) + \omega_s(k) \left[\sigma L_s I_{dsref}(k) + \frac{L_M}{L_r} \Psi_{rref}(k) \right] \end{aligned} \quad (II.33)$$

On peut déduire l'angle d'orientation du flux (angle du champ tournant), en intégrant la variable ω_s avec une condition initiale. Cette expression a la forme :

$$\theta_s = \int \omega_s(t) dt + \varphi \quad (II.34)$$

L'expression discrétisée est donnée par:

$$\begin{aligned} \theta_s(k) &= \theta_s(k-1) + h_2 \omega_s(k) \\ \varphi &= \theta_s(0) \end{aligned} \quad (II.35)$$

La transformation des variables sera donnée par la transformation de Park normalisée et définie au chapitre I. A partir des variables (X_d et X_q), on obtient les variables (X_a , X_b et X_c).

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \cos \theta_s(k) & -\sin \theta_s(k) \\ \cos\left(\theta_s(k) - \frac{2\Pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s(k) - \frac{2\Pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_s(k) - \frac{4\Pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s(k) - \frac{4\Pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (\text{II.36})$$

X: représente une tension ou un courant; et réciproquement on a :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \cos \theta_s(k) & \cos\left(\theta_s(k) - \frac{2\Pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_s(k) - \frac{4\Pi}{3}\right) \\ -\sin \theta_s(k) & -\sin\left(\theta_s(k) - \frac{2\Pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s(k) - \frac{4\Pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.37})$$

II.5.3. Discrétisation du modèle de la machine

L'utilisation du contrôle vectoriel, requiert le passage du mode continu en mode échantillonné. Nous définissons une équation d'état discrète décrivant le comportement du système continu à des instants discrets kT . L'entrée de commande $U(k-1)$ est supposée constante entre les instant $(k-1)T$ et kT .

Le passage du modèle d'état continu $\dot{X}(t) = AX(t) + BU(t)$ de la représentation des MASs en mode discret est le suivant :

$$\begin{aligned} X(k) &= A_d(k, k-1)X(k-1) + B_d U(k-1) \\ Y(k) &= C_d X(k) \end{aligned} \quad (\text{II.38})$$

$$\begin{aligned} A_d(k, k-1) &= \exp \left[\int_{(k-1)T}^{kT} A(\tau) d\tau \right] = \exp(AT) \\ B_d(k, k-1) &= \exp \left[\int_{(k-1)T}^{kT} A_d(t, \tau) B U(\tau) d\tau \right] = A^{-1} [\exp(AT) - 1] B \end{aligned} \quad (\text{II.39})$$

$$C_d = C$$

où les matrices $A_d(k, k-1)$, $B_d(k, k-1)$ sont les matrices de transition d'état entre les instants $(k-1)T$ et kT .

Pour évaluer en temps réel les matrices de transition d'état, les méthodes basées sur le développement de l'exponentielle par la formule d'Euler sont parfaitement adaptées à la réalisation sur calculateur numérique [BEN93].

$$\begin{aligned} A_d(k, k-1) &= \sum_{n=0}^{n=n'} \frac{[T.A]^n}{n!} \\ B_d(k, k-1) &= A^{-1} \left[\sum_{n=0}^{n=n'} \frac{[T.A]^n}{n!} - I \right] B \end{aligned} \quad (\text{II.40})$$

Afin d'éviter la complexité de l'algorithme de calcul, nous avons choisi un développement d'ordre un des matrices de transition.

$$\begin{aligned} A_d(k, k-1) &= I7 + T.A \\ B_d(k, k-1) &= T.B \end{aligned} \quad (\text{II.41})$$

de même, les équations qui caractérisent la partie mécanique peuvent être mises sous la forme suivante :

$$A_m = \begin{bmatrix} -f/J & -1/J \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad B_m = \begin{bmatrix} 1/J & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad X_m = \begin{pmatrix} \Omega_r \\ C_r \end{pmatrix} \quad U_m = \begin{pmatrix} C_{em} \\ 0 \end{pmatrix} \quad C_m = \begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.42})$$

II.5.4. Simulations et interprétations :

Nous avons effectué la simulation de la commande vectorielle des machines asynchrones triphasée et biphasée avec la régulation classique de vitesse et des courants. Nous considérons une alimentation à travers un onduleur MLI à deux niveaux et la période d'échantillonnage de la partie électrique égale à celle de la partie mécanique ($T=100\mu s$). Nous avons imposé à la machine deux types de consignes :

- Une variation de la consigne de vitesse de 1000 (tr/min) à 100 (tr/min) avec une application d'un échelon de couple résistant égal au couple nominal à $t=0.6$ (s).
- Une variation graduelle de consigne de 1500 (tr/min) à 2100 (tr/min) consiste à montrer le comportement de la machine pour des vitesses supérieures à la vitesse nominale, c'est-à-dire le fonctionnement dans la région d'affaiblissement du flux (dé fluxage).

Les *Figures (II-4)* et *(II-6)* montrent que la vitesse, dans le cas des deux machines, suit sa référence Ω_{ref} et se rétablit de nouveau lors de l'application du couple de charge. On remarque également une orientation du flux rotorique Ψ_r suivant l'axe « d » tout en maintenant sa composante en quadrature nulle.

Le courant statorique I_a a une allure sinusoïdale et les deux composantes du courant dans le repère (d, q) représentent respectivement l'image du flux et du couple. Ce couple électromagnétique, dont le couple d'accélération est limité à 4 fois le couple nominal, présente des pics dans le régime transitoire tout en répondant parfaitement aux exigences de sa référence.

Sur les *Figures (II-5)* et *(II-7)*, on note que, pendant la phase des variations de la consigne, la vitesse s'identifie à cette consigne. Le flux de l'axe « d », de son côté, présente un affaiblissement remarquable en suivant sa référence. On observe des ondulations sur certaines grandeurs, tels que le couple, les deux courants « I_{ds} , I_{qs} » ainsi que les deux tensions (V_{ds} , V_{qs}).

En revanche, le découplage est assuré. Les différentes grandeurs suivent parfaitement leurs références et les courants qui traversent les deux phases de la machine biphasée sont en quadrature.

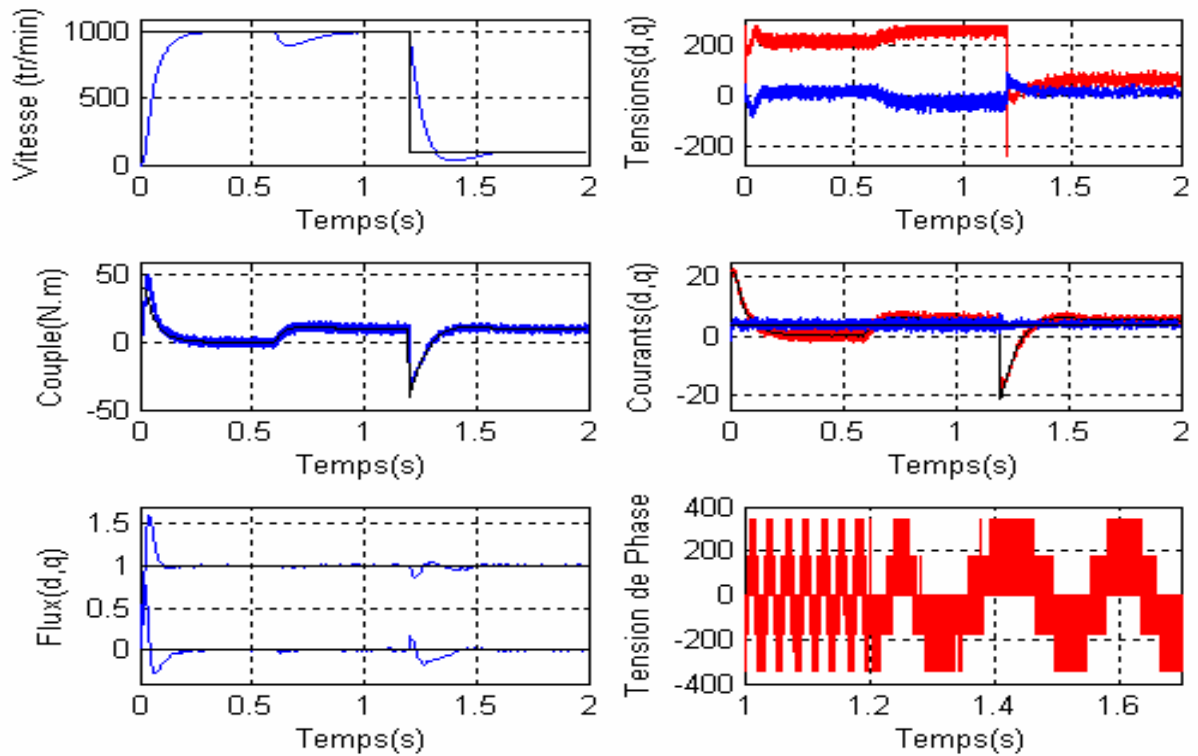


Figure II-4. Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MAS triphasée en régime linéaire à travers l'onduleur à deux niveaux (Variation de la consigne de vitesse de 1000 tr/min à 100 tr/min).

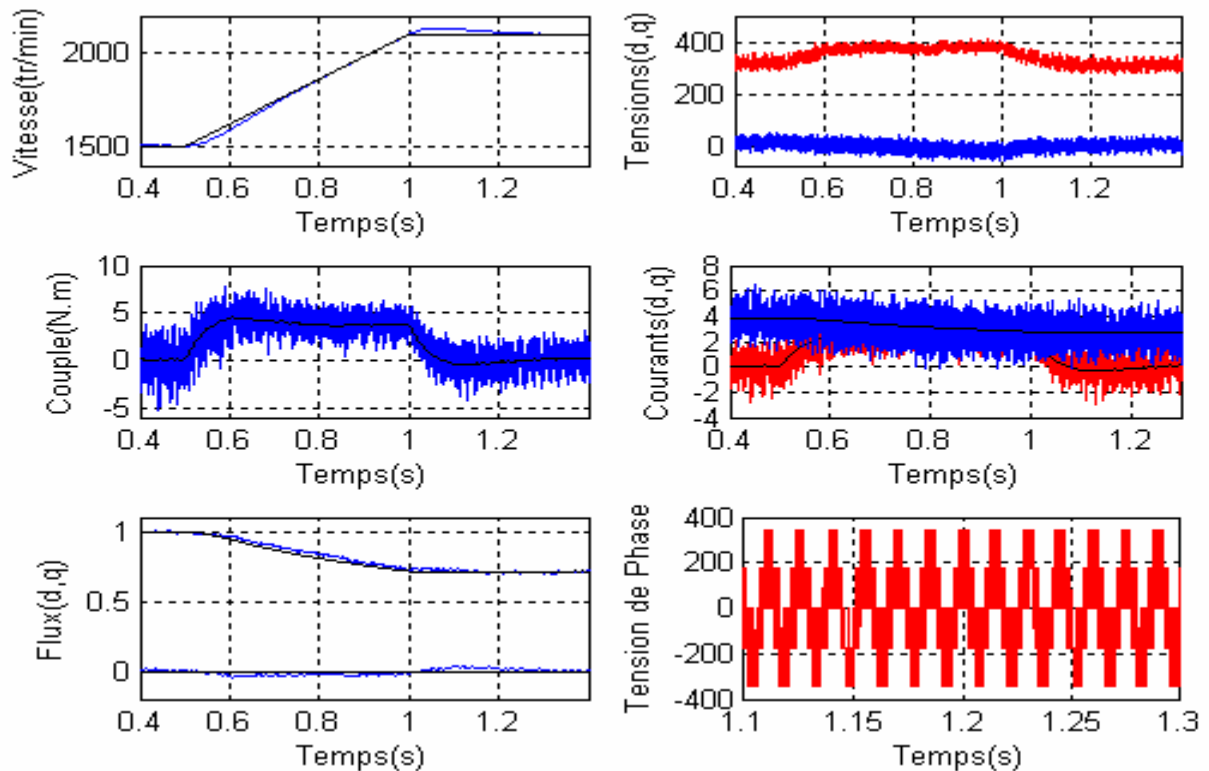


Figure II-5. Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MAS triphasée en régime linéaire à travers l'onduleur à deux niveaux (Variation graduelle de la consigne de vitesse de 1500 tr/min à 2100 tr/min).

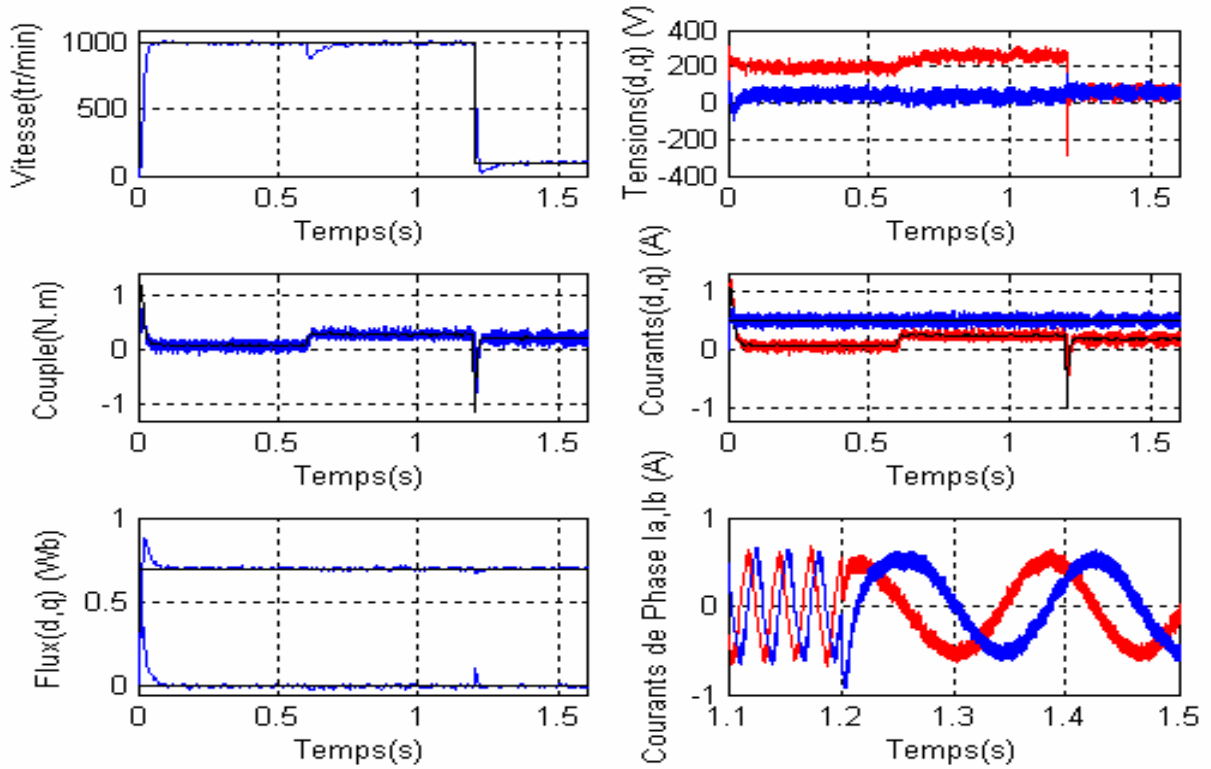


Figure II-6. Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MAS biphasée en régime linéaire à travers l'onduleur à deux niveaux (Variation de la consigne de vitesse de 1000 tr/min à 100 tr/min).

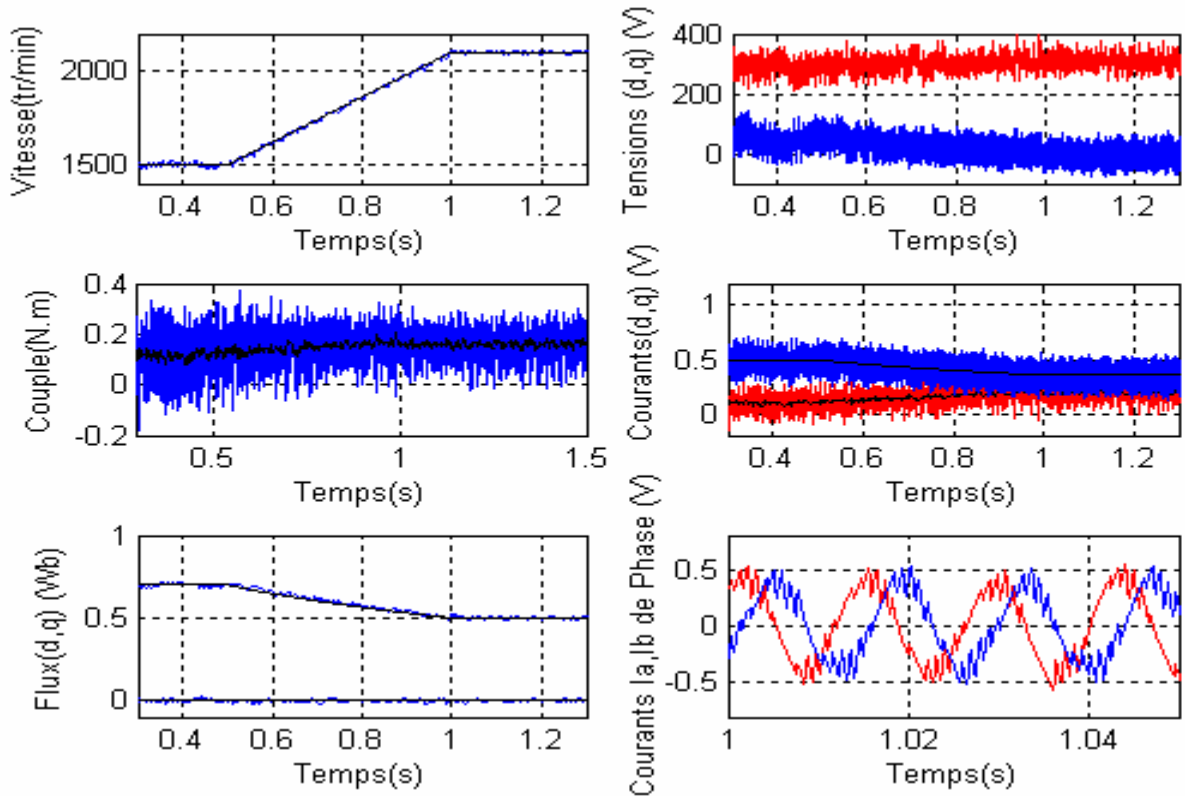


Figure II-7. Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MAS biphasée en régime linéaire à travers l'onduleur à deux niveaux (Variation graduelle de la consigne de vitesse de 1500 tr/min à 2100 tr/min).

II.6. COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE DES MACHINES ASYNCHRONES EN REGIME SATURE

Afin de montrer, par le biais de simulation, l'impact de la saturation magnétique sur la dégradation significative des performances, nous associons la commande vectorielle linéaire, dont les valeurs des inductances sont déterminées au point nominal, au modèle saturé de la machine. Pour le calcul de l'erreur, l'onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsion MLI fonctionnant à des fréquences très élevées, peut être assimilé à un convertisseur de fonction de transfert égale à l'unité.

II.6.1. Sensibilité de la Commande du flux aux incertitudes sur les paramètres.

Comme nous l'avons déjà signalé, les techniques de commandes sont naturellement sensibles aux variations des paramètres du modèle de la machine. Il s'agit essentiellement de la variation, des résistances statorique et rotorique, due à l'échauffement et à la fréquence, et aux variations des inductances dues à la saturation et le couplage.

Les erreurs sur les paramètres électriques de la machine vont dès lors provoquer une erreur sur le flux. Cette erreur peut se calculer en régime permanent à partir des équations (I.38) et (I.39) de la machine asynchrone [YAQ95], [YAY91], [YAZ96].

En régime permanent, on a les équations suivantes:

$$V_{ds} = R_s I_{ds} - \omega_s \left(\sigma L_s I_{qs} + \frac{L_M}{L_r} \Psi_{qr} \right) \quad (\text{II.43.a})$$

$$V_{qs} = \omega_s \sigma L_s I_{ds} + R_s I_{qs} + \omega_s \left(\frac{L_M}{L_r} \right) \Psi_{dr} \quad (\text{II.43.b})$$

$$I_{ds} = \frac{\Psi_{dr}}{L_M} - \omega_{sl} \frac{L_r}{L_M R_r} \Psi_{qr} \quad (\text{II.43.c})$$

$$I_{qs} = \frac{\Psi_{qr}}{L_M} + \omega_{sl} \frac{L_r}{L_M R_r} \Psi_{dr} \quad (\text{II.43.d})$$

$$C_{em} = p \frac{L_M}{L_r} (\Psi_{dr} I_{qs} - \Psi_{qr} I_{ds}) \quad (\text{II.43.e})$$

A partir des équations (II.38), on obtient :

$$A \Psi_{dr} - B \Psi_{qr} = A^* \Psi_{ref} \quad (\text{II.44.a})$$

$$B \Psi_{dr} + A \Psi_{qr} = B^* \Psi_{ref} \quad (\text{II.44.b})$$

(* indiquent que les expressions A et B sont calculés avec les valeurs estimées des paramètres en régime nominal).

- Quand les courants I_{ds} et I_{qs} sont régulés par des régulateurs P.I, en régime établi, on écrit:

$$I_{ds} = I_{dsref} = \frac{\Psi_{drref}}{L_M^*} \quad (\text{II.45.a})$$

$$I_{qs} = I_{qsref} = \omega_{sl} \frac{L_r^*}{L_M^* R_r^*} \Psi_{drref} \quad (\text{II.45.b})$$

En introduisant (II.45) dans (II.44), on trouve:

$$A = \frac{1}{L_M} \quad (\text{II.46.a})$$

$$B = \omega_{sl} \frac{L_r}{L_M R_r} \quad (\text{II.46.b})$$

- Sans régulation des courants I_{ds} et I_{qs} , en régime établi, on écrit:

$$V_{ds} = A^* \Psi_{rref} \quad (\text{II.47.a})$$

$$V_{qs} = B^* \Psi_{rref} \quad (\text{II.47.b})$$

En introduisant (II.47) dans (II.43.a) et (II.43.b), et après avoir éliminé les courants I_{ds} et I_{qs} à partir des équations (II.43.c) et (II.43.d), on trouve :

$$A = \frac{1}{L_M} \left(R_s - \omega_s \omega_{sl} \frac{\sigma L_s L_r}{R_r} \right) \quad (\text{II.48.a})$$

$$B = \frac{1}{L_M} \left(\omega_{sl} \frac{L_r R_s}{R_r} + \omega_s L_s \right) \quad (\text{II.48.b})$$

Du système d'équations (II.44), on obtient les erreurs suivantes sur les composantes d et q du flux.

$$\frac{\Psi_{dr}}{\Psi_{rref}} = \frac{AA^* + BB^*}{A^2 + B^2} \quad (\text{II.49.a})$$

$$\frac{\Psi_{qr}}{\Psi_{rref}} = \frac{AB^* - A^*B}{A^2 + B^2} \quad (\text{II.49.b})$$

L'erreur sur l'amplitude du flux est :

$$\frac{\Psi_r}{\Psi_{rref}} = \frac{\sqrt{\Psi_{dr}^2 + \Psi_{qr}^2}}{\Psi_{rref}} = \sqrt{\frac{A^{*2} + B^{*2}}{A^2 + B^2}} \quad (\text{II.50.c})$$

L'erreur sur l'orientation du flux θ_s est :

$$\rho = \arctg \frac{\Psi_{qr}}{\Psi_{dr}} = \arctg \left(\frac{AB^* - A^*B}{AA^* + BB^*} \right) \quad (\text{II.51.d})$$

Les expressions (II.48) dépendent du glissement. En introduisant ensuite ces différentes expressions dans (II.43.e), on obtient l'expression du couple électromagnétique.

$$C_{em} = p \frac{\omega_{sl}}{R_r} \frac{(A^{*2} + B^{*2})}{(A^2 + B^2)} \Psi_{rref} \quad (\text{II.51.e})$$

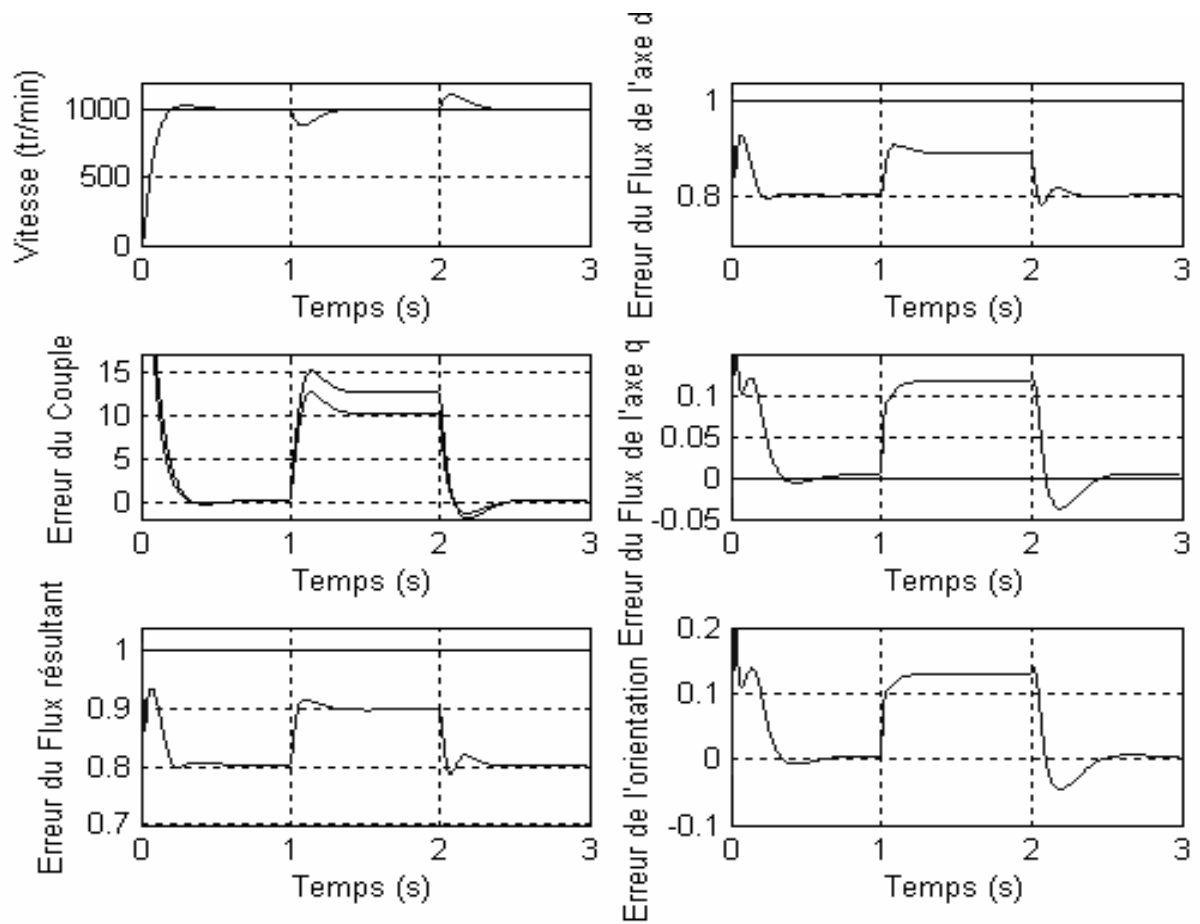
II.6.2. Simulations et Interprétations :

La Figure II-8 représente, dans le cas de la machine asynchrone triphasée, le fonctionnement à flux constant fixé à sa valeur nominale, la vitesse de référence est de 1000 tr/min et le couple de charge (couple nominal) est appliqué entre $t=1$ s et 2s :

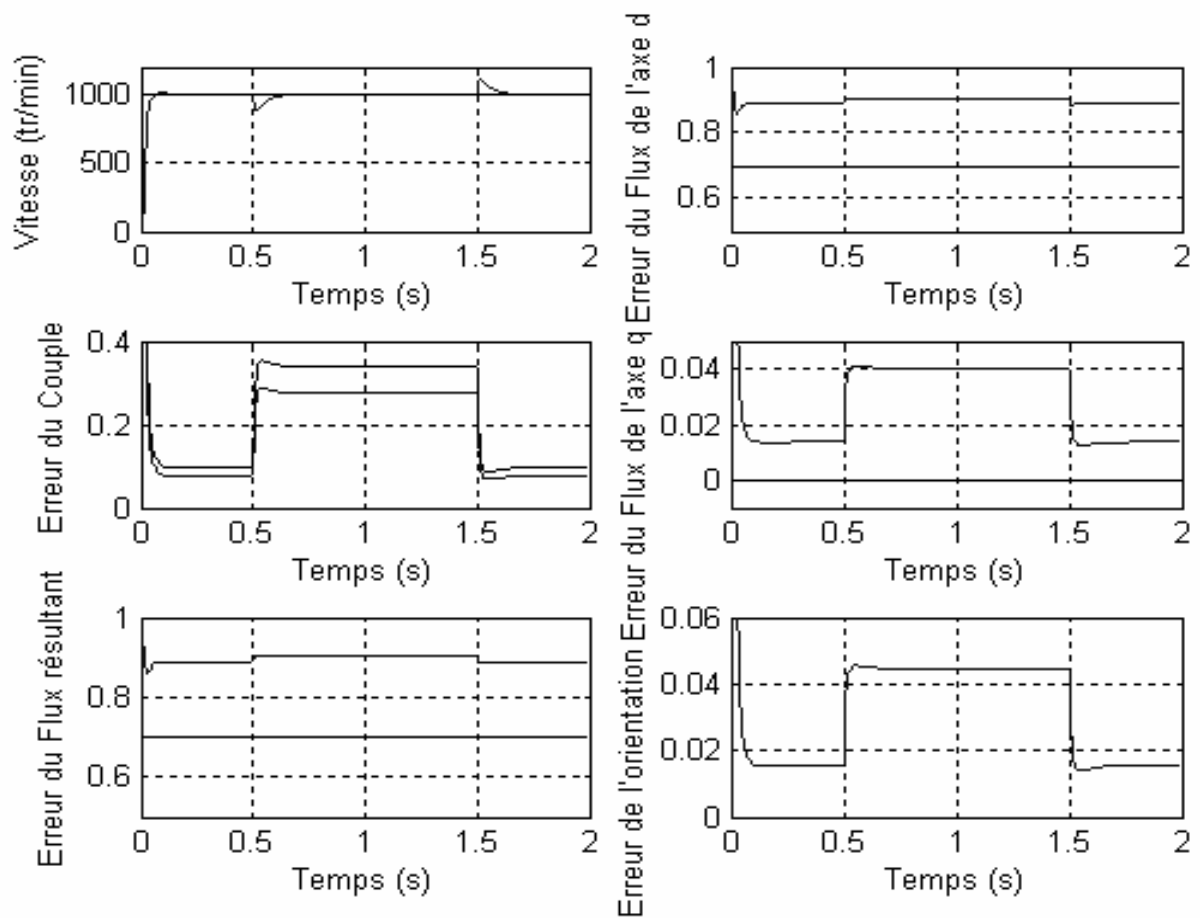
La vitesse suit sa référence, cependant le couple développé par la machine est inférieur de 19% à sa consigne en charge. La composante du flux en quadrature n'est pas nulle et le flux rotorique résultant est inférieur de 10% à sa référence. L'erreur de l'orientation du flux est de 0.13 rad.

La *Figure (II-9)* représente les résultats de simulation de l'erreur des différentes grandeurs de la MAS biphasée pour le même point de fonctionnement. On remarque également que les performances se sont dégradées (perte du découplage) : l'erreur du couple en charge (entre le couple électromagnétique de la machine et le couple de référence à la sortie du régulateur de vitesse) est de 19%, l'erreur du flux est de 10% par contre celle de l'orientation du flux est de 0.045 rad.

Ces changements sont provoqués, d'une part en régime transitoire, par le phénomène de l'inter-saturation affecté par le niveau de saturation (variations des composantes d, q du courant) et d'autre part, par les variations de l'inductance mutuelle en régime permanent due à la non-linéarité de la courbe de magnétisation.



II-8. Résultat de simulation de l'erreur des différentes grandeurs de la MAS triphasée.



II-9. Résultat de simulation de l'erreur des différentes grandeurs de la MAS biphasée.

II.6.3. Compensation de l'effet de la saturation magnétique

La détérioration des performances, en régimes transitoire et permanent, est provoquée par la non linéarité de la courbe de magnétisation. En effet, l'élévation du niveau magnétique dans la machine entraîne une diminution des inductances [LEVI89], [LEVI94], [VAS90-2]. De ce fait, l'erreur, entre les paramètres utilisés dans le modèle de commande dont les valeurs des inductances sont déterminées au point nominal et les paramètres réels qui évoluent selon le point de fonctionnement, se répercute sur une mauvaise orientation du flux dans le repère choisi.

Afin de répondre aux exigences des performances dynamique et statique, il est donc nécessaire de modifier le schéma de commande de façon à maintenir le découplage entre les deux axes. Pour y parvenir, il est nécessaire de compenser les variations des inductances, soit en intégrant la courbe de magnétisation dans le système de commande, soit en fournissant l'identification en ligne de l'inductance magnétisante par conséquent, des méthodes de compensation ont été proposées. Ces méthodes se caractérisent, d'une part, par des algorithmes complexes nécessitant une estimation du module et de la position du flux donc une adaptation lente [LEVI89], [LEVI94] et d'autre part, exigent un bon ajustement de l'inductance mutuelle dans tous les blocs de commande [FAID97], [KAS99].

Nous proposons un algorithme de commande tenant compte de l'effet de saturation [YAZ98].

II.6.4. Algorithme de compensation dans le cas de la machine asynchrone triphasée :

Nous allons exploiter l'identification de la courbe de magnétisation, variation du flux magnétisant en fonction du courant magnétisant, afin de compenser l'effet de la saturation magnétique. Il est clair que l'élaboration de la commande devient très compliquée si tous les phénomènes liés à la saturation en particulier, l'inductance dynamique et l'effet croisé sont considérés, c'est-à-dire en partant du système d'équations (I.43). En effet, les composantes (d, q) du courant magnétisant sont fonction des composantes (d, q) des courants statoriques et rotoriques, cependant, une variation de l'une des composantes des courants statoriques induit une variation du courant magnétisant donc, du flux magnétisant. On peut conclure que le phénomène de l'inter-saturation est considéré indirectement. De ce fait, la méthode de compensation, que nous proposons, consiste à calculer les courants de références I_{dsref} et I_{qsref} sans adapter, à tout instant, la valeur de l'inductance mutuelle dans tous les blocs de commande (Figure II-11). En utilisant le modèle saturé de la machine exprimé en fonction des flux avec la condition d'orientation du flux rotorique, tel que $\Psi_{dr} = \Psi_r$, $\Psi_{qr} = 0$, on aura:

$$\begin{cases} \frac{L_{r0}}{R_r} \frac{d\Psi_r}{dt} + \Psi_r = \Psi_{dm} \\ \omega_{sl} = \frac{\Psi_{qm}}{\Psi_r} \frac{R_r}{L_{r0}} \\ C_{em} = \frac{p}{L_{r0}} \Psi_r \Psi_{qm} \end{cases} \quad (II.52)$$

En se référant à la courbe de magnétisation, on estime la valeur de L_M appropriée permettant de déduire les courants I_{dsref} et I_{qsref} . Une interpolation polynomiale de la courbe $L_M(\Psi_m)$ (Figure II-10), déduite de la caractéristique de magnétisation, permet d'avoir une meilleure précision de la valeur de L_M . Cette interpolation est effectuée à l'aide du logiciel Matlab.

$$L_M = \sum_{i=0}^n A_i \Psi_m^i \quad (II.53)$$

Le résultat de cette interpolation donne un polynôme du septième degré (n=7), dont les coefficients sont :

Degré	0	1	2	3	4	5	6	7
Coefficient	0.31654	-0.18295	0.75801	-3.51556	7.74838	-8.8977	5.1086	1.1627

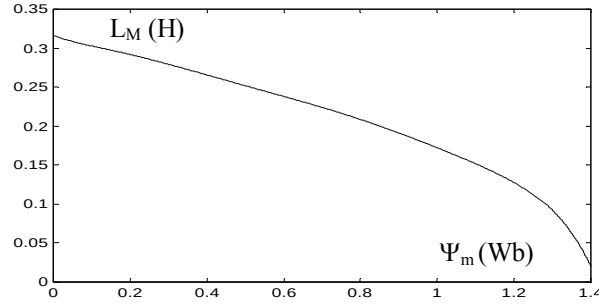


Figure II-10. Courbe montrant la variation de L_M en fonction de Ψ_m .

Partant du système d'équation (II.52), on aura :

$$\begin{aligned}
 \Psi_{dm\ ref} &= \Psi_{dr\ ref} \\
 \Psi_{qm\ ref} &= \frac{C_{em\ ref} L_{r0}}{p \Psi_{dr\ ref}} \\
 \Psi_{m\ ref} &= \sqrt{\Psi_{dm\ ref}^2 + \Psi_{qm\ ref}^2}
 \end{aligned} \tag{II.54}$$

De ces équations, on tire les expressions des flux en fonction des courants rotorique et magnétisant :

$$\begin{aligned}
 \Psi_{dm\ ref} &= \Psi_{dr\ ref} - L_{r0} I_{dr\ ref} \text{ et } \Psi_{qm\ ref} = -L_{r0} I_{qr\ ref} \\
 \Psi_{dm\ ref} &= \Psi_{dr\ ref} + L_{r0} (I_{ds\ ref} - I_{dm\ ref}) \text{ et } \Psi_{qm\ ref} = L_{r0} (I_{qs\ ref} - I_{qm\ ref})
 \end{aligned} \tag{II.55}$$

On déduit les courants statoriques suivants :

$$\begin{aligned}
 I_{ds\ ref} &= \frac{(\Psi_{dm\ ref} - \Psi_{dr\ ref} + L_{r0} I_{dm\ ref})}{L_{r0}} \\
 I_{qs\ ref} &= \frac{(\Psi_{qm\ ref} + L_{r0} I_{qm\ ref})}{L_{r0}}
 \end{aligned} \tag{II.56}$$

Les courants magnétisants sont tirés de la caractéristique de magnétisation $L_M(\Psi_{m\ ref})$:

$$\begin{aligned}
 I_{dm\ ref} &= \frac{\Psi_{dm\ ref}}{L_M(\Psi_{m\ ref})} \\
 I_{qm\ ref} &= \frac{\Psi_{qm\ ref}}{L_M(\Psi_{m\ ref})}
 \end{aligned} \tag{II.57}$$

La pulsation de glissement est donnée par :

$$\omega_{sl} = \frac{\Psi_{qm\ ref}}{T_{r0} \Psi_{dr\ ref}} = \frac{I_{qm\ ref}}{T_{r0} I_{dm\ ref}} \tag{II.58}$$

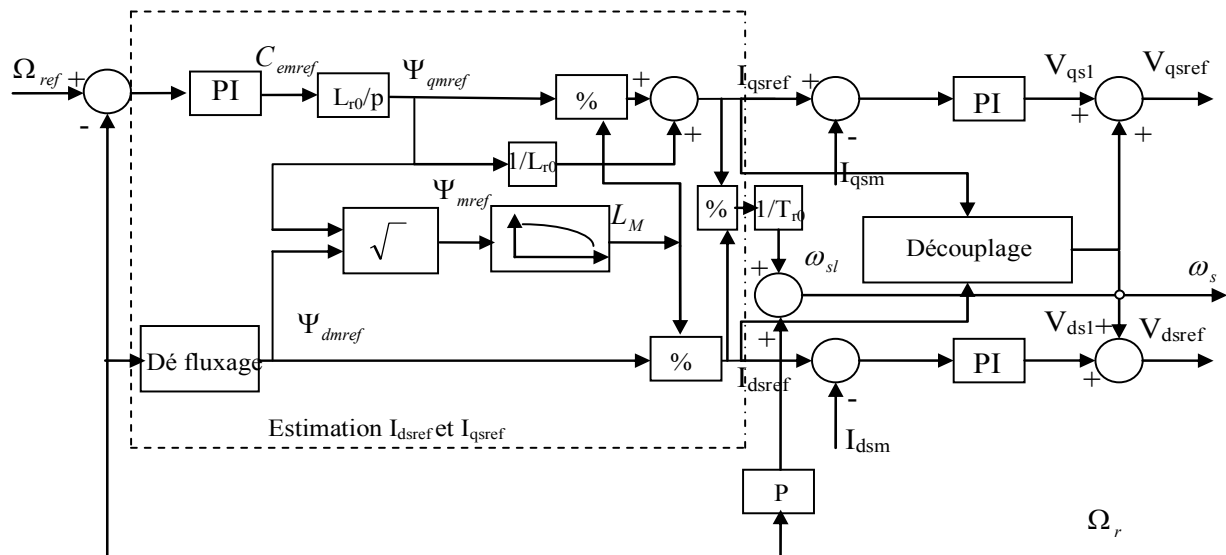


Figure II-11. Estimation des courants I_{dsref} et I_{qsref} pour la commande vectorielle indirecte avec compensation de la saturation magnétique.

II.6.5. Algorithme de compensation dans le cas de la machine asynchrone symétrique biphasée :

En adoptant la même démarche suivie dans le cas de la machine asynchrone triphasée pour estimer les courants I_{dsref} et I_{qsref} , on aboutit au même algorithme de compensation de l'effet de saturation magnétique dans le cas de la machine symétrique biphasée. La différence réside dans la caractéristique de magnétisation pour calculer l'inductance mutuelle.

Les coefficients du polynôme de la caractéristique $L_M(\Psi_m)$ de la machine symétrique sont :

Degré	0	1	2	3	4	5	6	7
Coefficients	1,711	-0,988	4,097	-10,81	19,003	-48,096	27,626	-6,285

II.6.5. Simulations et interprétations :

Nous avons effectué la simulation de la commande vectorielle indirecte saturée à orientation du flux rotorique (IRFOS) des machines asynchrones triphasée et biphasée avec la régulation classique de la vitesse et des courants statoriques. Dans les deux points de fonctionnement en régime saturé, l'onduleur de tension à deux niveaux a montré ces limites par rapport à l'onduleur de tension à trois niveaux utilisant la stratégie à deux porteuses (*Figure II-13*). La machine n'arrive pas à exploiter son état magnétique au maximum du fait que son flux ne suit pas sa référence, soit dans le fonctionnement à couple constant ou bien dans celui à puissance constante. De ce fait, dans la commande (IRFOS) de la machine asynchrone triphasée, nous avons opté pour l'onduleur à trois niveaux utilisant la stratégie à deux porteuses (Annexe D). Par contre dans le cas de la machine biphasée, la commande est assurée par l'onduleur de tension biphasée à deux niveaux (Annexe D). Les résultats de simulation à flux constant sont représentés sur les *Figures (II-14 et II-16)* et ceux du fonctionnement dans la région d'affaiblissement du flux sont illustrés sur les *Figures (II-15 et II-17)*. Les résultats de simulation de la commande IRFOS pour les deux types de machines (triphasée et biphasée) montrent que l'erreur de l'orientation du flux est éliminée. Le flux et le couple suivent parfaitement leurs références. L'inductance de magnétisation s'identifie parfaitement à l'inductance mutuelle interpolée et injectée dans le bloc de commande (*Figure II-10*). Les performances obtenues sont identiques au cas de la machine fonctionnant en régime linéaire, néanmoins les valeurs de certaines grandeurs ne sont pas identiques. On peut citer que, à titre d'exemple dans le modèle linéaire de la machine triphasée, lors du passage du fonctionnement à flux constant en flux défluxé, le courant I_{ds} passe de 3.8 A à 2.76 A. En revanche, dans le modèle saturé, le courant I_{ds} passe de 5.8 A à 3.2 A du fait que l'inductance a diminué lorsque le niveau de saturation a augmenté.

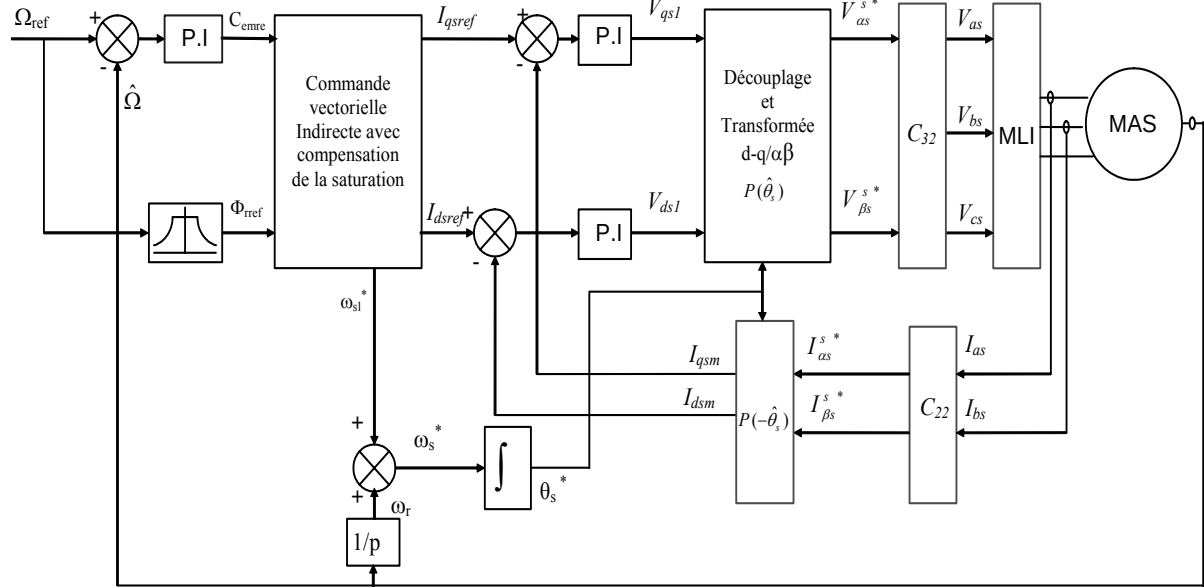


Figure II-12 Schéma bloc de la commande vectorielle avec prise en compte de la compensation de la saturation magnétique.

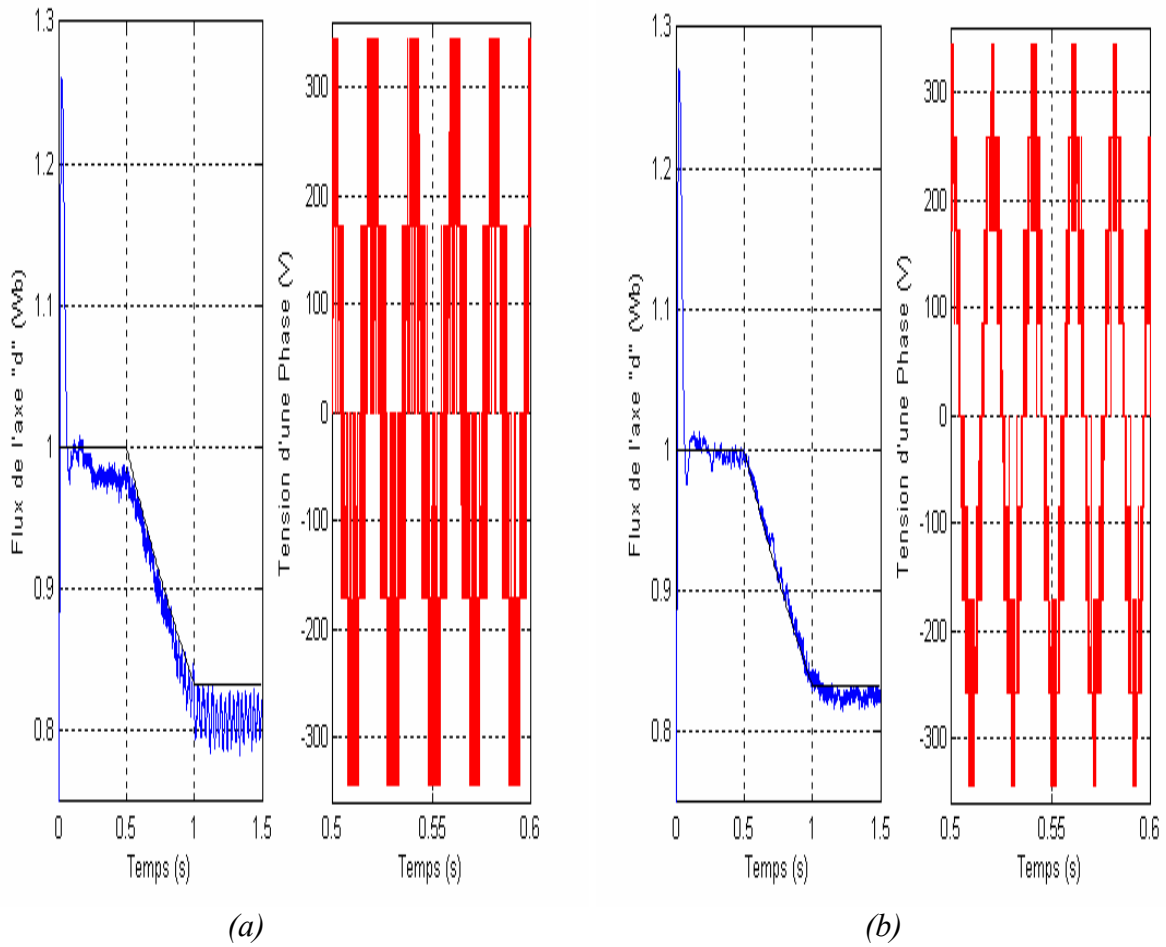


Figure II-13. La Réponse du Flux de la MAS triphasée pour une alimentation à travers :
a- l'onduleur à deux niveaux
b- l'onduleur à trois niveaux

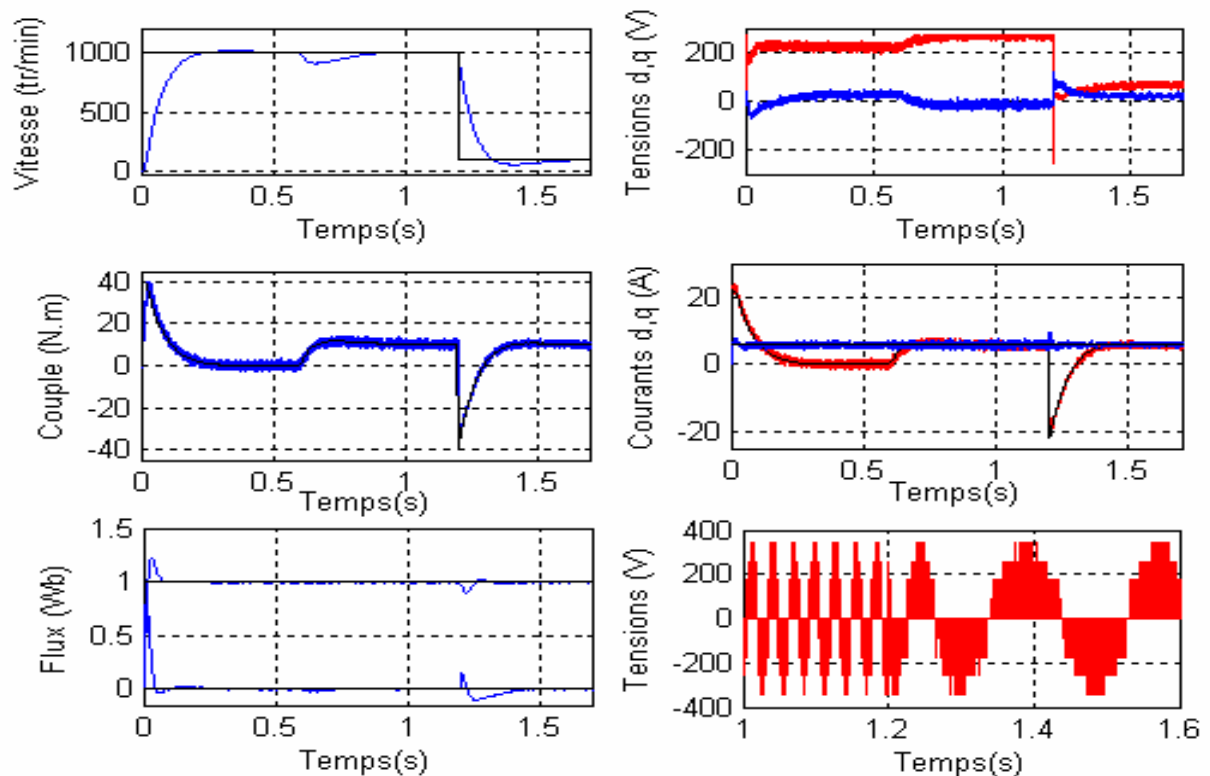


Figure II-14. Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MAS triphasée en régime saturé à travers l'onduleur à trois niveaux (Variation de la consigne de vitesse de 1000 tr/min à 100 tr/min).

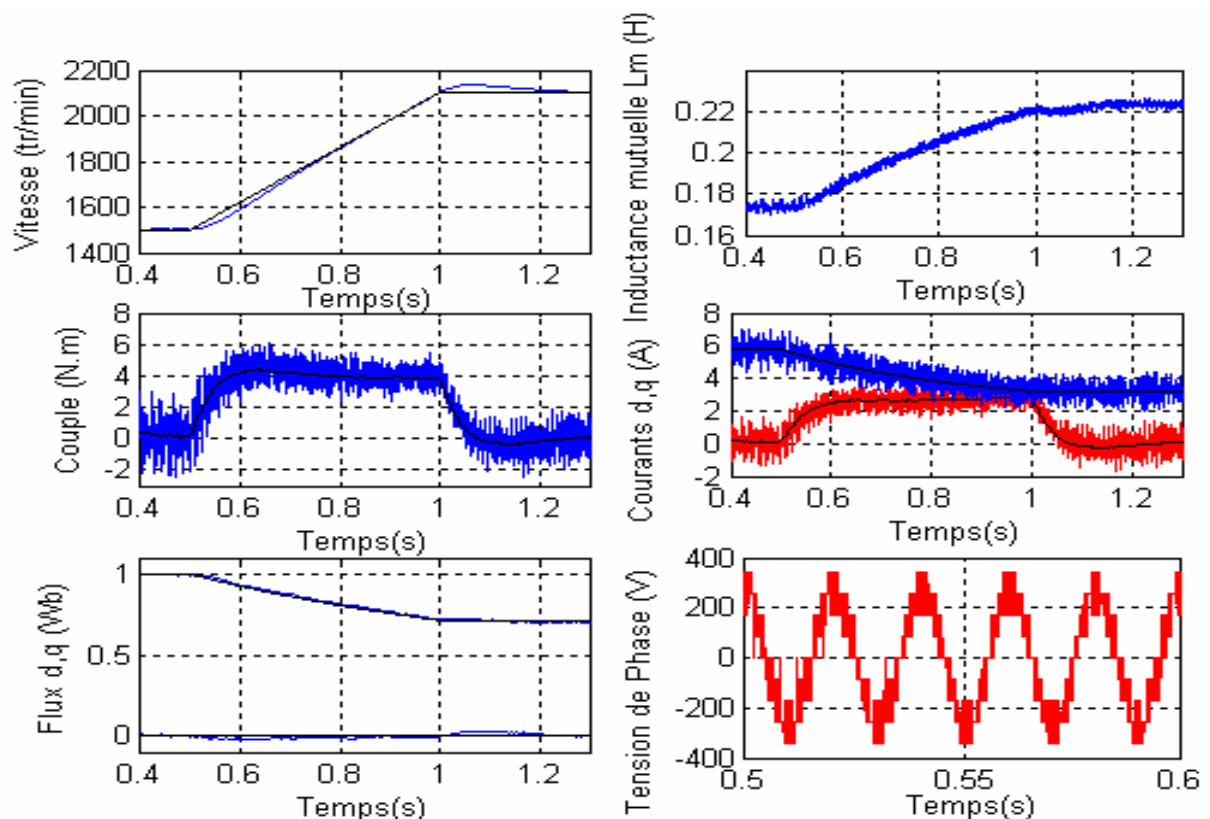


Figure II-15. Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MAS triphasée en régime saturé dans la zone d'affaiblissement du flux à travers l'onduleur à trois niveaux (Variation graduelle de la consigne de vitesse de 1500 tr/min à 2100 tr/min).

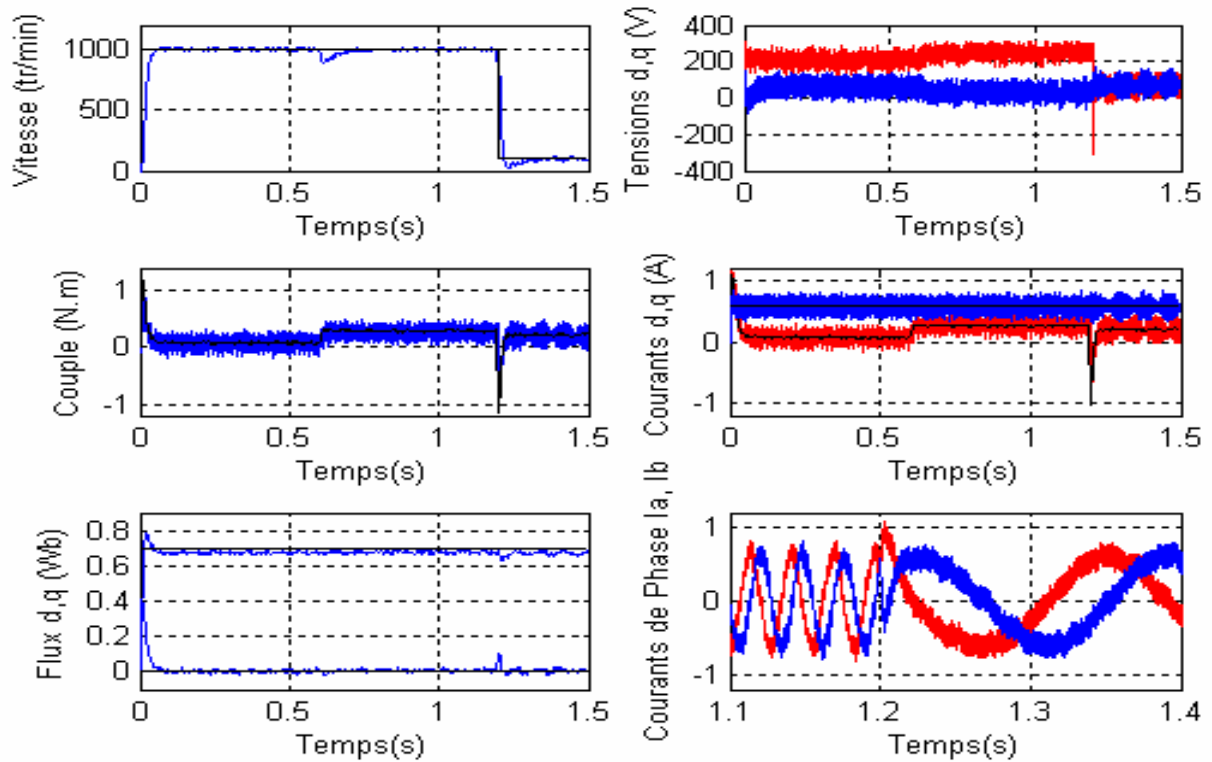


Figure II-16. Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MAS biphasée en régime saturé à travers l'onduleur à deux niveaux (Variation de la consigne de vitesse de 1000 tr/min à 100 tr/min).

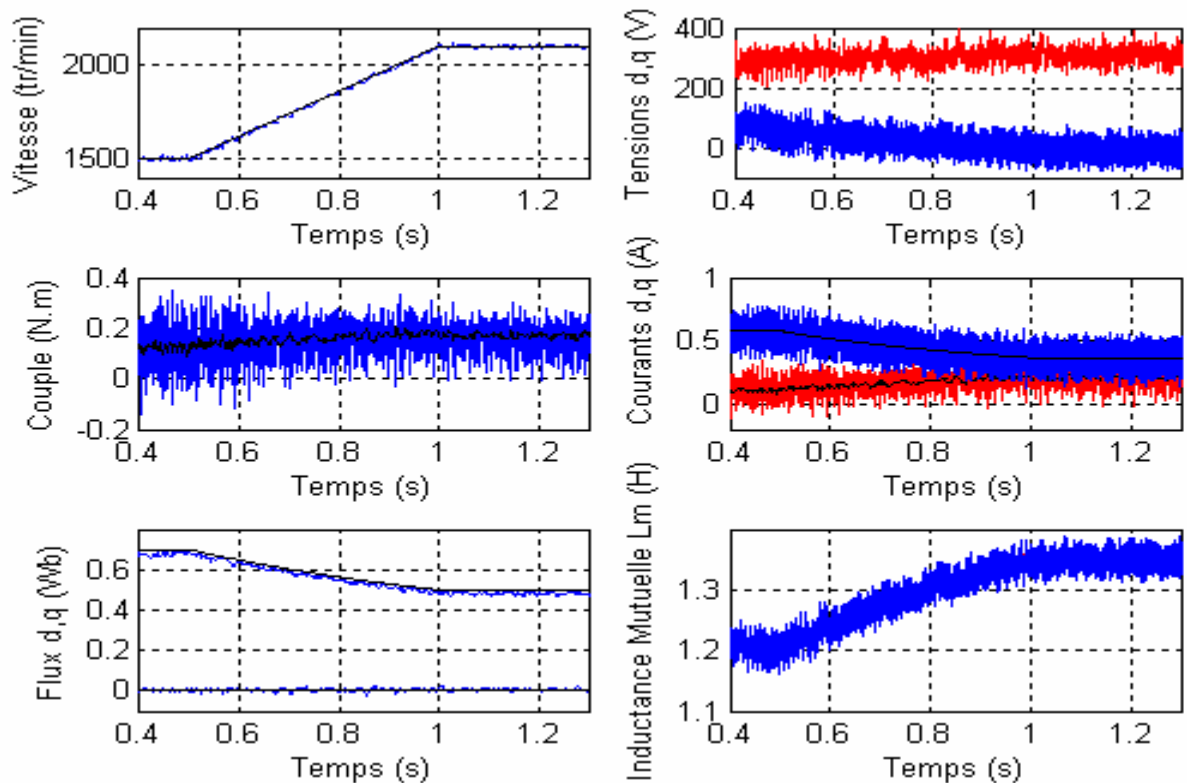


Figure II-17- Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MAS biphasée en régime saturé dans la zone d'affaiblissement du flux à travers l'onduleur à deux niveaux (Variation graduelle de la consigne de vitesse de 1500 tr/min à 2100 tr/min).

II.6.6. Tests de robustesse vis-à-vis des variations paramétriques

Les paramètres des machines ne donnent pas lieu à des valeurs certaines et définitives. Ces variations correspondent à la dispersion constatée lors de la fabrication en nombre, aux évolutions des valeurs lors du fonctionnement ou aux méthodes utilisées pour l'identification des machines. Il est particulièrement intéressant de tester la robustesse des différentes commandes établies aux variations paramétriques. Pour notre part, nous nous intéressons aux variations des paramètres électriques et électromagnétiques de la MAS triphasée en régime saturé. Ceci est valable pour la MAS biphasée symétrique du fait que dans le repère tournant de Park, les deux modèles sont identiques. Nous avons effectué la simulation numérique des différentes grandeurs en l'occurrence, la vitesse, l'erreur du couple, l'erreur des composantes du flux (d, q), l'erreur de l'orientation du flux, l'inductance magnétisante et le courant magnétisant. Les erreurs des composantes du flux (d, q) et l'erreur du couple sont calculées précédemment en régime permanent. Nous avons pris le point de fonctionnement suivant : Une vitesse de référence égale à 1000 tr/min avec application du couple résistant qui correspond au couple nominal entre 0.5s et 1.5s.

II.6.6.1. Influence de la caractéristique de magnétisation

La commande IRFOS est conçue en utilisant l'algorithme de compensation se basant sur la caractéristique de magnétisation qui est intégrée (injectée) dans le bloc FOC. Cette commande a donné d'excellentes performances à condition que cette caractéristique soit bien identifiée vue que la courbe $L_M(\Psi_M)$ interpolée est issue de cette caractéristique. Des tests de robustesse en sous-estimant et en sur-estimant la caractéristique ont été effectués (*Figure II-18*).

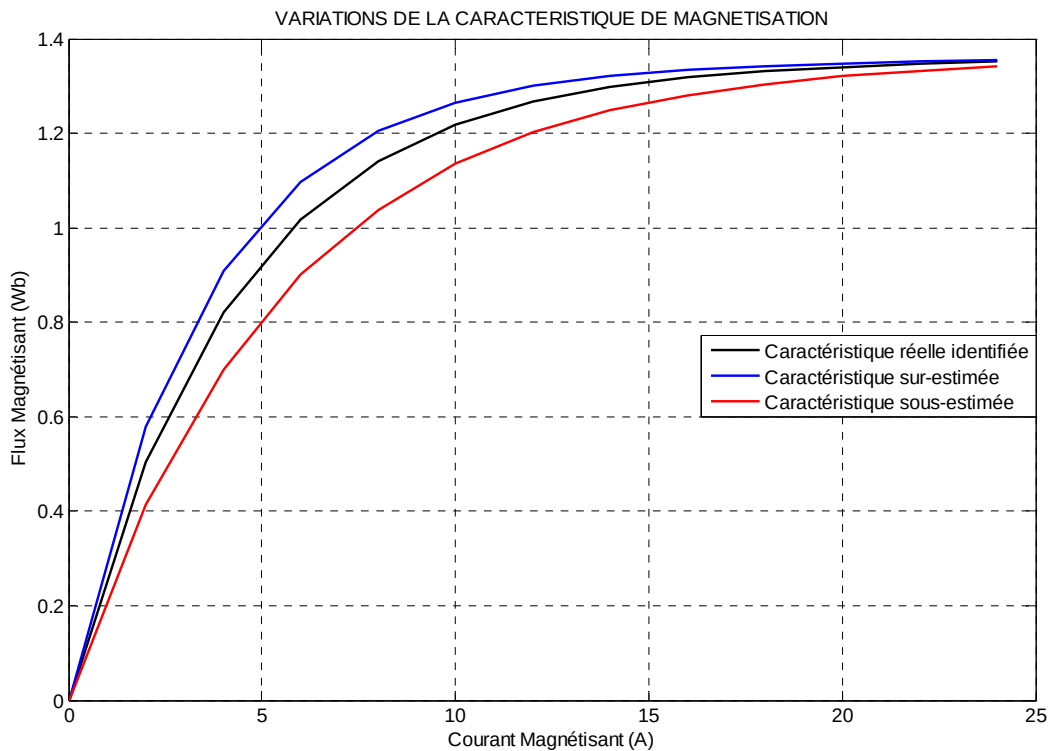
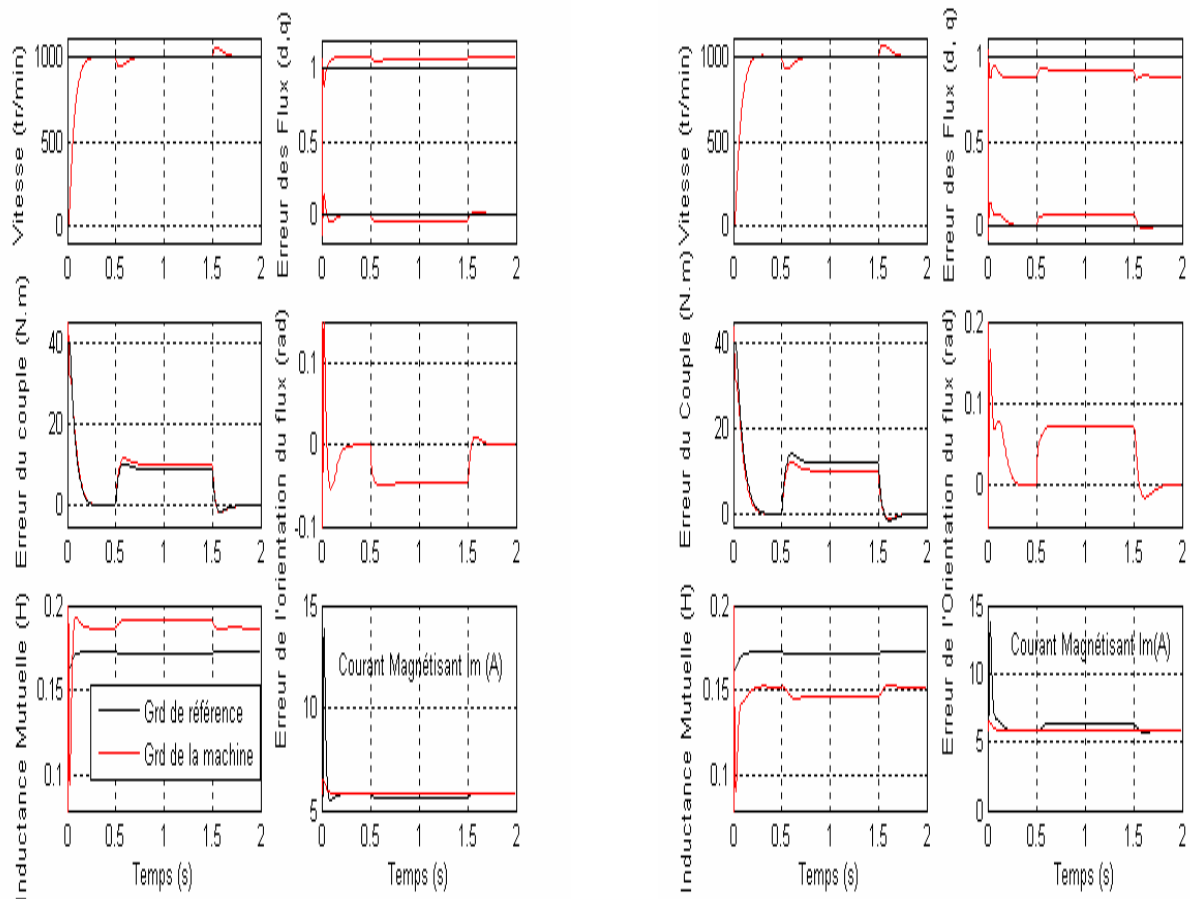


Figure II-18 Variations de la caractéristique de magnétisation $\Psi_M(I_M)$

En effet, les deux cas, dont la caractéristique est sur-estimée et soustimée, présentent beaucoup d'influence sur les performances de la commande (IROFS) classique (*Figure II-19*).



a) La caractéristique est sur-estimée

b) La caractéristique est sous-estimée

Figure II-19 : Les erreurs des différentes grandeurs lors des variations de la caractéristique de magnétisation

II.6.6.2. Influence des résistances rotorique et statorique

La constante de temps rotorique est un paramètre très important dans la commande vectorielle indirecte. Une mauvaise estimation de cette constante induit une orientation incorrecte du vecteur flux sur l'axe « d ». En effet, cette constante de temps rotorique est affecté par les effets de l'échauffement et de la variation de la fréquence rotorique. De ce fait, nous avons testé la robustesse de la commande vectorielle saturée à la variation de la résistance rotorique dont nous avons sur-estimé la variation à 50% de la résistance nominale. Ceci montre que la commande élaborée (IRFOS) est très sensible aux variations de ce paramètre, cependant, la vitesse de rotation n'est pas affectée (Figure II-20-a).

Les tests de variations de la résistance statorique de +50% montrent que la variation de cette résistance n'a pas d'incidence sur les performances de la commande présentée (Figure II-20-b).

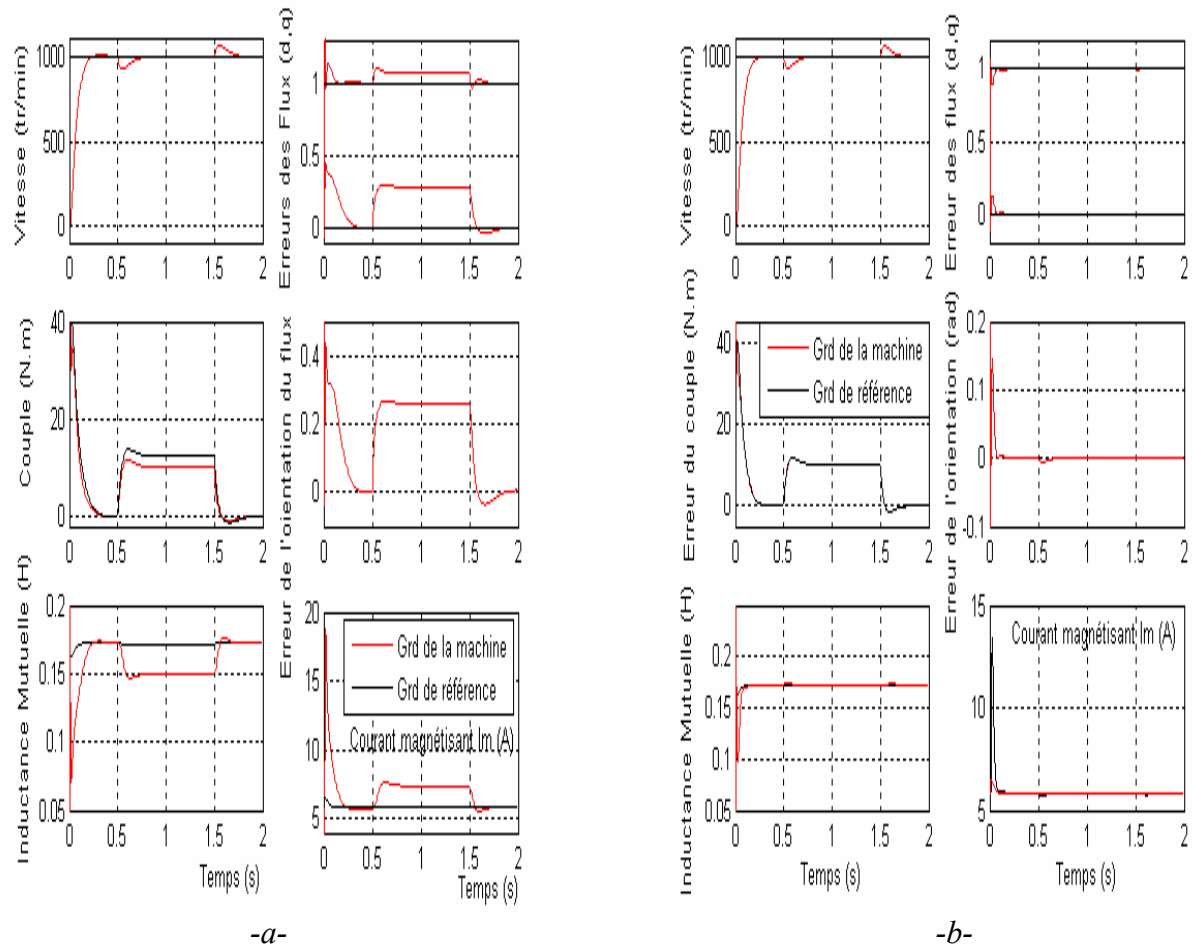


Figure II-20 : Les erreurs des différentes grandeurs de la IRFOS classique ($T=100\mu s$)

a) Variation de la résistance rotorique

b) Variation de la résistance statorique

Le tableau ci-dessous représente les erreurs des différentes grandeurs lorsque la commande IRFOS classique est soumise aux tests de robustesse. Nous avons représenté les erreurs numériques induites par les variations de la caractéristique de magnétisation et de la résistance rotorique à l'application du couple de charge entre 0.5s et 1s.

Calcul de l'erreur	Caract. sur-estimée	Caract. sous-estimée	Variat. $R_r + 50\%$
Erreur du Couple $\Delta C_{em} = \frac{C_{em} - C_{emr}}{C_{emr}} * 100$	10 %	20 %	23 %
$\frac{\Psi_{dr}}{\Psi_{rref}}$	1.063	0.92	1.07
$\frac{\Psi_{qr}}{\Psi_{rref}}$	-0.05	+0.05	+0.28
$\Delta L_M (H)$	+0.019	-0.026	-0.02
Erreur de l'orientation du flux (rad)	-0.05	+0.07	+0.26
$\Delta I_M (A)$	-0.2	+0.5	+1.45

Figure II-21 : Les résultats numériques obtenus des tests de robustesse aux variations paramétriques.

II.7. CONCLUSION

Dans un premier temps, nous avons présenté la commande vectorielle indirecte en mode continu et discret, avec orientation selon le vecteur flux rotorique, basée sur le modèle linéaire de Park. Ceci ne tient pas compte des variations des paramètres des machines asynchrones triphasée et biphasée symétrique, dues aux phénomènes de saturation magnétique. En revanche, par le biais de la simulation numérique, nous avons montré l'influence de la saturation magnétique sur la validité d'adaptation de cette commande qui considère que les inductances cycliques sont constantes. Ensuite pour résoudre le problème de dégradations des performances de la commande vectorielle classique aussi bien en régime dynamique qu'en régime statique, causé par la non linéarité de la courbe de magnétisation et l'effet d'inter-saturation, nous avons développé une approche basée sur la courbe de variation $L_M(\Psi_{m\text{ref}})$ permettant d'établir une commande vectorielle non linéaire. Nous l'avons appelée « commande vectorielle indirecte saturée à orientation du flux rotorique ».

Pour différents points de fonctionnement, nous avons utilisé une alimentation à travers l'onduleur de tension MLI à trois niveaux pour la commande de la MAS triphasée et une alimentation à travers l'onduleur de tension biphasée à deux niveaux pour la commande de la MAS biphasée. Les résultats de simulation obtenus donnent de performances acceptables en faisant varier le niveau de saturation. Néanmoins, les régulateurs des boucles de vitesse et de courants sont des correcteurs de type proportionnel intégral dont les coefficients (paramètres) sont fixés et calculés en introduisant les valeurs d'inductances cycliques au point nominal. En revanche, dans les commandes prouvant d'excellentes performances, ces régulateurs devraient s'adapter à la variation de ces inductances cycliques. En plus, cette commande (IRFOS) classique est sensible aux variations de la caractéristique de magnétisation et de la résistance rotorique. Afin que cette commande (IRFOS) assure plus de performances dynamiques et plus de robustesse aux perturbations internes et externes, une commande (IRFOS) à base de la régulation utilisant les algorithmes intelligents, tels que les réseaux de neurones et la logique floue, sera mise en œuvre dans le chapitre suivant.

CHAPITRE III

APPLICATION DES ALGORITHMES INTELLIGENTS À LA COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE EN REGIME SATURE

III.1. INTRODUCTION

Dans la commande vectorielle classique élaborée dans le chapitre précédent, le but assigné était d'obtenir une commande avec de bonnes performances dynamiques en utilisant des algorithmes de régulation les plus simples possibles. Les bonnes performances recherchées étaient une dynamique rapide obtenue par une stratégie de commande vectorielle avec une bonne robustesse vis-à-vis des perturbations de charge et les incertitudes sur les paramètres. Cette robustesse devait être réalisée d'une part, au niveau du régulateur de vitesse qui devait être robuste vis-à-vis des perturbations mécaniques (variation d'inertie ou de couple résistant) et, d'autre part, vis-à-vis d'un mauvais découplage entre les axes d et q nécessitant ainsi la régulation des courants statoriques (I_{ds}, I_{qs}). Ces régulateurs utilisés, dont les coefficients sont fixés et calculés avec les valeurs des paramètres (inductances et résistances) de la machine identifiés au point nominal, permettent de fixer les caractéristiques dynamiques pour un point de fonctionnement donné. Néanmoins, ces performances sont acceptables dans certains cahiers de charge et restent, à priori, restrictif dans d'autres, du fait que le processus commandé est fortement non linéaire. Afin de surmonter cette contrainte, de nouvelles techniques plus aptes à traiter la non-linéarité des systèmes sont apparues. Ces techniques se basent sur l'intelligence artificielle en particulier, les réseaux de neurones et la logique floue. La plupart des applications où ces techniques ont été utilisées avantageusement, mettent en jeu la caractérisation de phénomènes difficiles ou impossibles à décrire à l'aide de modèles de connaissance.

Pour notre part, nous avons choisi d'utiliser les réseaux de neurones et la logique floue pour améliorer les performances de la commande vectorielle des machines asynchrones en régime saturé. Celles-ci se présentent comme un système non linéaire dû, d'une part, à la non linéarité de la courbe de magnétisation et, d'autre part, au couplage des deux axes d et q produit par le phénomène d'inter-saturation. Dans un premier temps, nous abordons les principales notions des réseaux de neurones avant de présenter les différentes procédures permettant de mettre en œuvre le contrôle vectoriel à base de la régulation neuronale. Ensuite, nous développons la synthèse de différentes étapes à suivre pour la mise en œuvre d'un

régulateur flou de vitesse et enfin, la combinaison des deux techniques de contrôle aboutit à une commande hybride appelée la technique neuro-floue. Des testes de robustesse et de comparaison des performances en régime dynamique et statique des trois techniques par rapport à la régulation classique sont discutés.

III.2. LES RESEAUX DE NEURONES

III.2.1. Le neurone formel

L'origine des réseaux de neurones vient de l'essai de modélisation du neurone biologique par Warren McCulloch et Walter Pitts [JOD94]. Ils supposent que l'impulsion nerveuse est le résultat d'un calcul simple effectué par chaque neurone et que la pensée est née grâce à l'effet collectif d'un réseau de neurones interconnectés.

Le schéma suivant présente un neurone formel :

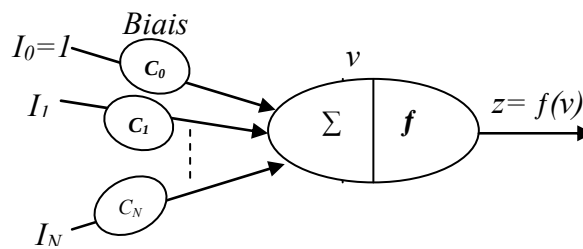


Figure III-1. Neurone formel.

$$\begin{cases} v = \sum_{i=0}^N c_i I_i \\ z = f(v) \end{cases} \quad (III.1)$$

Les entrées I_i d'un neurone, qui peuvent être les sorties d'autres neurones, sont des entrées externes du réseau. Le nombre d'entrées N d'un neurone dépend de l'architecture du réseau. Ces entrées sont pondérées par des paramètres C_i (poids). La somme pondérée des entrées constitue le potentiel v du neurone. Ce potentiel est l'unique argument d'une fonction f qui fournit la sortie z (activité) du neurone, cette fonction d'activation pouvant prendre plusieurs formes. Un neurone peut avoir ou non une entrée constante de valeur unitaire appelée biais (polarisation du neurone).

Les fonctions d'activation (Figure III-2) peuvent être bijectives ou non, linéaires ou non linéaires. Pour notre étude, nous utilisons des fonctions d'activation du type identité (neurones linéaires qui sont de simples sommateurs) et des tangentes hyperboliques. A titre d'exemple, voici les fonctions d'activation les plus utilisées [KOH88] :

- Fonction seuil (signe) : Le seuillage introduit une non-linéarité dans le comportement du neurone. Cependant, il limite la gamme de ses réponses possibles à deux valeurs (Figure III-2-a).
- Fonction linéaire (identité) : C'est la fonction d'activation la plus simple. Les neurones linéaires sont des simples sommateurs (Figure III-2-b).
- Fonction linéaire bornée ou linéaire saturée : Cette fonction représente un compromis entre la fonction linéaire et la fonction seuil (Figure III-2-c).
- Fonction sigmoïde exponentielle : C'est l'équivalent continu de la fonction linéaire bornée, étant continue, elle est dérivable. Vu ces nombreux avantages, ce type de fonction est généralement employé dans le perceptron multicouches [DAV93]. La dérivée de cette fonction possède l'avantage d'être simple à calculer (Figure III-2-d).

- Fonction sigmoïde tangentielle ou tangente hyperbolique : L'apprentissage des réseaux multicouches converge plus rapidement quand cette fonction est employée, plutôt que la sigmoïde exponentielle (Figure III-2-e).

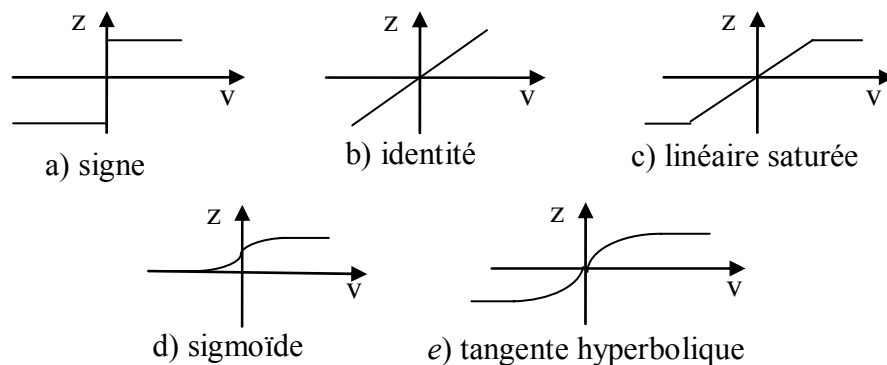


Figure III-2. Différentes fonctions d'activation.

Si la fonction d'activation f du neurone est non linéaire, alors le neurone est un processeur non linéaire. L'association de tels neurones en réseaux permet de construire des fonctions non linéaires complexes [CON00].

III.2.2. Les réseaux multicouches

Ce sont les réseaux de neurones les plus connus. Un perceptron est un réseau de neurones artificiel du type *feedforward*, c'est à dire à propagation directe (Figure III-3). Sur l'exemple suivant, nous présentons un perceptron à trois couches. La première est celle des entrées (elle n'est cependant pas considérée comme couche neuronale par certains auteurs car elle est linéaire et ne fait que distribuer les variables d'entrées. La deuxième est dite couche cachée (ou couche intermédiaire) et constitue le cœur du réseau de neurones. Les fonctions d'activation de cette couche sont du type tangente hyperbolique. La troisième, constituée ici par deux neurones est la couche de sortie. Sa fonction d'activation est du type linéaire bornée.

Le perceptron multicouche est très utilisé en identification et en contrôle. Avec une couche cachée, il constitue un approximateur universel. De récentes recherches montrent qu'il peut être entraîné de manière à approximer n'importe quelle fonction entrées-sorties sous réserve de mettre suffisamment de neurones dans la couche cachée [BAG99]

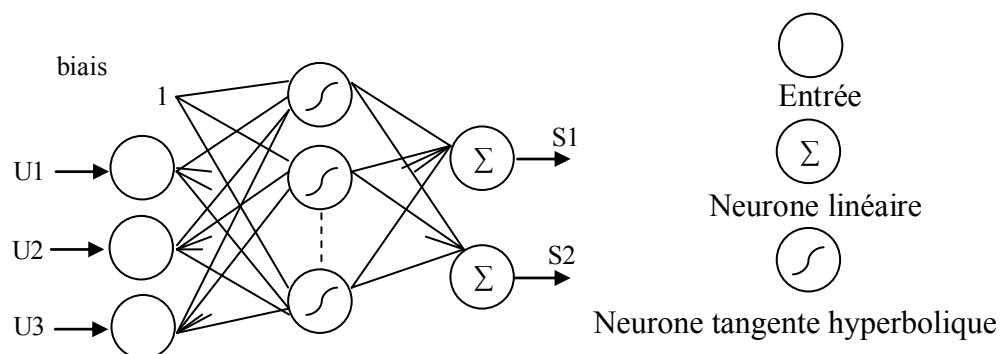


Figure III-3. Structure d'un perceptron¹ Multicouches à 3 entrées, 1 couche cachée, 2 sorties

III.2.2.1. Apprentissage

Les techniques d'apprentissage des réseaux de neurones se répartissent en trois grandes familles (Figure III-4):

❖ **Apprentissage supervisé** : A titre d'exemple, on choisit une représentation des formes (ici les mesures x et y). L'ensemble d'apprentissage (ou séquence d'apprentissage en modélisation dynamique) est constitué de couples $(x_k, y_k ; z_{pk})$ avec $k = 1, M$. Pour l'exemple k , x_k et y_k sont les entrées du classifieur et z_{pk} la sortie désirée.

L'apprentissage consiste à présenter ces M couples au réseau. Pour chaque exemple, on calcule l'écart entre la sortie du réseau et z_{pk} , puis on caractérise la participation de chaque paramètre aux M écarts. Ceci permet de modifier les paramètres du réseau de telle sorte que les erreurs diminuent.

❖ **Apprentissage non supervisé** : L'apprentissage non supervisé nécessite des entrées seulement, sans l'intervention d'un superviseur. Le réseau neuronal s'organise de façon à créer des classes qui distinguent les différents exemples présentés. Après une certaine période, le réseau a appris et sera capable de ranger dans l'une des classes un futur exemple qui lui sera soumis.

❖ **Apprentissage par renforcement** : Ce type d'apprentissage est moins «classique» que les deux premiers qui sont les principaux. Également connu sous le nom d'apprentissage semi-supervisé, cette forme est une mixture des deux types précédents. Des exemples du problème sans bonne réponse sont présentés au réseau. Une erreur est alors rendue qui est propagée et répartie sur les connections du système. Après plusieurs phases, le réseau devient capable de donner la bonne réponse.

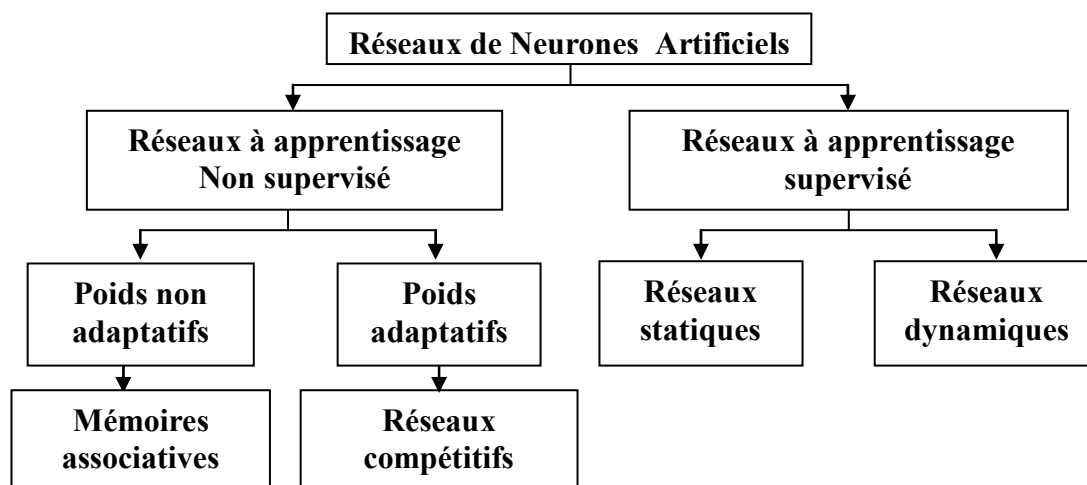


Figure III-4. Classification des réseaux de neurones suivant leurs apprentissages.

On distingue trois types de réseaux à architecture différente :

1. **Réseaux statiques** : chaque neurone d'une couche reçoit ces entrées à partir des neurones de la couche précédente. Il n'existe pas le retour d'informations (Feed-back).
2. **Réseaux dynamiques** : Ils ne contiennent qu'une seule couche cachée. L'introduction de feed-back entre les neurones rend le réseau dynamique. L'étude de la stabilité de ce dernier devient alors nécessaire.
3. **Réseaux à architecture évolutive et auto-organisée** : Les réseaux auto-organisés sont des réseaux qui changent leurs structures internes pendant l'utilisation. Ces réseaux sont dits évolutifs vu leurs méthodes d'apprentissage. Ainsi, la dimension du réseau change pendant l'entraînement, conséquence de la diminution ou l'augmentation du nombre de neurones.

III.2.2.1.2. Algorithme d'apprentissage

On trouve les algorithmes d'apprentissages suivants :

❖ L'algorithme de rétropropagation :

L'algorithme de rétro propagation de l'erreur était le plus utilisé pour l'apprentissage supervisé des réseaux de neurones multicouches. Il a été proposé en 1980 par RUMELAHT, HINTON et WILLIAMS. Appelée la méthode rétro propagation, en référence à l'erreur qui se « rétro- propage » à travers les couches du réseau, ses variantes sont :

- La rétro propagation généralisée.
- La rétro propagation robuste.
- La rétro propagation avec momentum.

Chacun de ces algorithmes apporte un plus à la rétro propagation simple. Mais, cette dernière est pratiquement utilisée avec le momentum.

❖ Méthodes d'optimisation du second ordre :

Les méthodes d'optimisation de second ordre sont utilisées pour améliorer le choix de la direction à entreprendre dans l'espace des paramètres (poids) à la recherche du minimum. Ces méthodes sont basées sur l'utilisation de la dérivée seconde d'une fonction objective par rapport aux paramètres C_i . On trouve :

- La méthode du gradient conjugué.
- La méthode de NEWTON.
- La méthode de LEVENBERG-MARQUARDT.

La méthode de LEVENBERG-MARQUARDT est l'une des plus utilisées ; puisque, elle bénéficie des avantages de chacune des méthodes : la méthode de NEWTON, connue par sa rapidité ; et celle du gradient conjugué, connue par sa convergence.

III.2.2.1.3. La phase d'apprentissage

L'algorithme consiste, dans sa première étape, à propager vers l'avant des entrées jusqu'à obtenir une sortie calculée par le réseau. La seconde étape compare la sortie calculée à la sortie réelle connue. On modifie alors, les paramètres (poids) de telle sorte qu'à la prochaine itération, l'erreur commise entre la sortie calculée et la sortie réelle soit minimisée. Comme, un réseau multicouche est constitué de couches cachées, on rétro propage alors, l'erreur commise vers l'arrière, jusqu'à la couche d'entrée ; tout en modifiant la pondération. On répète ce processus sur les M exemples (Figure III-5) ; jusqu'à ce qu'on obtient une EQMA qui peut être considérée comme négligeable.

Les algorithmes régissant des modèles de réseaux de neurones peuvent être exprimés simplement sous forme d'opérations matricielles. MATLAB est, donc, très adapté pour la programmation de ces algorithmes, de plus, une boîte à outils additionnelle « neural networks toolbox » est incluse.

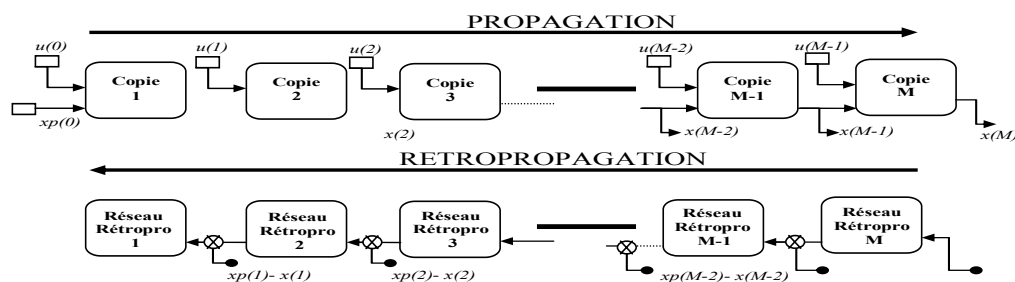


Figure III-5. Propagation et rétro propagation pour un réseau à une sortie.

III.2.2.1.4. Estimation de la performance

Ainsi, pour la structure classique du réseau à une couche de neurones cachés (*Figure III-3*), il faut déterminer le nombre optimal de ces derniers par une procédure de sélection. Il en est de même pour le nombre de couches, toutefois l'expérience montre qu'une seule couche cachée est généralement suffisante [CON00]. Pour cela, on effectue une série d'apprentissages en augmentant progressivement le nombre de neurones : on sélectionne alors le réseau fournissant l'erreur quadratique moyenne sur l'ensemble d'apprentissage (EQMA) la plus faible. Pour sélectionner le nombre de neurones cachés optimal, il faut donc observer l'évolution de l'EQMA. Pour chaque réseau, il est nécessaire d'effectuer plusieurs apprentissages avec des initialisations différentes des paramètres afin d'augmenter la probabilité de trouver un minimum absolu de l'EQMA.

III.2.3. Les différentes structures des réseaux de neurones pour la modélisation

Ce paragraphe est consacré aux structures que nous avons utilisées pour la régulation de vitesse et des courants dans la commande vectorielle des machines asynchrones en régime saturé. Pour la modélisation dynamique des processus, on utilise des réseaux de neurones à temps discrets. Ces réseaux sont des filtres non linéaires. Ils peuvent être bouclés ou non bouclés et l'apprentissage peut se faire en dirigé ou en non dirigé.

III.2.3.1. Réseaux de neurones non bouclés

Les réseaux non bouclés les plus généraux sont les réseaux complètement connectés (les neurones sont ordonnés et commandés par les entrées et les sorties des neurones d'ordre inférieur). Les réseaux à couches sont les plus employés: les neurones cachés sont commandés par les entrées et sont répartis sur une couche mais ne sont pas connectés entre eux ; les neurones de sortie sont uniquement commandés par les neurones cachés. Les réseaux à couches sont souvent appelés *Perceptrons Multicouche* (*Figure III-6*). Les réseaux non bouclés sont appelés *Feed-Forward nets* par les Anglo-saxons.

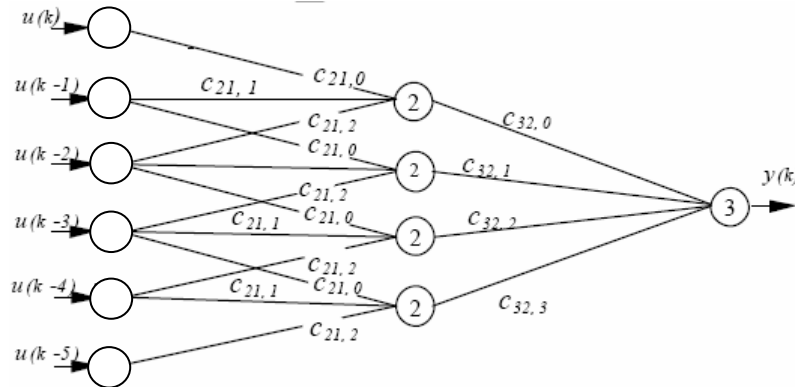


Figure III-6 Mise sous forme canonique d'un réseau

III.2.3.2. Réseaux de neurones bouclés

Un réseau bouclé est un système récursif ; son graphe possède un ou plusieurs cycles. Un tel réseau peut donc réaliser un filtre récursif non linéaire à temps discret. Comme pour les réseaux non bouclés, on a intérêt, pour l'apprentissage, à mettre le réseau sous une forme canonique (*Figure III-7*), constituée d'un réseau non bouclé et de boucles constituées de retards unitaires.

Une forme canonique d'un réseau de neurones bouclé est définie à partir d'un réseau non bouclé possédant N_E entrées externes, N_{ET} entrées d'état (les variables d'état à l'instant k), N_C

neurones cachés et N_S neurones de sortie (neurones pour lesquels il existe une valeur désirée). Les sorties du réseau à l'instant k sont les activités des N_S neurones de sortie, et les variables d'état à l'instant $k+1$ sont les activités de N_{ET} neurones appelés neurones d'état. Ces neurones d'état sont soit des neurones cachés, soit des neurones de sortie. Les bouclages unitaires (q^{-1}) relient les sorties des neurones d'état aux entrées d'état.

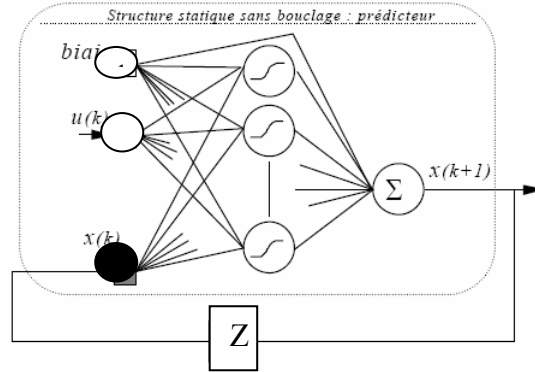


Figure III-7 Réseau bouclé à une sortie d'état $N_E=1$, $N_{ET}=1$, $N_S=1$.

III.2.3.3. Apprentissage dirigé

Ce type d'apprentissage est destiné aux modèles ayant des variables d'état mesurables. L'apprentissage dirigé consiste à couper les boucles du réseau, donc à le rendre non bouclé, et à réaliser l'apprentissage du réseau statique de la forme canonique en utilisant l'ensemble d'apprentissage, dont chaque élément est constitué :

- des entrées externes : $U(k)$ et les entrées d'état $X_p(k)$ (valeurs mesurées sur le processus).
- des valeurs désirées (sorties) : la sortie $Y_p(k+1)$ et la sortie d'état $X_p(k+1)$.

Le réseau apprend à calculer l'état et les sorties à $k+1$ en fonction de l'état du processus et des entrées à l'instant k .

III.2.3.4. Apprentissage non dirigé

L'apprentissage non dirigé consiste à maintenir les boucles du réseau et à réaliser l'apprentissage du réseau statique de la forme canonique en utilisant l'ensemble d'apprentissage, dont chaque élément est constitué :

- des entrées externes : $U(k)$ et les entrées d'état $X(k)$ (cette entrée est celle calculée à l'instant précédent).
- des valeurs désirées (sorties) : la sortie $Y_p(k+1)$ et la sortie d'état $X_p(k+1)$.

On remarque que le réseau n'est pas dirigé par l'état mesuré sur le processus (Figure III-8).

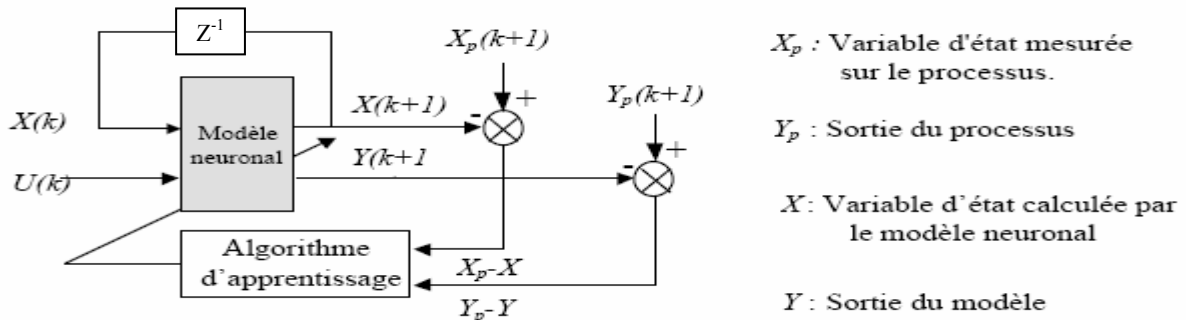


Figure III-8 Apprentissage non dirigé d'un réseau bouclé.

III.2.4. Application des réseaux de neurones à la commande vectorielle de la machine asynchrone triphasée en régime saturé

Comme nous avons déjà évoqué précédemment que la technique des réseaux de neurones, basée sur la reconstitution d'une relation entrée-sortie, permet de remplacer n'importe quel système non linéaire qui est vu comme une boîte noire. Cela se fait, en deux étapes : La première étape consiste à identifier le comportement du système par un réseau d'une architecture donnée (*Figure III-7*). Une fois que l'identification est faite, nous passons à la seconde étape consistant à remplacer ce système par son équivalent neuronal. L'identification dans ce cas, est l'apprentissage du réseau de neurone au comportement de ce système. Par contre, le remplacement de celui-ci par son modèle neuronal, est appelé reconnaissance.

Nous avons montré, dans le chapitre précédent, la sensibilité de la commande vectorielle des machines asynchrones aux variations paramétriques affectées par la température, l'état magnétique et les bruits de mesure et de l'environnement. Ces effets se présentent comme des contraintes et des limitations. Afin de les surmonter, les réseaux de neurones sont plus aptes à traiter la non linéarité des systèmes. Ces dernières années, plusieurs approches à base de réseaux de neurones, destinées à la commande vectorielle robuste des machines asynchrone, ont été développées [BA-R97], [FIL95], [KIM01], [LIN93], [MOH96]. On peut citer, à titre d'exemple, [KIM01] propose une nouvelle méthode pour l'estimation de la vitesse en utilisant les réseaux de neurones on line et [LIN93] garde la même conception destinée au contrôle des régulateurs du courant d'un onduleur MLI pour améliorer le THD. [BA-R97], [MOH96] présentent respectivement une application des réseaux de neurones off line au contrôle vectoriel indirect et une application ANNs on line au contrôle indirect et direct. [FIL95] propose l'utilisation ANNs pour le diagnostic des défauts dans la machine asynchrone et enfin récemment, [HUH05] utilise les réseaux de neurones pour la commande directe du couple (DTC) sans capteur de vitesse à travers l'onduleur à trois niveaux. Pour faire face aux incertitudes paramétriques et aux perturbations externes de charge, une loi de commande est proposée pour stabiliser le système dans le sens de Lyapunov et des lois adaptatives pour mettre à jour les poids du réseau de neurones.

Pour notre part, nous procédons à la mise en œuvre d'un dispositif neuronal afin d'améliorer les performances statique et dynamique de la commande vectorielle de la machine asynchrone en régime saturé. De ce fait, nous présentons les différentes procédures nécessaires à suivre afin d'aboutir à un modèle neuronal.

1. Choix des entrées et sorties :

Les entrées et les sorties du modèle neuronal seront déterminées par la loi de commande du système à identifier ; c'est-à-dire la relation (entrées-sorties).

2. Création des exemples :

Les exemples présentés au réseau sont les résultats de simulation qui ont été faits sur le système à identifier. Les résultats sont échantillonnés avec un pas d'échantillonnage fixe. Le nombre d'exemples est le temps de simulation sur le temps d'échantillonnage.

3. Choix du réseau :

Construire un réseau capable d'apprendre le comportement d'un système donné, dans le cas d'un réseau statique multicouches, c'est choisir son architecture : le nombre de neurones dans la couche cachée, la fonction d'activation et l'algorithme d'apprentissage. Plusieurs essais doivent être faits afin d'aboutir à une architecture optimale donnant de meilleurs résultats.

4. La phase d'apprentissage :

Tout d'abord, le réseau neuronal est capable d'apprendre n'importe quelle relation non linéaire. C'est son premier avantage face aux méthodes classiques.

Dans un cadre général, l'apprentissage consiste en un entraînement du réseau. Exemple, dans le cas d'un apprentissage supervisé, nous lui présentons des entrées et nous lui demandons de modifier progressivement les valeurs des poids synaptiques pour que le comportement global du réseau se rapproche d'un comportement désiré.

5. Choix du réseau et déroulement de notre apprentissage :

Dans tous les essais effectués, l'apprentissage s'effectue sous les conditions suivantes :

- Les réseaux choisis sont des réseaux statiques, multicouches et en particulier bouclés.
- L'apprentissage est supervisé et dirigé.
- L'algorithme d'apprentissage utilisé est celui de *Levenberg-Marquart*.
- Les fonctions d'activation utilisées sont : la fonction *sigmoïde tangentielle (tangente hyperbolique)* pour la couche cachée et *linéaire* pour la couche de sortie.
- Les entrées et les sorties du système à remplacer seront regroupées dans une matrice prototype ; pour un apprentissage différé (off line).
- L'initialisation des poids s'est faite par expérience, comme suit :

Au cours de l'apprentissage, il faut suivre l'évolution de l'erreur. Si nous remarquons que l'erreur décroît lentement, nous prendrons les valeurs des poids et des seuils pour lesquelles l'erreur est minimale et nous referons l'apprentissage avec ces nouvelles valeurs.

l'architecture optimale du réseau et le nombre d'exemples sont déterminés au cours de l'apprentissage, de la manière suivante :

Nous commençons l'apprentissage avec un certain nombre d'exemples et nous fixons le nombre de neurones dans la couche cachée. Si après plusieurs initialisations de la matrice poids, le réseau n'arrivait pas à converger (l'erreur décroît lentement), nous augmenterions donc : le nombre de neurones dans la couche cachée. Si le problème persiste, nous augmentons le nombre d'exemples et nous refaisons l'apprentissage avec le premier nombre de neurones (la première architecture). Avec ce nouveau nombre d'exemples, nous refaisons la même chose jusqu'à ce que l'erreur l'EQMA atteigne son but déjà fixé (l'algorithme d'apprentissage converge). Nous sauvegardons le réseau résultant de cet apprentissage et nous procédons à la reconnaissance.

III.2.4.1. Mise en œuvre d'une commande vectorielle à base des réseaux de neurones

Dans un premier temps, nous avons considéré tout le bloc FOC de compensation de la saturation magnétique (*Figure II-11*) afin de le remplacer par un réseau neuronal bouclé (*Figure III-9*), l'architecture proposée est :

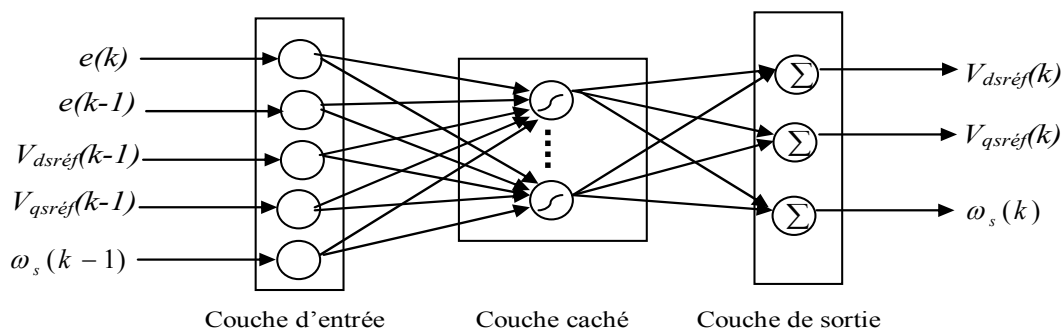


Figure III-9 Architecture du réseau pour le bloc de commande FOC.

Plusieurs tests affectant la topologie de l'architecture du réseau proposé ont été examinés :

- Le nombre de neurones dans la couche cachée,
- Le nombre de couches cachées,
- Le nombre et la nature d'exemples présentés au réseau,
- L'algorithme d'apprentissage en tenant compte de l'apprentissage dirigé et non dirigé.

Avec tous ces changements, le réseau n'arrivait pas à converger, et nous déduisons qu'il y a trop de paramètres à faire apprendre au réseau. D'où l'apparition du premier inconvénient des ANNs, qui est leur incapacité d'apprendre le comportement de certains systèmes complexes. Ensuite, nous avons décomposé le bloc FOC de compensation en trois sub-blocs neuronaux, constitués de réseaux bouclés assurant respectivement la régulation de la vitesse et des composantes (d, q) du courant statorique.

III.2.4.1.1. Mise en œuvre de la régulation de vitesse

Dans le chapitre II, nous avons représenté la loi de commande d'un régulateur «PI» dans le système discret :

$$U(k) = [U(k-1) + K_p e_v(k) - (K_p - K_i h_1) e_v(k-1)] \quad (III.2)$$

- $U(k-1), e(k), e(k-1)$: entrées du régulateur.
- K_p, K_i : paramètres du régulateur.
- $U(k)$: sortie du régulateur.

Nous aboutissons au réseau bouclé assurant la régulation de vitesse (*Figure III-10*).

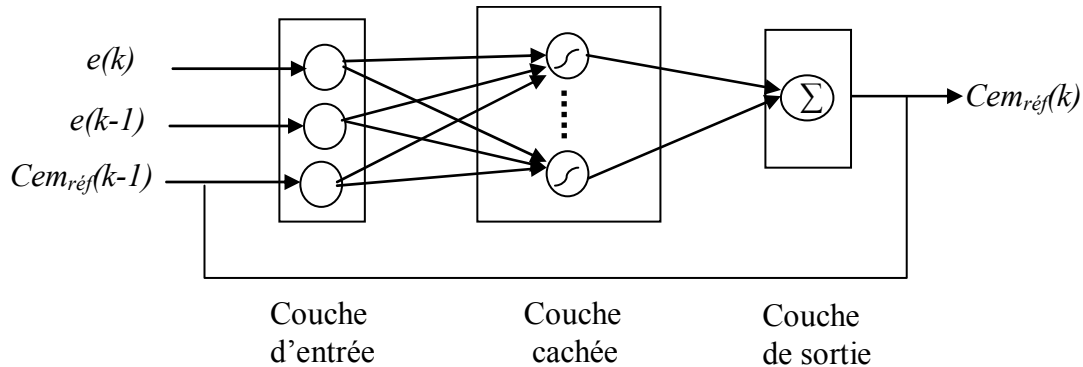


Figure III-10. Architecture du réseau bouclé de la régulation de vitesse.

En adoptant cette loi de commande avec augmentation progressive dans le nombre d'exemples, nous aboutissons à une architecture permettant la convergence du réseau avec :

- 1 Couche cachée.
- 5 neurones dans la couche cachée.
- 4000 exemples.

Le réseau a convergé à 2100 itérations donnant, ainsi la réponse représentée sur la *Figure (III-11)*.

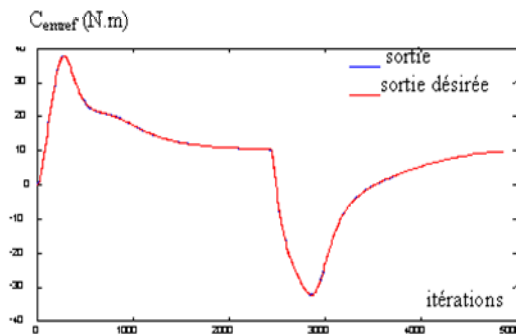


Figure III-11. Réponse du système après apprentissage.

Phase de reconnaissance :

Pour tester les performances de cette régulation neuronale, nous plaçons le réseau bouclé représenté sur la Figure III-10 dans la boucle de régulation de vitesse à la place de la régulation classique. Les résultats obtenus sont représentés à la Figure III-12.

Constatations :

D'après ces figures :

Pour un démarrage en charge : le réseau bouclé résultant de cet apprentissage reconnaît les deux régimes, dynamique et statique. La vitesse suit pratiquement sa consigne après un temps de réponse réduit de 0,2 s et un dépassement acceptable.

Pour un démarrage à vide : on remarque que la vitesse suit le changement de la consigne mais avec une erreur importante.

L'application d'une charge C_r montre bien où réside le problème. Les informations présentées au réseau (variations du point du fonctionnement) ne reflètent pas réellement le comportement général du régulateur. Ce problème persistait toujours même lorsque nous avons procédé, lors de l'apprentissage, aux changements de l'architecture et à la diminution de l'erreur.

Déductions :

Nous avons constaté qu'avec ces séquences d'apprentissages (sans tenir compte de la nature d'exemples), le problème est résolu partiellement car le système reconnaît les changements de la consigne pour un seul point de fonctionnement (en charge). Ces exemples résultent d'une simulation qui a été faite sur la régulation classique pour un démarrage en charge avec une inversion de vitesse.

Nous essayons de reprendre le même apprentissage avec d'autres natures d'exemples. Cette fois-ci, les exemples sont pris, toujours, d'une simulation de la régulation classique en donnant plus d'informations durant l'entraînement du réseau. Cependant, nous avons effectué plusieurs expériences afin d'aboutir à une architecture d'un réseau de neurones qui, en premier lieu, peut remplacer fidèlement le régulateur classique et, en deuxième lieu, apporter des améliorations au système de commande.

1^{ère} expérience : Influence de la nature des exemples

- Nombre de neurones dans la couche cachée constant.
- Erreur quadratique constante.

2^{ème} expérience : influence du nombre de neurones dans la couche cachée

- Nombre d'exemples d'apprentissage constant.
- Erreur quadratique constante.

3^{ème} expérience : influence de l'erreur quadratique

- Nombre de couche cachée constant.
- Nature des exemples d'apprentissage.

1^{ère} expérience : Influence de la nature des exemples d'apprentissage

Nature d'exemples	Erreur	Nombre de Neurones dans la couche Cachée	Phase de Reconnaissance
Démarrage à vide avec une inversion de vitesse.	1.e-5	5	Reconnaissance d'un seul point de fonctionnement (à vide).
Démarrage à vide avec une inversion de vitesse, puis application d'un C_r nominal avec une autre inversion de vitesse.	1.e-5	5	Reconnaissance de tous les points de fonctionnement.
Inversion de vitesse pour un couple constant et inversion de couple pour une vitesse constante.	1.e-5	5	Reconnaissance de tous les points de fonctionnement

Cette expérience nous montre que plus on donne beaucoup d'informations à l'apprentissage sur le comportement du système (différents points de fonctionnement), on aura plus de chances d'avoir un réseau généralisé.

2^{ème} expérience : Influence de l'architecture du réseau

Nombre de neurones dans la Couche Cachée	Erreur	Nombre D'exemples	Phase de Reconnaissance	Nombre D'itérations
5	1.e-5	4000	Reconnaissance	100
8	1.e-5	4000	Reconnaissance	93
10	1.e-5	4000	Reconnaissance	400
[5 5]	1.e-5	4000	Reconnaissance	120

Dans cette expérience, on remarque que l'augmentation du nombre de neurones dans la couche cachée n'influe pas sur la phase de reconnaissance. Par contre l'influence apparaît dans la phase d'apprentissage où le nombre d'itérations a changé d'une façon aléatoire.

3^{ème} expérience : Influence de l'erreur quadratique

Erreur	Nombre de neurones dans la couche cachée	Nombre d'exemples	Phase de Reconnaissance
1.e-2	5	4000	Mauvaise Reconnaissance
1.e-3	5	4000	Reconnaît mais avec un dépassement considérable (60%)
1.e-4	5	4000	Reconnaît avec un dépassement de (18%)
1.e-5	5	4000	Reconnaît avec un dépassement de (11%)
1.e-7	5	4000	Reconnaît avec un dépassement acceptable (Figure III-13 et Figure III-14).

Dans ce cas, nous avons obtenu le meilleur résultat de reconnaissance, diminution dans le dépassement de vitesse, pour une petite valeur de l'erreur quadratique (Figures III-13 et III-14).

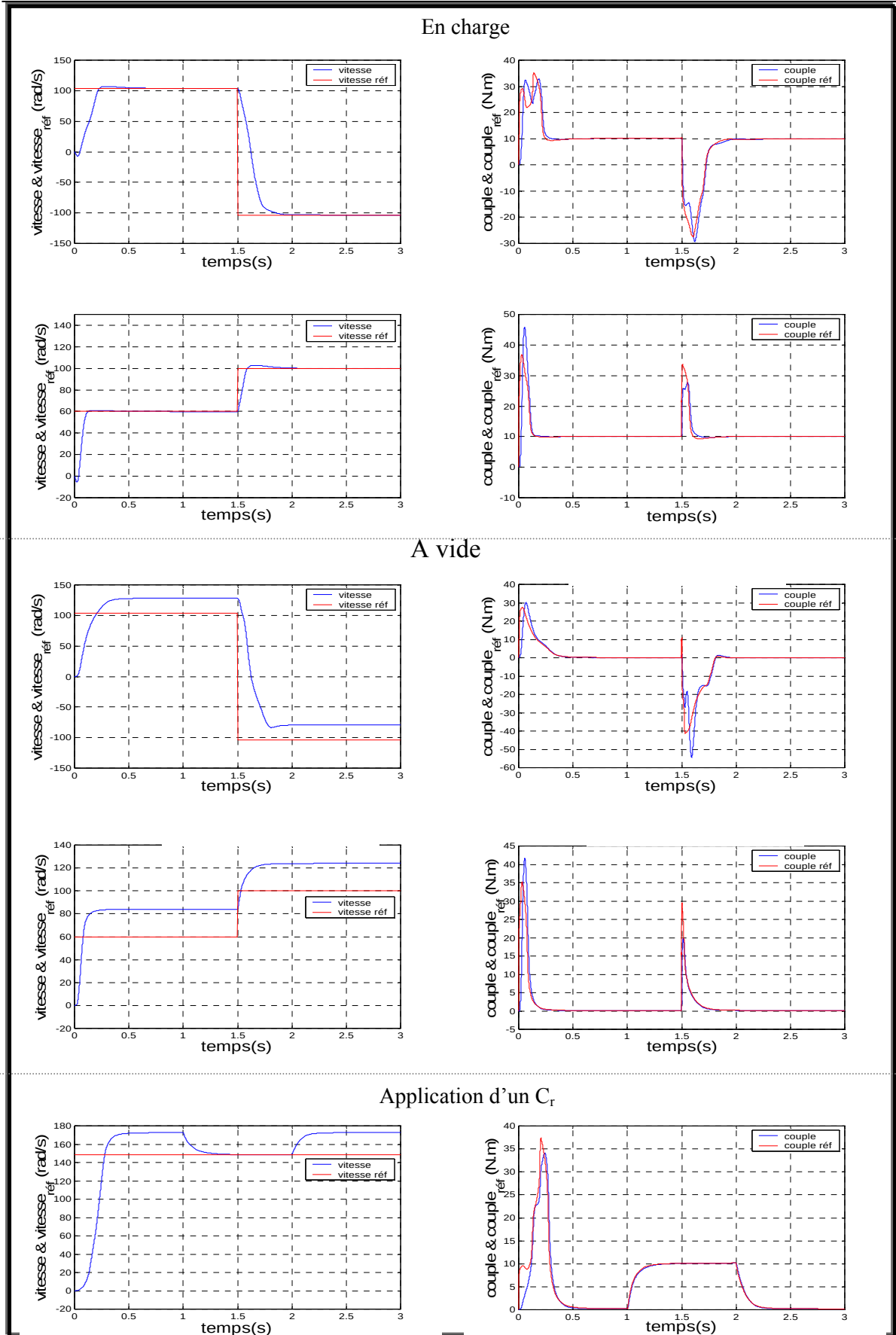


Figure III-12: Résultats de reconnaissance pour la première nature d'exemples (Démarrage à couple de charge constant égale au couple nominal avec une inversion de vitesse).

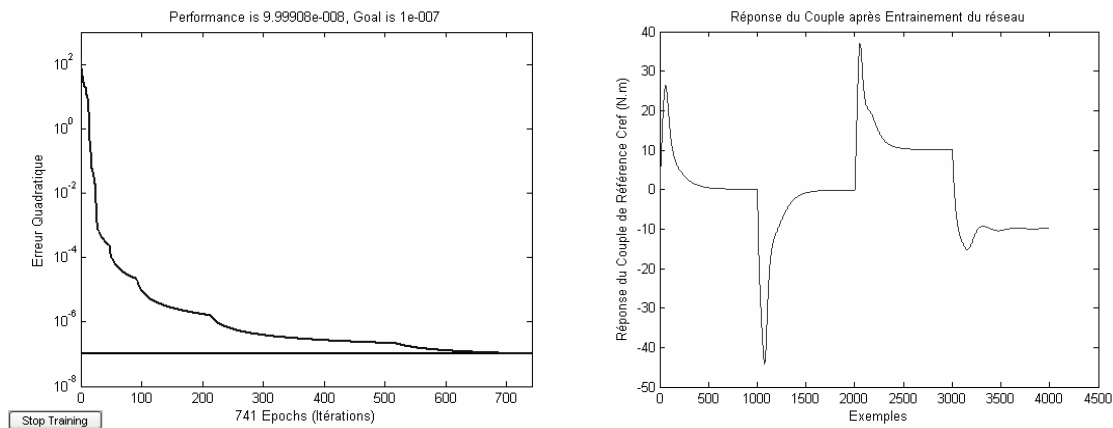


Figure III-13. Phase d'apprentissage du réseau pour une erreur quadratique $1e-7$

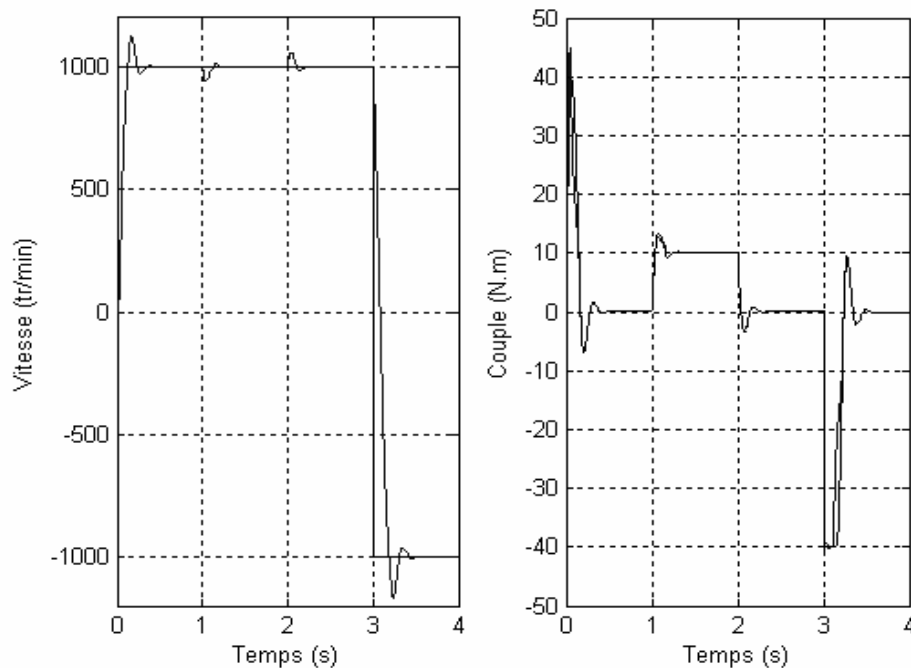


Figure III-14. Phase de reconnaissance pour une erreur quadratique $1e-7$

Déduction :

A partir de ces différentes expériences menées, nous avons obtenu de bons résultats pour une architecture d'un réseau ayant les paramètres suivants :

- Erreur : $1e-7$.
- Nombre de neurones dans la couche cachée : cinq (05).
- Nature des exemples : 2^{ème} choix (voir 2^{ème} expérience), avec 4000 exemples.

Remarque :

Ces résultats ont montré que la substitution de la régulation neuronale à la place de la régulation classique met en évidence, non seulement, le choix des entrées mais aussi le choix de la nature et du nombre d'exemples.

Le choix judicieux était, lors de l'apprentissage, de prendre comme entrées du réseau : l'erreur, l'erreur précédente et la sortie précédente.

Comme performances dynamiques, on a: un temps de réponse de vitesse de 0.2s et un temps de rétablissement lors de l'application du couple de charge de 0.18s

III.2.4.1.2. Mise en œuvre de la boucle de régulation des courants d et q

La composante I_{ds} produit le flux et la composante I_{qs} produit le couple. Pour s'assurer d'un bon découplage, nous avons procédé, dans les chapitres précédents à une régulation des courants statoriques ' I_{ds} ', ' I_{qs} ' dans le bloc de commande. Le remplacement du système de la régulation conventionnelle de vitesse par une régulation neuronale a permis d'augmenter les performances de la commande (amélioration du temps de réponse et de la robustesse lors de l'application du couple de charge...). Dans le même cadre, afin d'avoir de bonnes performances dynamiques, nous avons remplacé la régulation conventionnelle des courants par une régulation neuronale. Le but est d'assurer, en premier lieu, un bon découplage entre les deux axes et, en deuxième lieu, de diminuer la sensibilité de la commande vis-à-vis des perturbations extérieures (couple de charge, variation d'un échelon de vitesse ...) [YAZ04].

- **Construction des réseaux**

Pour construire les deux réseaux qui remplacent la régulation conventionnelle des composantes (I_{ds} , I_{qs}) du courant statorique, nous avons suivi la même méthodologie adoptée dans le cas de la régulation de vitesse. Cette régulation, des deux composantes d et q du courant statorique, est assurée par deux réseaux bouclés en prenant comme entrées : l'erreur, l'erreur précédente et la sortie précédente.

- **Phase d'apprentissage :**

En présentant au réseau 4000 exemples (les exemples ont été relevés pour une inversion de vitesse à vide puis une autre inversion à couple constant). Les réseaux ont convergé, après 2150 itérations pour le courant I_{qs} et 950 itérations pour le courant I_{ds} , donnant ainsi les réponses suivantes qui sont représentées sur les Figures (III-15-a) et (III-15-b).

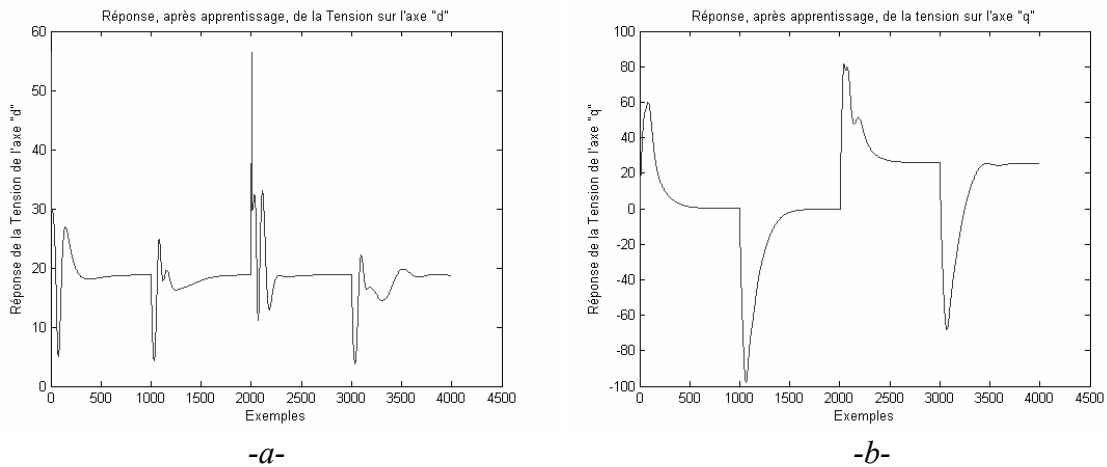


Figure III-15. Phase d'apprentissage des réseaux du contrôle des tensions des deux axes.

a-Réponse du contrôle de la tension de l'axe « d ».

b- Réponse du contrôle de la tension de l'axe « q ».

L'architecture qui a permis la convergence est composée de trois couches, une couche d'entrée qui contient trois neurones, une couche cachée qui contient cinq neurones et une couche de sortie contenant un neurone. Les tensions de référence sont obtenues en ajoutant les termes de découplage définis par (II.9) aux tensions de contrôle à la sortie des deux régulateurs, la structure des trois réseaux est représentée sur la Figure III-16.

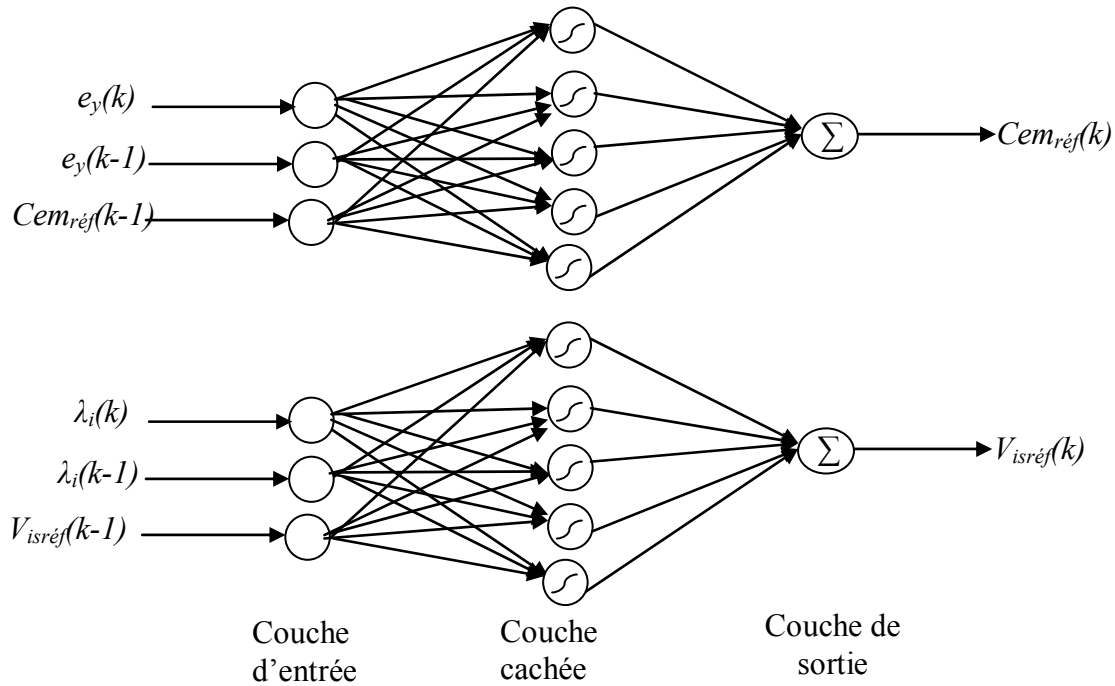


Figure III-16. Structure des trois réseaux bouclés assurant la régulation de vitesse et la régulation des courants suivant les deux d et q .

Avec :

$$\begin{aligned} e_v(k) &= \Omega^*(k) - \Omega(k) \\ \lambda(k) &= I_{isr_réf}^* - I_{is} \\ i &: d, q \end{aligned} \quad (III.3)$$

III.2.4.2. Simulation de la commande vectorielle de MAS triphasée en utilisant la régulation neuronale.

Nous procédons à la simulation de différentes grandeurs de la machine asynchrone triphasée. Nous remplaçons, à la place de la régulation conventionnelle, les trois sub-blocs de la régulation neuronale dans le bloc FOC de compensation de la saturation magnétique. Nous conservons les conditions des simulations numériques du chapitre II, à savoir : les mêmes consignes, la même alimentation et la même période d'échantillonnage.

La Figure (II-17) représente la sortie C_{em} du régulateur neuronal en fonction de ses entrées $e(k)$ et $e(k-1)$. On observe deux zones : Une zone périphérique, plate ou de pente parallèle à l'un des deux axes $e(k)$ ou $e(k-1)$ qui correspond à la plage où une des variables d'entrée est saturée. Une deuxième zone centrale, qui peut être décomposée en quatre quadrants, représente la surface de contrôle du régulateur. On remarque que cette partie est non-linéaire, du fait que la fonction d'activation (*tangente hyperbolique*) des neurones de la couche cachée utilisée est non linéaire. La surface de contrôle est une superposition de sigmoïdes.

Sur la Figure (III-18), on remarque que la vitesse suit parfaitement sa consigne, en améliorant sa dynamique avec un temps de réponse de 0.2 (s) qui est le même temps d'établissement lors de changement de consigne à basse vitesse. Néanmoins, on enregistre des dépassements de 10% au démarrage lors de changement de vitesse. La robustesse de ce système vis-à-vis des perturbations du couple de charge est nettement améliorée, avec un temps de rétablissement

de 0.18 (s). Le couple s'identifie à sa référence après la phase d'initialisation du flux. Le flux rotorique suit sa consigne et présente des perturbations à amplitudes très réduites lors de changement de vitesse et reste insensible à l'application de la charge et cela, grâce à la régulation neuronale. Quand au courant de phase, il est sinusoïdal et présente une pointe très réduite au démarrage du fait que ses composantes d et q sont correctement contrôlées. En régime transitoire, les dépassements du courant n'ont aucune incidence néfaste sur le fonctionnement de l'onduleur et de la machine. Le couple électromagnétique suit parfaitement sa consigne et, en régime transitoire, le temps de rétablissement du couple au moment de changement de consigne de vitesse est nettement amélioré.

Sur la *Figure (III-19)*, on remarque que la vitesse suit parfaitement sa consigne. Le couple suit parfaitement sa référence avec moins d'ondulations dans la zone d'affaiblissement du flux, lequel reste insensible aux changements de la croissance de vitesse. L'inductance mutuelle de la machine s'identifie à l'inductance interpolée sans dépassement.

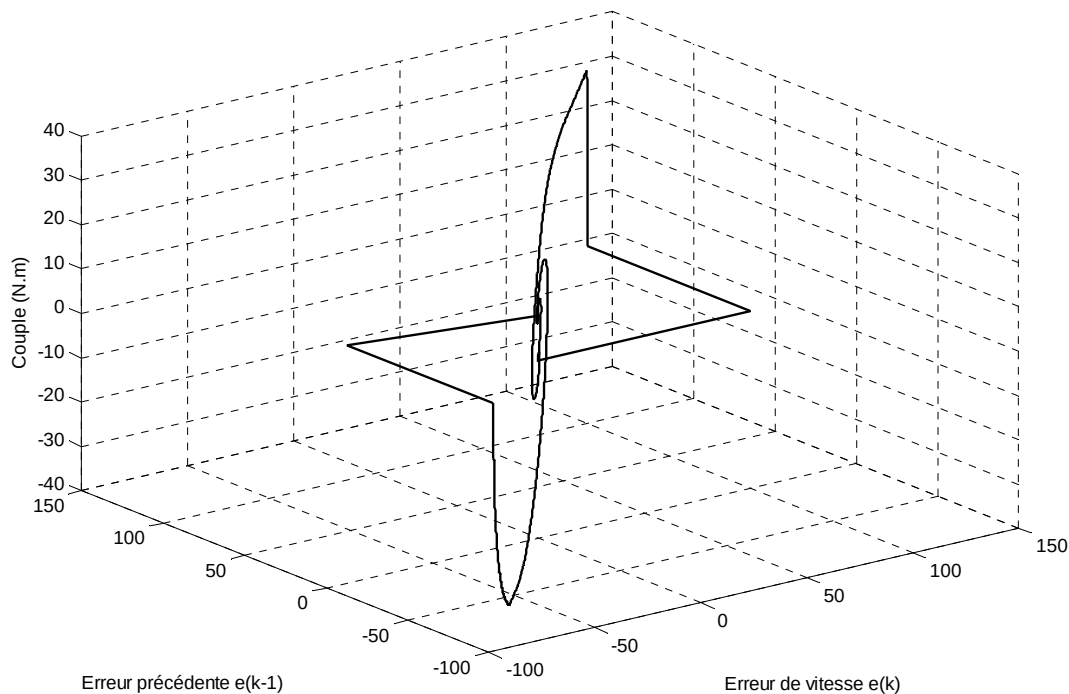


Figure III-17. Surface caractéristique du régulateur neuronal.

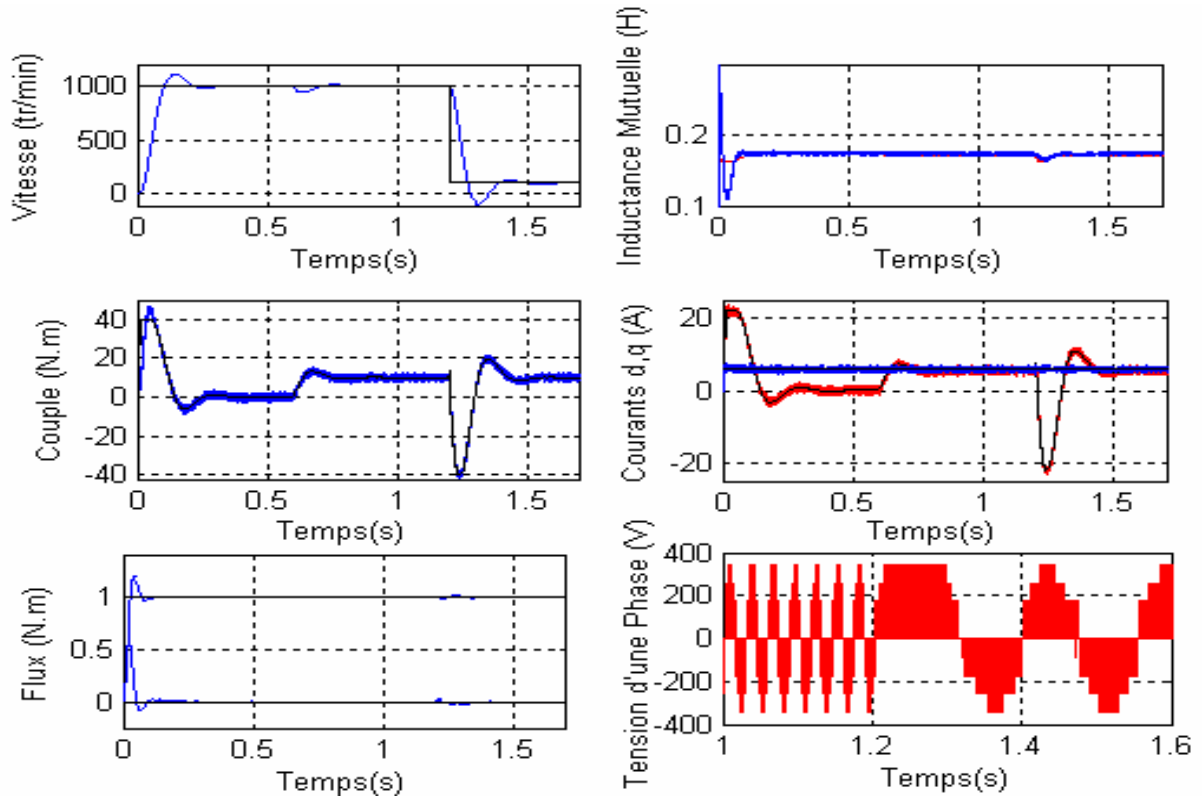


Figure III-18. Résultats de simulation de la commande vectorielle à régulation neuronale de la MAS triphasée en régime saturé à travers l'onduleur à trois niveaux (Variation de la consigne de vitesse de 1000 tr/min à 100 tr/min).

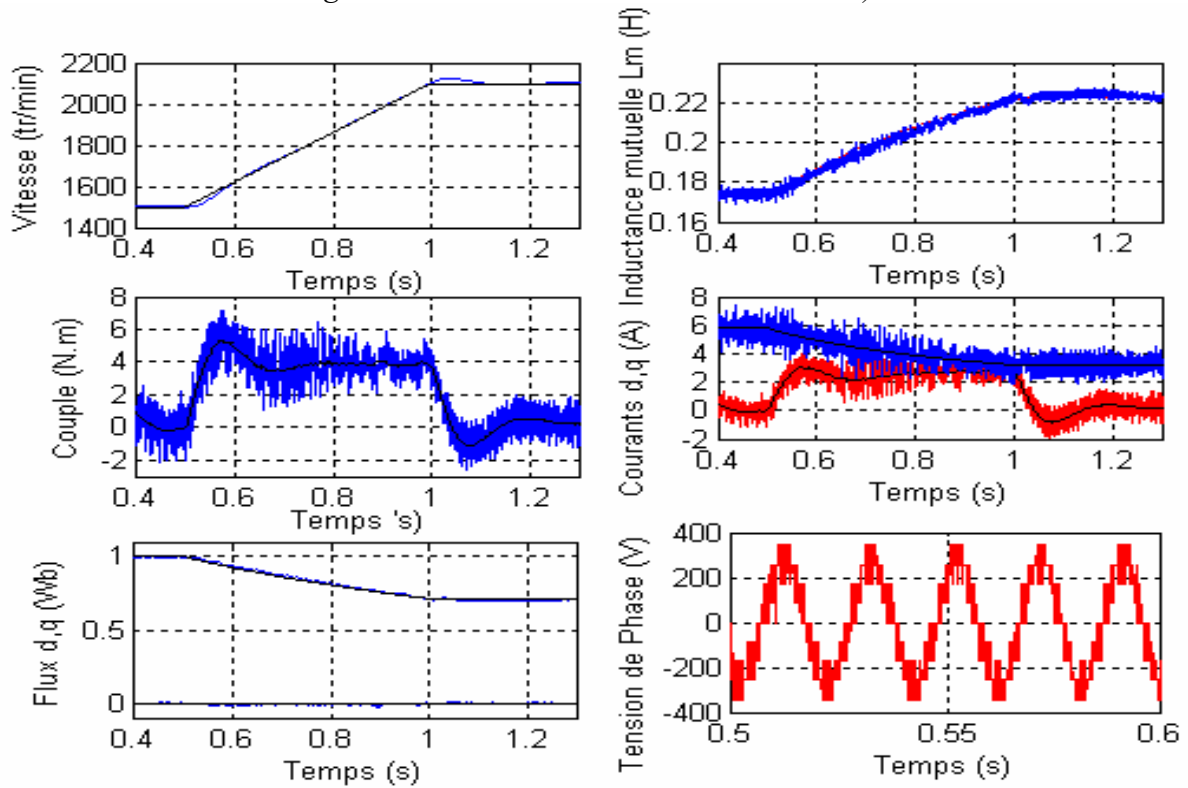


Figure III-19. Résultats de simulation de la commande vectorielle à régulation neuronale de la MAS triphasée en régime saturé dans la zone d'affaiblissement du flux à travers l'onduleur à trois niveaux (Variation graduelle de la consigne de vitesse de 1500 tr/min à 2100 tr/min).

III.3. LOGIQUE FLOUE

III.3.1. Principes et Définitions

Le terme d'ensemble flou est apparu pour la première fois en 1965 lorsque le professeur Lotfi A. Zadeh [ZAD65], de l'université de Berkeley aux USA, publie un article intitulé « Ensembles flous » (Fuzzy sets). Il a réalisé depuis de nombreuses avancées théoriques majeures dans le domaine et a été rapidement accompagné par de nombreux chercheurs développant des travaux théoriques.

Parallèlement, certains chercheurs se sont penchés sur la résolution par logique floue de problèmes réputés difficiles. Ainsi dès 1974, le professeur Mamdani [MAM74], à Londres, est parvenu à développer une stratégie pour le contrôle des procédés et présente des résultats très encourageants qu'il a obtenus sur la conduite d'un moteur à vapeur. Enfin, des applications existent dans des domaines très différents tels que la finance ou le diagnostic médical [SCH98].

La logique floue trouve ses origines dans un certain nombre de constatations :

- La connaissance que l'être humain a d'une situation quelconque est généralement imparfaite : elle peut être incertaine (il doute de sa validité), ou imprécise (il a du mal à l'exprimer clairement).
- L'être humain résout souvent des problèmes complexes à l'aide de données approximatives.
- Dans l'industrie, les opérateurs résolvent souvent des problèmes complexes de manière relativement simple et sans avoir besoin de modéliser le système
- Plus la complexité d'un système augmente, moins il est possible de faire des affirmations précises sur son comportement.

De ces constatations viennent naturellement les déductions suivantes :

- Plutôt que de modéliser le système, il est souvent intéressant de modéliser le comportement d'un opérateur humain face au système ;
- Plutôt que par des valeurs numériques précises, le fonctionnement doit être décrit par des qualificatifs globaux traduisant l'état approximatif des variables.

À l'état actuel, les deux domaines d'application de la logique floue, qui deviennent de plus en plus importants [LEE01], [OHN02], [PRE02], sont :

- La conception de régulateurs pour des procédés difficilement modélisables.
- La conception de régulateurs non linéaires pour des procédés modélisables.

A titre d'exemple, on peut citer quelques références qui traitent le contrôle vectoriel indirect de la machine asynchrone: [BIM01] propose une méthode, en utilisant la logique floue, pour identifier la constante de temps du contrôle vectoriel indirect de la machine asynchrone comme problème d'optimisation de la fonction objective. [ROB00] propose une autre approche à base de la logique floue toujours pour le contrôle vectoriel indirecte de la machine asynchrone. Cette méthode est basée sur une sensibilité théorique aux incertitudes de la résistance rotorique et de l'inductance mutuelle mais sans tenir compte de l'effet d'inter saturation.

Pour notre part, nous utilisons la logique floue pour améliorer les performances du contrôle de la vitesse de la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone triphasée en régime saturé.

III.3.2. Structure d'un régulateur flou

La logique floue est bien connue des automaticiens pour ses applications dans le contrôle-commande de procédés, appelé alors couramment « contrôle flou » [BOU96], [CHA00], [RAD00]. Tout comme un contrôleur (ou correcteur) classique, le contrôleur flou s'insère

dans la boucle de régulation et calcule la commande à appliquer au procédé suivant une ou plusieurs consignes et une ou plusieurs mesures effectuées sur celui-ci [SCH98].

Les bases de règles floues sont intéressantes en commande car elles permettent :

- De prendre en compte une expertise existante de nature qualitative,
- D'améliorer le fonctionnement de contrôleurs classiques, par : autoréglage hors ligne ou en ligne des gains de ces contrôleurs ainsi que la modification de leur sortie (feed forward) en fonction d'événements qui ne peuvent pas être pris en compte par une technique classique. En effet, la présentation du contrôleur flou se scinde en trois parties [SUG88], [TAK85] : La *fuzzification* qui permet de passer des variables réelles à des variables floues. L'*inférence*, qui est le cœur du contrôleur, est représentée par des règles reliant les entrées et les sorties floues. La *défuzzification* qui permettent à partir des ensembles flous d'entrée de déterminer la valeur réelle de sortie.

III.3.2.1. Fuzzification

Les ensembles flous des variables d'entrées et leurs fonctions d'appartenance sont à définir en premier lieu. L'étape de fuzzification permet de fournir les degrés d'appartenance de la variable floue à ces ensembles flous en fonction de la valeur réelle de la variable d'entrée. Une subdivision très fine de l'univers de discours sur plus de sept ensembles flous n'apporte en général aucune amélioration au comportement dynamique du système à réguler [BUH 94]. Par contre, on peut obtenir des comportements non linéaires assez différents en fonction de la manière dont les fonctions d'appartenance des ensembles flous sont disposées sur l'univers de discours. Nous avons opté pour des fonctions triangulaires pour les variables d'entrées. Elles permettent une implantation facile et l'étape de fuzzification ne requiert alors que peu de temps de calcul lors de son évaluation en temps réel [BAG99]. Le croisement de deux fonctions d'appartenance voisines, désignant le recouvrement, s'effectue à 0,5. Un recouvrement insuffisant voir inexistant conduit à une zone où aucune règle d'inférence n'est sollicitée. De même, un recouvrement trop important, surtout avec un degré d'appartenance près de l'unité, conduit à un aplatissement de la caractéristique du régulateur [BUH94]. Le passage d'une fonction d'appartenance à sa voisine doit s'effectuer en douceur de manière à ce qu'il y ait au moins deux règles d'inférences qui soient sollicitées en même temps.

III.3.2.2. Les règles floues et table d'inférence

Dans les cas où une expertise humaine existe, l'utilisation de règles floues est envisageable, à plus forte raison lorsque des imperfections entachent la connaissance du système, lorsque celui-ci est très complexe et que sa modélisation est difficile ou lorsque la façon de l'aborder passe par une vue globale de certains de ses aspects [SCH98]. En effet, comme nous l'avons précédemment évoqué, au niveau de cette étape, nous nous basons sur une matrice ou table d'inférence. La construction d'une telle table d'inférence repose sur une analyse qualitative du processus. Nous commençons par utiliser un opérateur pour définir la description symbolique associée à la prémisse de la règle ; c'est à dire réaliser le " *Et* ". Nous passons ensuite, à l'inférence proprement dite ; qui consiste à caractériser la variable floue de sortie pour chaque règle ; c'est l'étape de la conclusion " *Alors* ". Ceci est dans le but de définir les degrés d'appartenance de la variable de sortie à ces ensembles flous. Enfin, la dernière étape de l'inférence, appelée *agrégation* des règles, permet de synthétiser ces résultats intermédiaires. Cela, en combinant les ensembles flous qui représentent les sorties de chaque règle en un seul, caractérisant ainsi, l'union de ces ensembles flous.

III.3.2.3. Défuzzification :

Pour pouvoir définir la loi de commande, le contrôleur flou doit être accompagné d'une procédure de défuzzification jouant le rôle de convertisseur de la commande floue en valeur physique ; nécessaire pour un tel état du processus. Il s'agit de calculer, à partir des degrés d'appartenance à tous les ensembles flous de la variable de sortie, l'abscisse qui correspond à la valeur de cette sortie.

Plusieurs stratégies de défuzzification existent, les plus utilisées sont [BUL94] :

- Méthode du maximum.
- Méthode de la moyenne des maximas.
- Méthode du centre de gravité.
- Méthode des hauteurs pondérées.

Ces stratégies de défuzzification sont présentées en annexe G.

III.3.3. Mise en œuvre d'un régulateur flou de vitesse

Dans cette partie, nous nous intéressons au remplacement du régulateur classique de vitesse précédent par un contrôleur flou. Il existe une panoplie de travaux sur la structure d'un régulateur flou de vitesse [BAG99], [BOU96], [CH00], mais ceci est toujours dicté par la simplicité de mise en œuvre. Nous recherchons un régulateur flou que l'on peut implanter au sein de la commande numérique sur carte DSP. Une des contraintes est la limitation du temps de calcul tout en conservant les propriétés de ce régulateur flou.

Compte tenu de ce qui vient d'être dit, nous avons retenu la forme générale de la loi de commande :

$$C_{emref}(k) = C_{emref}(k-1) + dC_{emref}(k) \quad (III.4)$$

$$e(k) = \Omega_{ref}(k) - \Omega_r(k) \quad (III.5)$$

- ◆ Un nombre limité à sept ensembles flous pour chaque variable.
- ◆ Des variables d'entrée dont les fonctions d'appartenance des ensembles flous sont de formes triangulaires.
- ◆ Des singletons pour les fonctions d'appartenance de la variable de sortie.
- ◆ La méthode d'inférence choisie est celle de Mamdani. Cette méthode rappelons-le consiste à utiliser l'opérateur *MIN* pour le *ET* et l'opérateur *MAX* pour le *OU*.
- ◆ On utilise souvent des gains. Les grandeurs à indice "n" sont des grandeurs normalisées à l'entrée et à la sortie du contrôleur flou. Ces gains permettent d'ajuster le fonctionnement du contrôleur et de varier sa plage de sensibilité.

Ce contrôleur flou de vitesse comprend :

- ✓ Deux entrées "e" et "de" qui représentent respectivement l'erreur de vitesse (III.5) et la variation de cette erreur ; d'où le bloc de calcul de "de"
- ✓ Une sortie, qui est le couple électromagnétique, représente la commande.

À partir de cette loi de commande, le schéma du régulateur flou de vitesse utilisé est représenté par la Figure (III-20) :

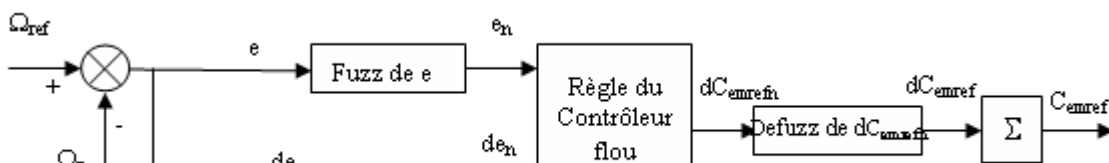


Figure III-20 Schéma bloc du contrôleur flou de vitesse.

L'univers de discours de chaque variable floue proposée, en entrée et en sortie, est limité à l'intervalle de définition normalisé $[-1, 1]$.

[BUH94] insiste bien sur le fait que ce n'est pas le choix des opérateurs pour réaliser l'inférence qui est important mais plutôt la matrice d'inférence elle-même et, surtout, la répartition des fonctions d'appartenance sur l'univers de discours. On peut en effet obtenir des caractéristiques non-linéaires très prononcées. Nous avons utilisé une répartition uniforme des fonctions d'appartenance sur l'univers de discours des entrées, mais pas pour celles de la sortie. Les fonctions d'appartenance restent bien sûr symétriques par rapport à zéro. Et celles correspondant aux ensembles flous "petit négatif" (PN) et "petit positif" (PP) sont proches de celle de l'ensemble "zéro".

Ce que nous essayons de reproduire intuitivement c'est de faire réagir, quand on est loin de l'objectif, les ensembles flous "grand négatif" et "grand positif", sachant que souvent, dans ce cas, la sortie réelle du régulateur aura atteint sa valeur limite de saturation. Lorsqu'on est proche de la vitesse de référence, ce seront les ensembles flous "petit négatif" et "petit positif" qui seront sollicités et comme leurs fonctions d'appartenance se trouvent plus proche de celles de l'ensemble "zéro", la réponse sera plus douce.

Plusieurs travaux [BAG99], [BOU05] ont été, à titre d'exemple, consacrés sur le choix du nombre d'ensembles (trois, cinq ou sept) et sur la forme des fonctions d'appartenance (trapézoïdale, triangulaire et gaussienne). Pour notre part, nous avons pris comme référence de base [BOU96] pour mettre en œuvre le régulateur floue de vitesse appliqué à la commande vectorielle de la machine asynchrone triphasée en régime saturé. Le nombre d'ensembles flous pour chaque variable et la forme des fonctions d'appartenance qui les représentent, ont été choisis dans le but d'obtenir une commande performante avec un nombre minimal de règles floues.

L'univers de discours des variables floues en entrée (e , de) est divisé en SEPT classes : Negative Grand (NG), Negative Moyen (NM), Negative petit (NP), Zero (ZE), Positive Petit (PP), Positive Moyen (PM), Positive Grand (PG).

Tandis que, l'univers de discours de la variable floue en sortie (variation de la commande ΔU) est divisé en NEUF classes ; pour prendre en compte les faibles variations ; comme suit :

Negative Très Grand (NTG), Negative Grand (NG), Negative Moyen (NM), Negative Petit (NP), Zero (ZE), Positive Petit (PP), Positive Moyen (PM), Positive Grand (PG), Positive Très Grand (PVB). Voir Figure III-21 et Figure III-22.

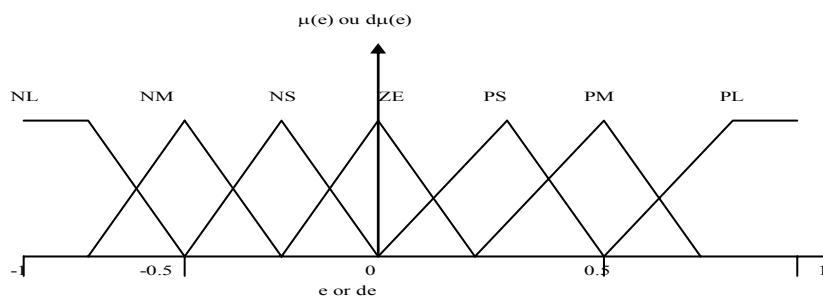


Figure III-21 Représentation des fonctions d'appartenances des variables d'entrées.

de \ e	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
NG	NTG	NTG	NTG	NG	NM	ZE	PTG
NM	NTG	NTG	NG	NG	NM	ZE	PTG
NP	NTG	NG	NG	NM	PP	PG	PTG
ZE	NTG	NG	NM	ZE	PM	PG	PTG
PP	NTG	NG	NP	PM	PG	PG	PTG
PM	NTG	ZE	PM	PG	PG	PTG	PTG
PG	NTG	ZE	PM	PG	PTG	PTG	PTG

Figure III-22 : Tables d'inférence du régulateur flou de vitesse.

La répartition des ensembles flous de la variable de sortie est illustrée sur la Figure III-23. Les coefficients de pondération sont : -1, -0.6, -0.3, -0.1, 0, 0.1, 0.3, 0.6, 1 et le nombre de fonctions d'appartenance est égal à neuf (9).

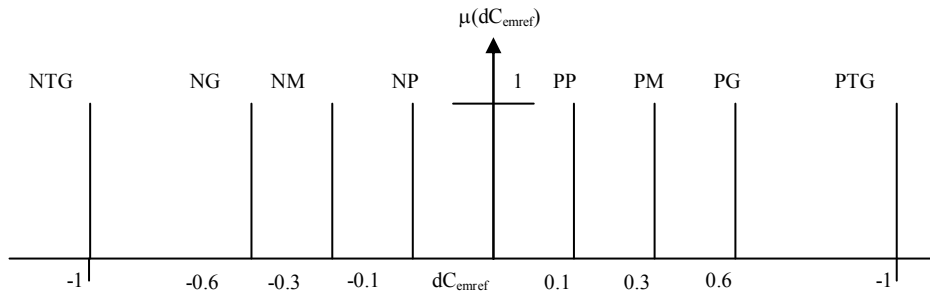


Figure III-23. Représentation de la fonction d'appartenance de la variable de sortie en singletons.

La défuzzification est réalisée par l'expression du centre de gravité simplifiée, c'est-à-dire la méthode des hauteurs pondérées :

$$dC_{emref} = \frac{\sum_{i=1}^m \mu(dC_{emrefi}) dC_{emrefi}}{\sum_{i=1}^m \mu(dC_{emrefi})} \quad (III.6)$$

m est le nombre de règles de base.

Remarque :

L'utilisation de la logique floue dans le domaine de contrôle suscite une attention particulière aux points essentiels suivants :

- La forme des fonctions d'appartenance, d'où le choix de formes triangulaires à cause de la simplicité de mise en œuvre.
- Au nombre et surtout à la répartition des fonctions d'appartenance sur l'univers de discours.
- Le choix des fonctions pour réaliser les opérateurs et le mécanisme d'inférence (agrégation des règles)
- Le choix de la méthode de défuzzification.

III.3.3.1. Simulation de la commande vectorielle de MAS triphasée utilisant la régulation floue de la boucle de vitesse

Nous procédons à la régulation floue de la boucle de vitesse tout en gardant la régulation neuronale des boucles des courants d et q. Cette simulation est effectuée avec les mêmes points de fonctionnement utilisés précédemment.

La *Figure (III-24)* représente la sortie C_{em} du régulateur flou en fonction de ses entrées (l'erreur et la variation de l'erreur). On remarque que ce régulateur n'admet pas de zone plate semblable à celle du régulateur neuronal. La zone d'action, qui représente la surface de contrôle du régulateur sur les quatre quadrants, est non linéaire et limitée à 4 fois le couple nominal.

Sur la *Figure (III-25)*, on remarque que la vitesse possède une très bonne dynamique avec un dépassement très négligeable et un temps de réponse de 0.13 (s) qui est le même temps d'établissement lors de changement de consigne à basse vitesse. L'application du couple de charge est sans incidence sur la vitesse. Toutefois, on observe des oscillations du couple sur la fin du régime transitoire avec un dépassement de 5%. Quant au flux rotorique, il montre une sensibilité aux perturbations lors de variation de vitesse et à l'application de la charge. On fait le même constat pour les courants des deux axes d et q qui représentent l'image du flux et du couple.

Sur la *Figure (III-26)*, on remarque que la vitesse suit correctement sa consigne. Le couple suit sa référence avec beaucoup d'ondulations (un taux de 5%) dans la zone d'affaiblissement du flux, lequel reste sensible aux changements de vitesse. L'inductance mutuelle s'identifie à l'inductance interpolée avec un dépassement sur la fin du régime transitoire.

De nos jours, il existe un certain nombre d'études sur la stabilité des systèmes flous. Le régulateur flou étant non-linéaire (*Figure III-24*), il faut faire appel aux méthodes non-linéaires telles que la méthode de Liapunov, la théorie de l'hyperstabilité et le critère de Popov [BUH94]. Nous pouvons citer, à titre d'exemple, Takagi et Sugeno qui ont proposé de décomposer le système non-linéaire en sous-systèmes linéaires, lesquels s'adaptent plus au régulateur de type Takagi-Sugeno [TAN92]. Enfin, tous ces critères sont restrictifs car, d'une part, l'approche floue est utilisée pour les systèmes qui sont difficilement modélisables et d'autre part, l'analyse rigoureuse de stabilité n'est souvent pas possible dans les cas pratiques [MAM76].

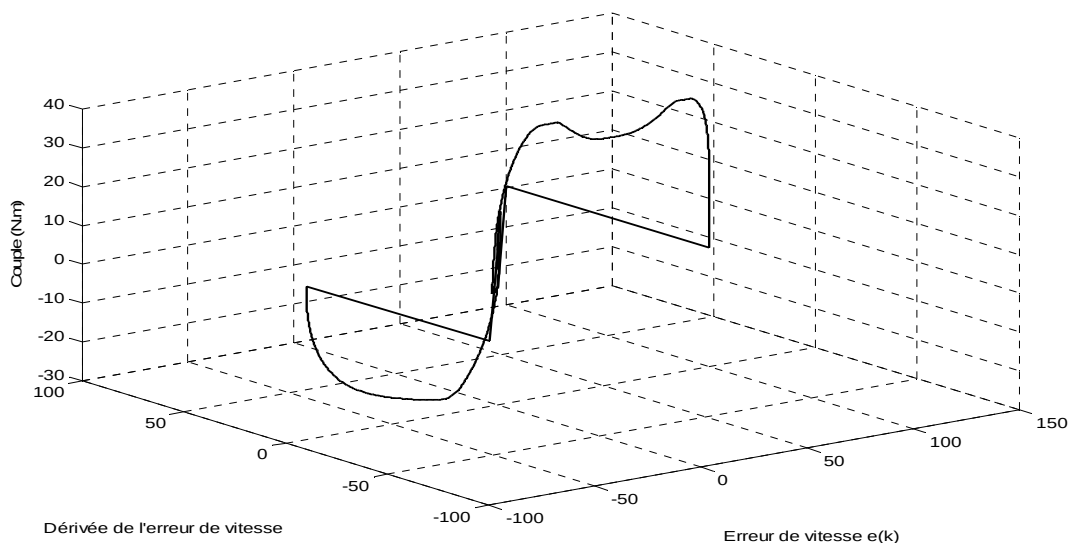


Figure III-24. Surface caractéristique du régulateur flou.

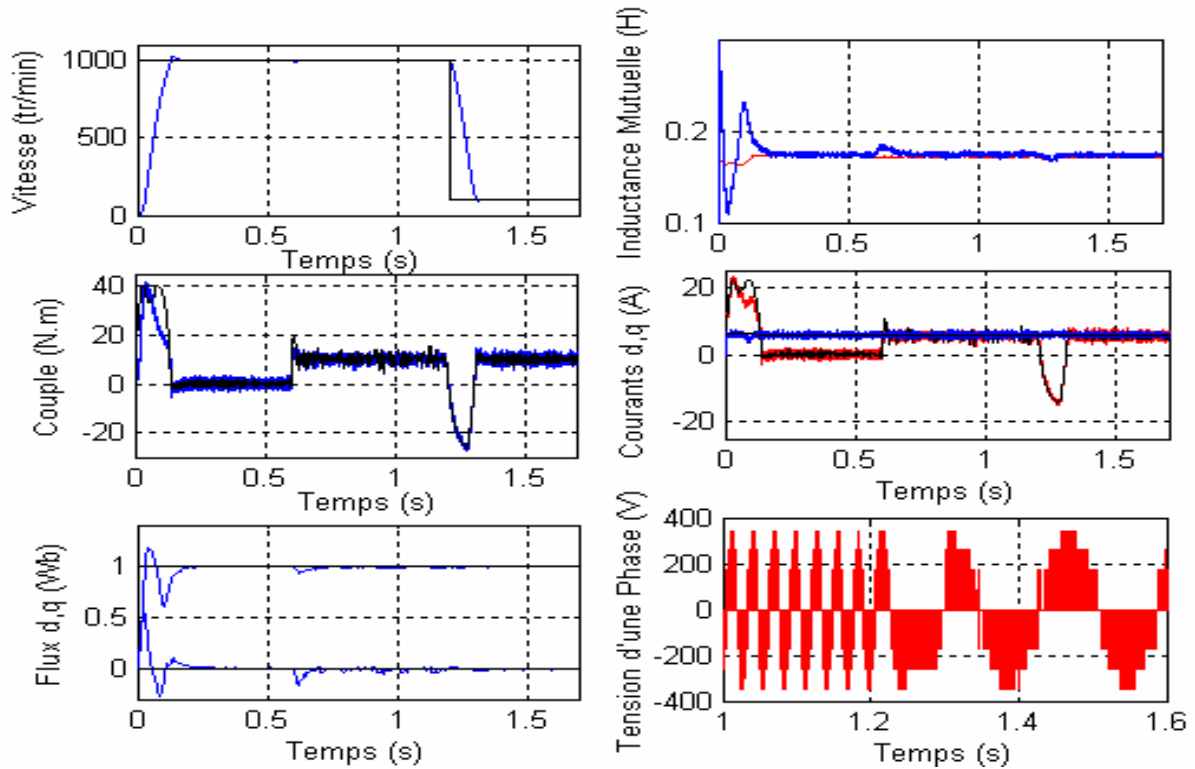


Figure III-25. Résultats de simulation de la commande vectorielle à régulation floue de vitesse de la MAS triphasée en régime saturé à travers l'onduleur à trois niveaux (Variation de la consigne de vitesse de 1000 tr/min à 100 tr/min).

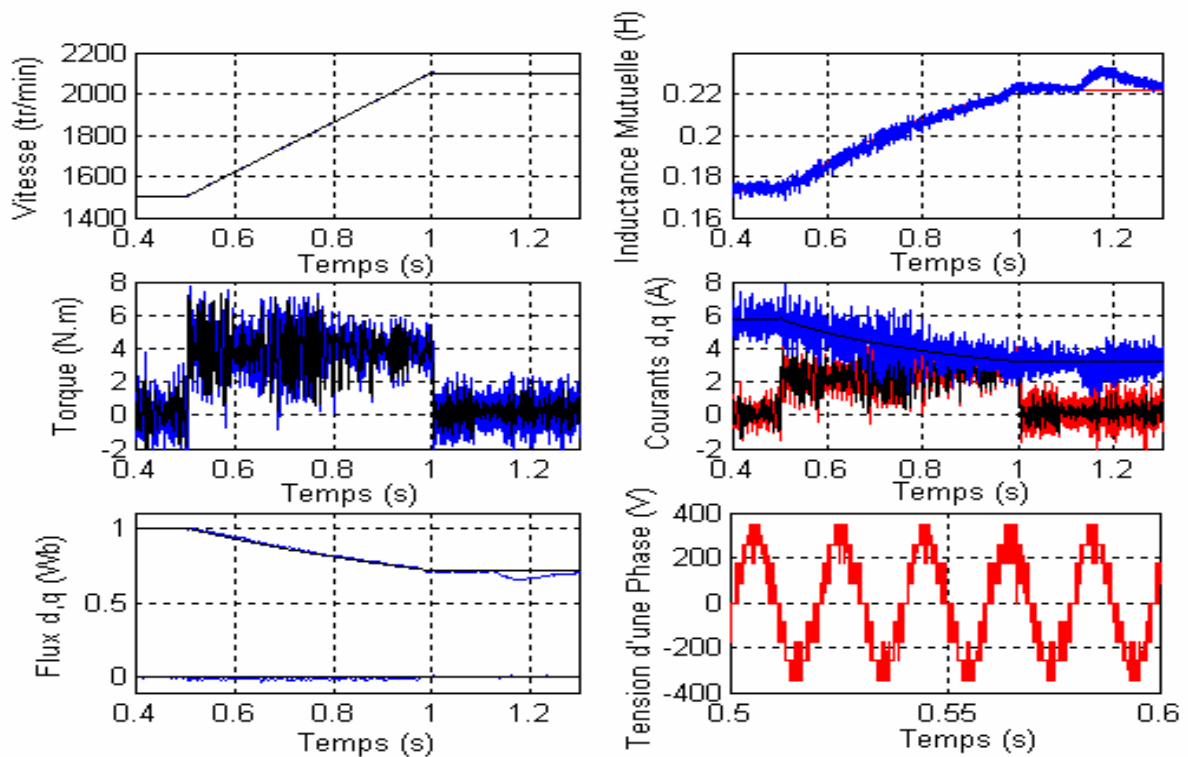


Figure III-26. Résultats de simulation de la commande vectorielle à régulation floue de vitesse de la MAS triphasée en régime saturé dans la zone d'affaiblissement du flux à travers l'onduleur à trois niveaux (Variation graduelle de la consigne de vitesse de 1500 tr/min à 2100 tr/min).

III.4. REGULATION DE LA BOUCLE DE VITESSE PAR LA TECHNIQUE NEURO-FLOUE

Certaines applications de la commande à haute performance de la machine asynchrone exigent une approche de la logique floue en association avec les réseaux de neurones. Par exemple, [ROB94] propose une approche de la logique floue pour configurer un réseau de neurones afin de donner une exécution optimale pour les critères d'évaluations. Par contre, [CER93] utilise un réseau de neurones dans le contrôle vectoriel indirect de la machine asynchrone pour optimiser les règles de la logique floue.

Dans ce travail, cette partie a pour but d'étudier le remplacement du contrôleur flou de la boucle de régulation de la vitesse par un contrôleur basé en entier sur l'intelligence artificielle : un réseau de neurones évolué par une procédure d'une logique floue, que nous appelons contrôleur neuro-flou. Explicitement, nous utilisons la possibilité d'apprentissage afin d'approcher la surface de commande du contrôleur flou, et cela dans le but d'atteindre les objectifs suivants :

- d'étudier la faisabilité de la structure du réseau de neurones à adopter, car le réseau de neurones adapte ses poids au fur et à mesure qu'on lui propose des séquences d'apprentissage,
- de réduire le temps de calcul requis par ce contrôleur neuro-flou et le comparer à celui de son équivalent flou,
- de tester la robustesse d'un tel contrôleur au sein de la commande envisagée face à la non-linéarité et aux variations des paramètres du système.

L'idée du contrôle par la technique neuro-floue est survenue lorsque nous avons comparé les performances obtenues par les commandes établies dans les parties précédentes, c'est-à-dire la régulation neuronale et floue. Cependant, le contrôleur neuronal montre que, lors d'une variation de vitesse par exemple, la réponse dynamique est rapide. En revanche, lors d'une application d'un couple de charge, on observe une chute de vitesse avec un temps de rétablissement lent sur la fin du régime transitoire qui montre une sensibilité aux perturbations. Ceci n'est pas perceptible dans la régulation floue, on relève un temps de rétablissement meilleur et une très bonne dynamique de vitesse.

Cette approche neuro-floue consiste à conjuguer les résultats obtenus aussi bien par la technique neuronale que par la technique floue.

III.4.1. Mise en œuvre d'un contrôleur Neuro-flou de la boucle de régulation de vitesse.

L'approche neuro-floue consiste à faire apprendre à un réseau de neurones le comportement du régulateur flou [YAZ03]. Ceci est illustré sur la *Figure III-27*

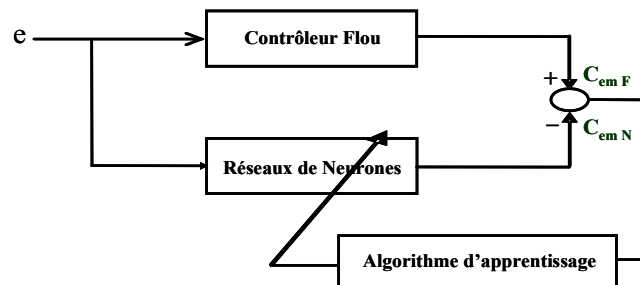


Figure III-27. Schéma synoptique du procédé d'apprentissage du réseau de neurone.

En se basant sur les déductions obtenues de la commande neuronale avec les différents exemples d'apprentissages présentés au réseau, nous avons remarqué la grande influence de la nature de ces exemples sur les performances de la commande.

III.4.1.1. Construction du réseau :

Les caractéristiques de ce réseau sont les suivantes :

- Architecture : est de type [3 7 1] : une couche cachée à sept (07) neurones.
- Erreur quadratique : $6.4e-5$.
- Nature des exemples : démarrage à vide, puis application d'un couple nominal avec une autre inversion de la consigne de vitesse pour le fonctionnement à basse vitesse. Ces exemples sont relevés d'une simulation effectuée sur le contrôleur flou de vitesse.
- Nombre d'exemples : 15000.

❖ Phase d'Apprentissage et de reconnaissance:

Le déroulement et les réponses des phases de l'apprentissage et de reconnaissance sont représentés sur les figures suivantes :

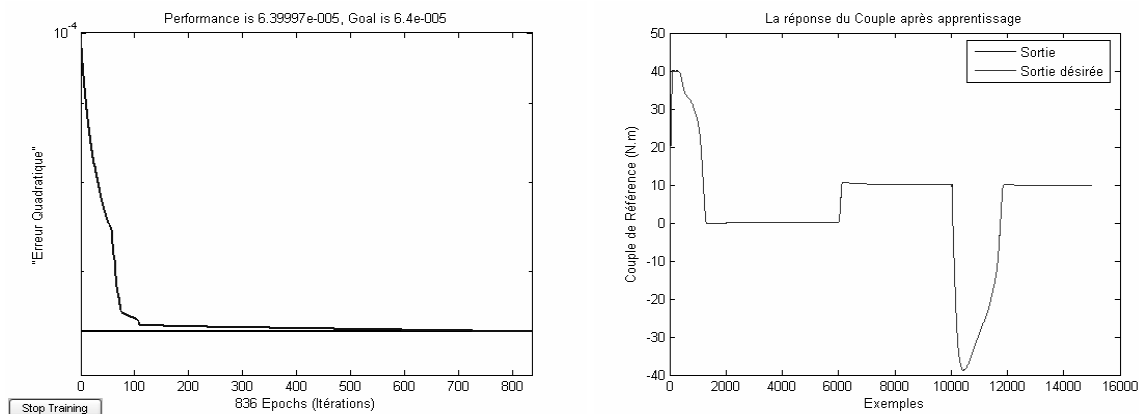


Figure III-28 Les réponses de l'apprentissage du réseau pour le contrôleur Neuro-Flou.

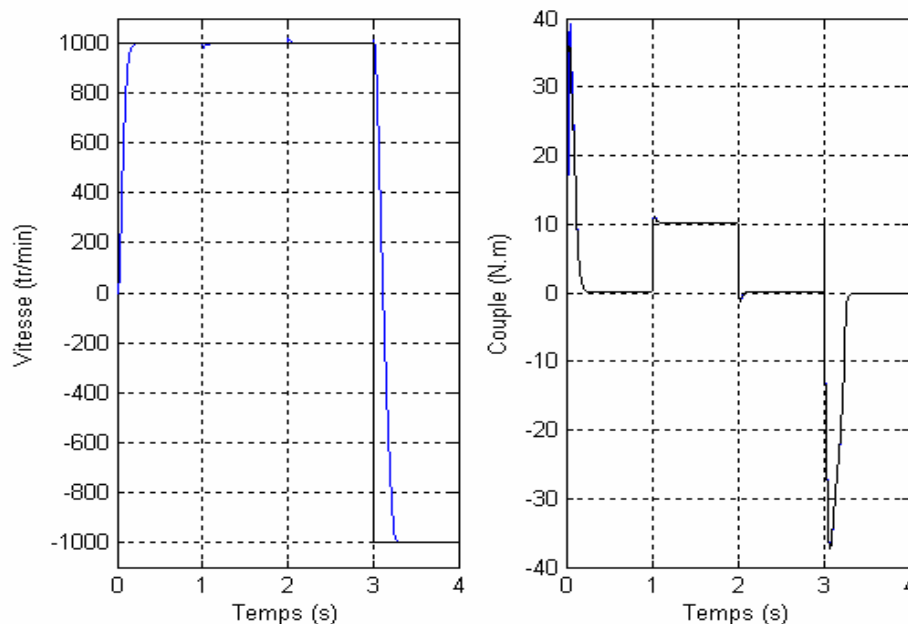


Figure III-29 Les réponses de la vitesse et du couple durant la phase de reconnaissance du réseau pour le contrôleur Neuro-flou.

La structure du réseau de neurones résultant de cet apprentissage, qui représente le contrôleur neuro-flou de vitesse, est représentée sur la Figure (III-30).

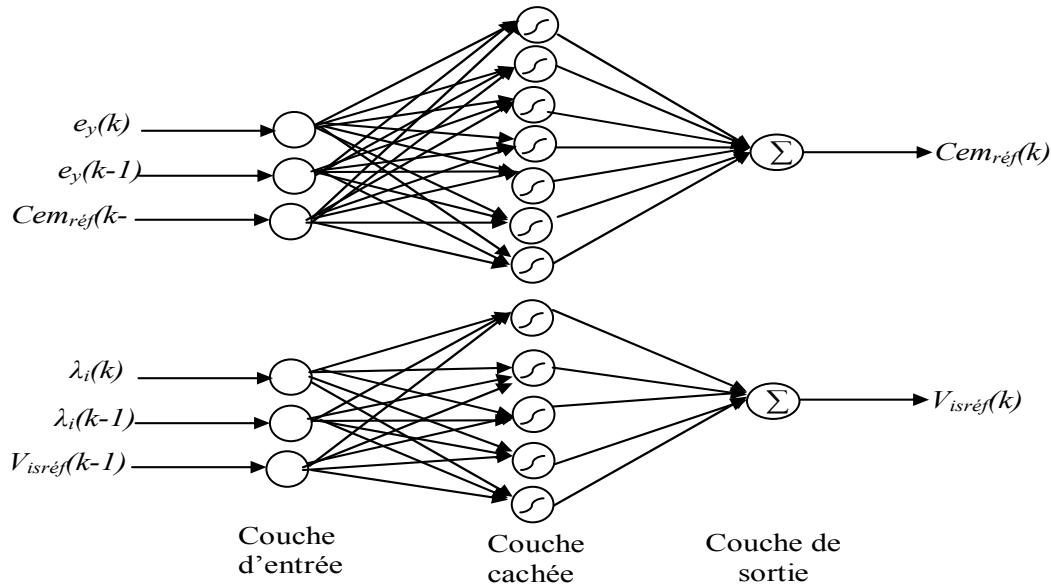


Figure III-30 Structure de la régulation neuro-flou de la vitesse et de la régulation neuronale des courants (d et q).

III.4.1.2. Interprétations des résultats de simulation

La Figure (III-31) représente, en 3 dimensions, la sortie C_{em} du régulateur neuro-flou en fonction de ses entrées $e(k)$ et $e(k-1)$. On remarque que les zones de ce régulateur sont semblables à celles du régulateur neuronal du fait que la fonction d'activation (*tangente hyperbolique*) des neurones de la couche cachée utilisée est non linéaire et limitée à 4 fois le couple nominal.

Les résultats de simulation des Figures (III-32 et III-33) montrent un comportement très adéquat et des performances largement satisfaisantes obtenues par le contrôleur neuro-flou de vitesse associé à la régulation neuronale des courants d et q. Nous comparons, par la suite, les résultats obtenus par ce dernier avec ceux obtenus par les autres contrôleurs, à savoir : le régulateur classique, le régulateur neuronal et le régulateur flou.

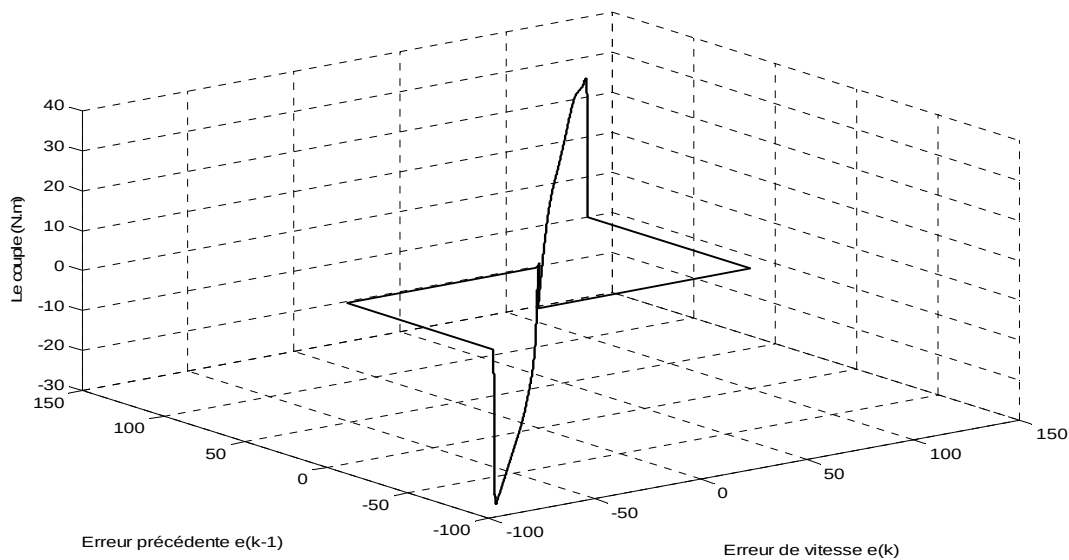


Figure III-31. Surface caractéristique du régulateur Neuro-flou.

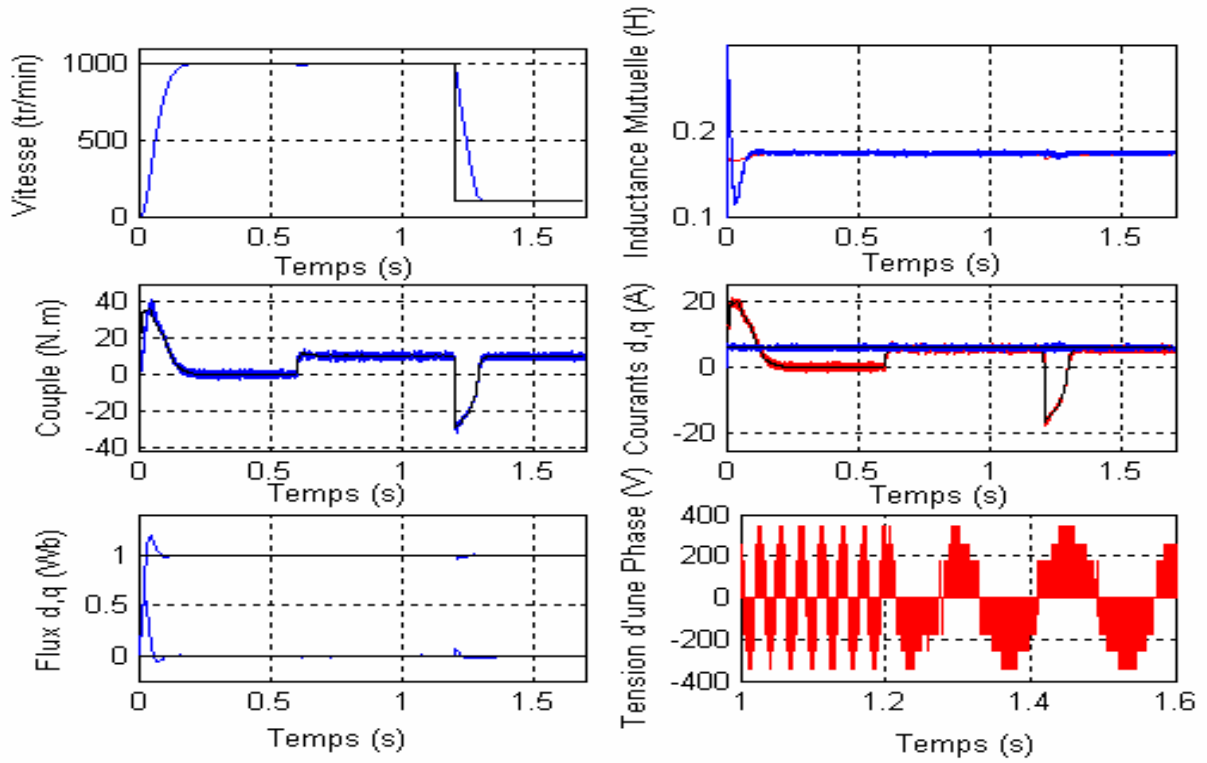


Figure III-32. Résultats de simulation de la commande vectorielle à régulation neuro-floue de vitesse de la MAS triphasée en régime saturé à travers l'onduleur à trois niveaux (Variation de la consigne de vitesse de 1000 tr/min à 100 tr/min).

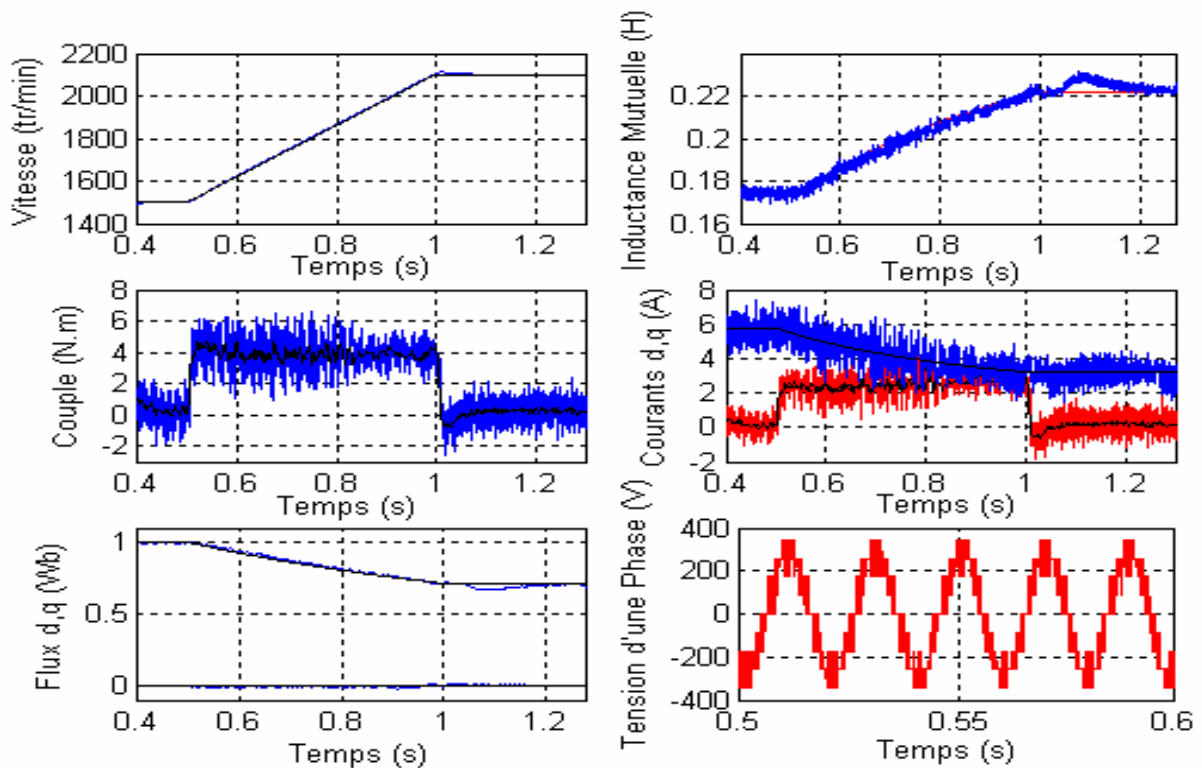


Figure III-33. Résultats de simulation de la commande vectorielle à régulation neuro-floue de vitesse de la MAS triphasée en régime saturé dans la zone d'affaiblissement du flux à travers l'onduleur à trois niveaux (Variation graduelle de la consigne de vitesse de 1500 tr/min à 2100 tr/min).

III.5. COMPARAISON ENTRE LES DIFFÉRENTES COMMANDES

Les Figures (III-34, III-35, III-36) résument une étude comparative des différents contrôleurs de la boucle de vitesse élaborés, tout en maintenant la régulation neuronale des boucles de courants « d » et « q », à savoir :

1. Contrôleur Classique de Vitesse (CCV)
2. Contrôleur Neuronal de Vitesse (CNV)
3. Contrôleur Flou de Vitesse (CFV)
4. Contrôleur Neuro-Flou de Vitesse (CNFV)

La commande neuro-flou de vitesse assure le compromis rapidité-robustesse du fait que cette commande conjugue les deux performances obtenues : d'une part par la régulation neuronale de vitesse et des courants et d'autre part, par la régulation floue de vitesse et neuronale des courants. On observe pour toutes les grandeurs, une bonne robustesse lors de l'application du couple de charge et une bonne dynamique lors de changement de la consigne de vitesse.

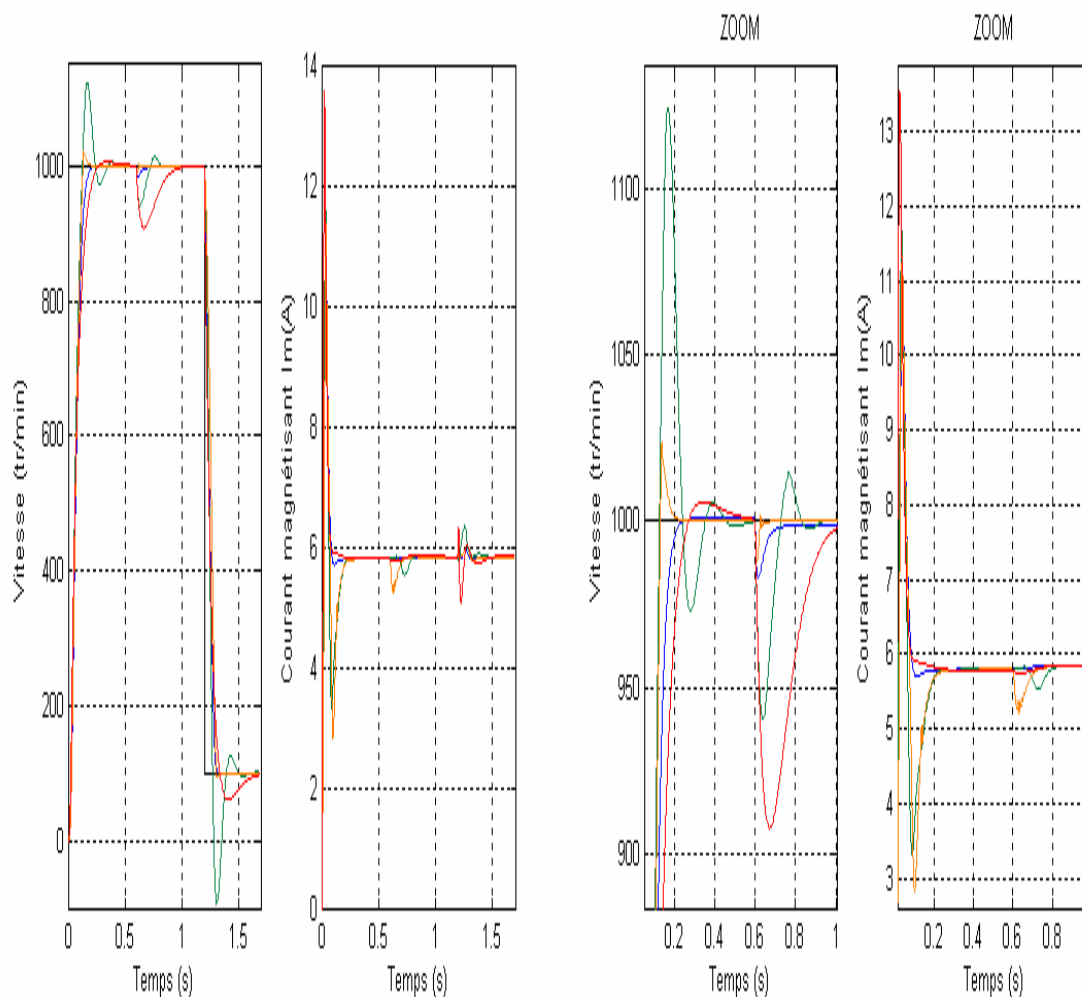


Figure III-34. Réponses de la vitesse de rotation et du courant magnétisant.

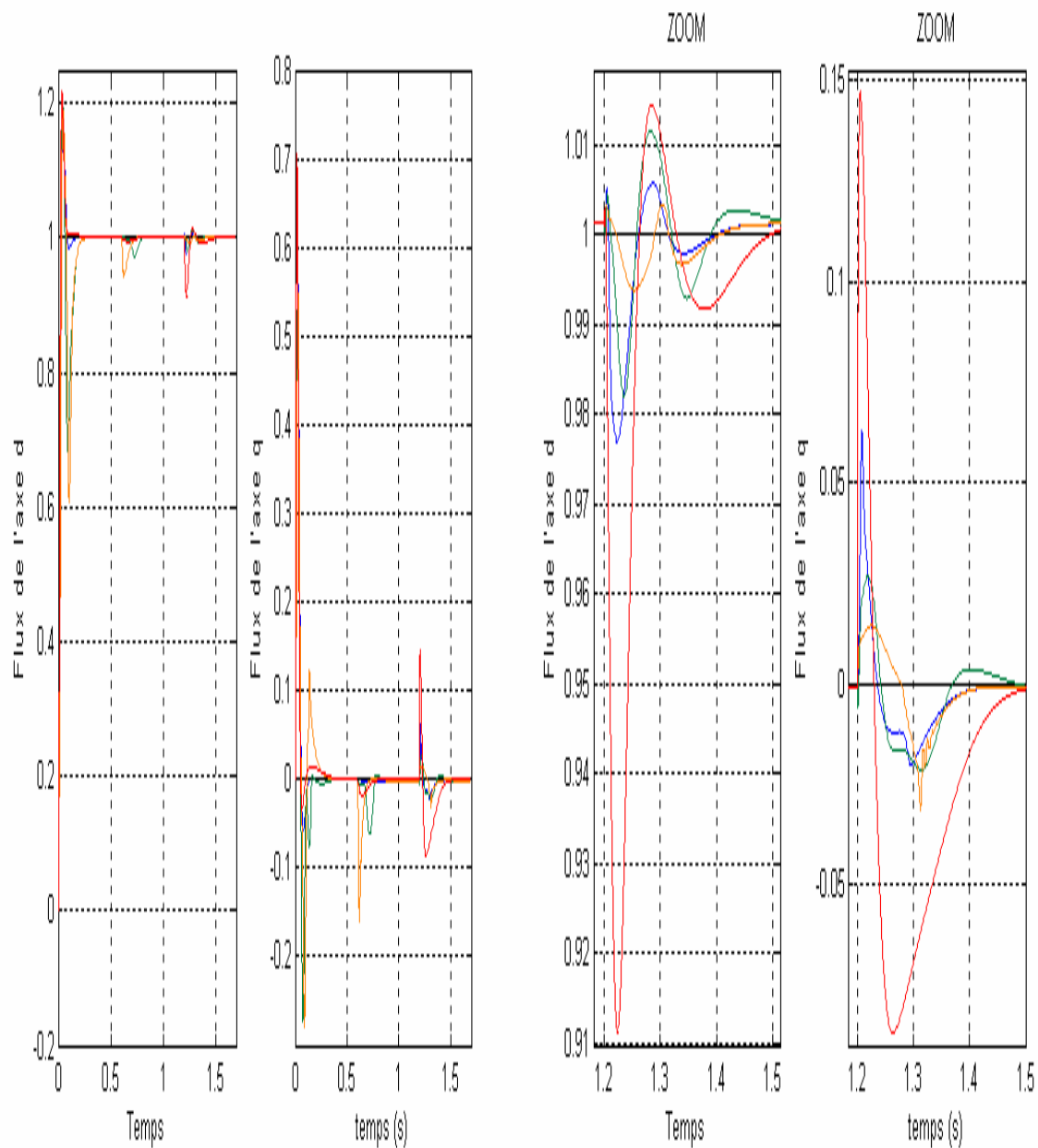


Figure III-35. Réponses des composantes du flux de l'axe « d » et « q ».

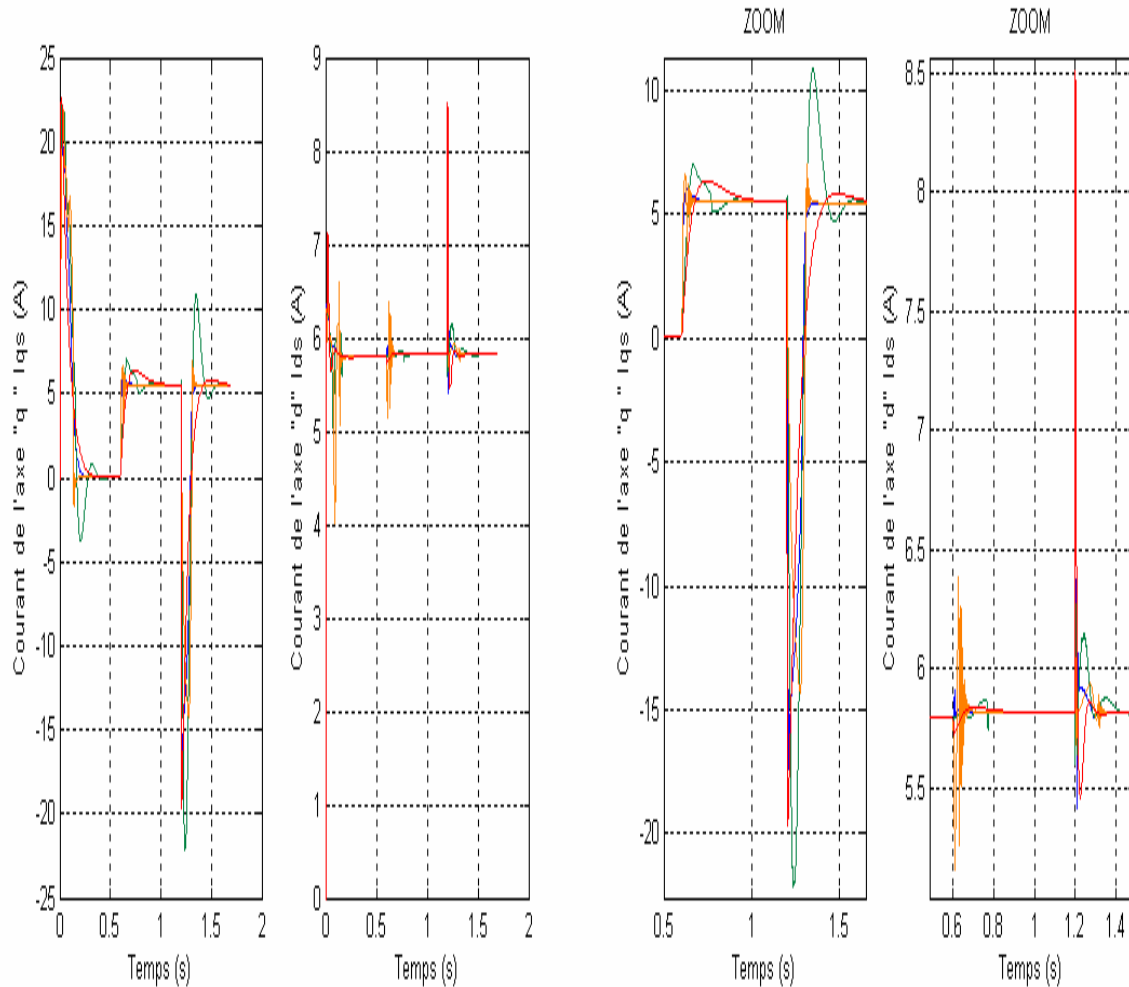


Figure III-36. Réponses des composantes du courant de l'axe « d » et « q ».

III.5.1. Fonctionnement en survitesse (2 fois la vitesse nominale)

La production du couple maximal dans la région d'affaiblissement du flux est une propriété désirée dans la commande vectorielle des moteurs asynchrones, utilisée dans certaines applications [BIZ01]. En effet, pour tester la validité de la commande IRFOS par rapport au niveau de saturation, nous avons effectué un fonctionnement à vitesse très élevée. Lorsqu'on dépasse la vitesse nominale (vitesse de base), on doit diminuer le flux afin de ne pas dépasser les limitations en tension. La Figure (III-37) représentent les résultats de simulation pour une rampe de vitesse de 200% la vitesse nominale. On remarque que le défluxage impose à la machine de fonctionner à la moitié du flux nominal (passage au régime moins saturé). La valeur maximale du courant de phase instantanée est de 2A et la tension continue à l'entrée de l'onduleur à trois niveaux est toujours fixée à 515V. L'inductance mutuelle passe à sa valeur nominale et le module du courant magnétisant a diminué (environ 2A). La machine est disposée à fournir un couple sans dépasser la puissance nominale à ses bornes. D'après la Figure (III-37), on remarque que la commande neuronale offre plus de performances et de stabilité par rapport aux commandes classique et neuro-flou. Les différentes grandeurs suivent leurs références. Hormis, dans la phase de la croissance de vitesse (rampe), on enregistre une perte moins importante de découplage du fait que le couple électromagnétique ne suit pas sa référence (fonctionnement à puissance constante).

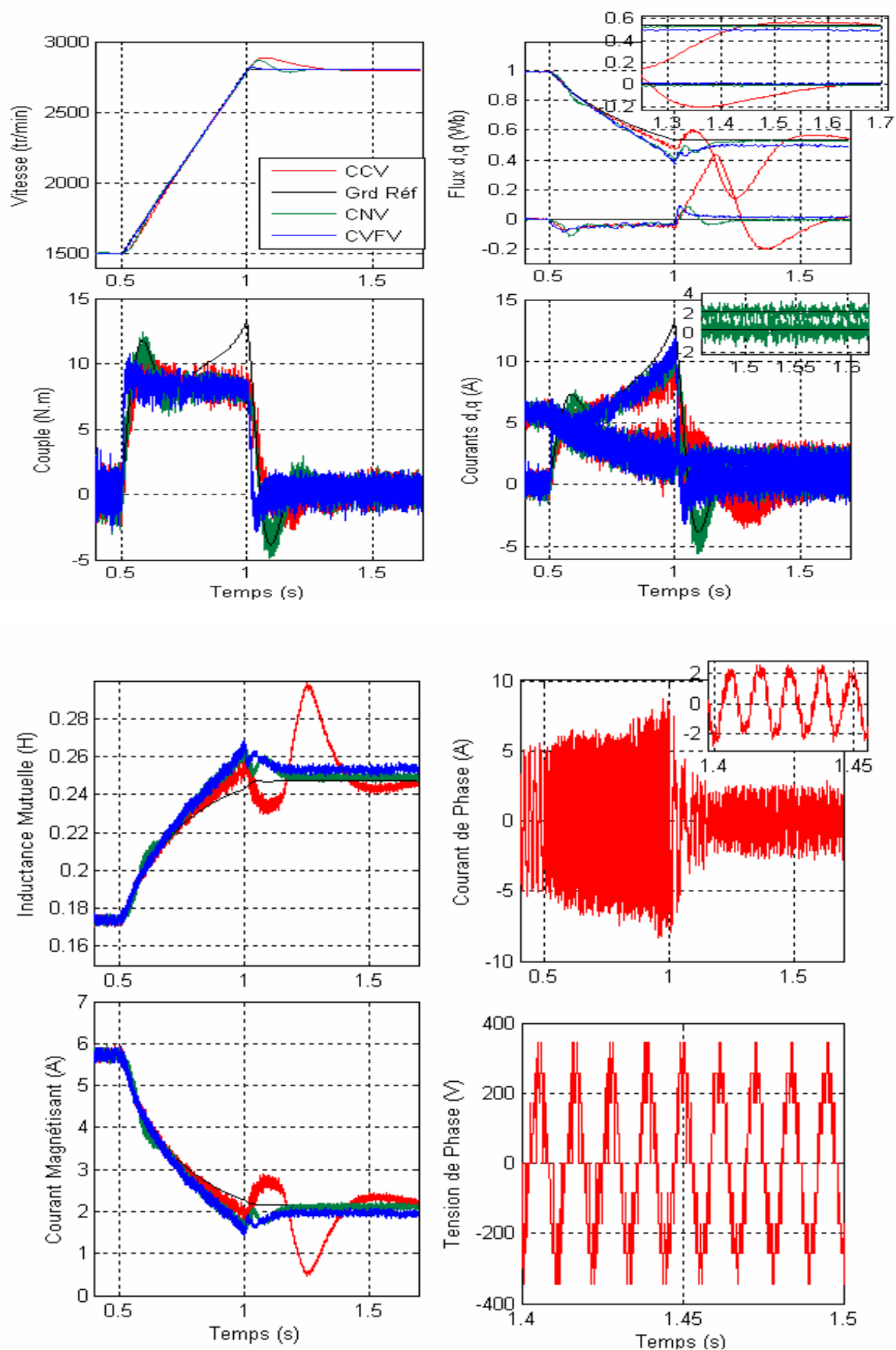
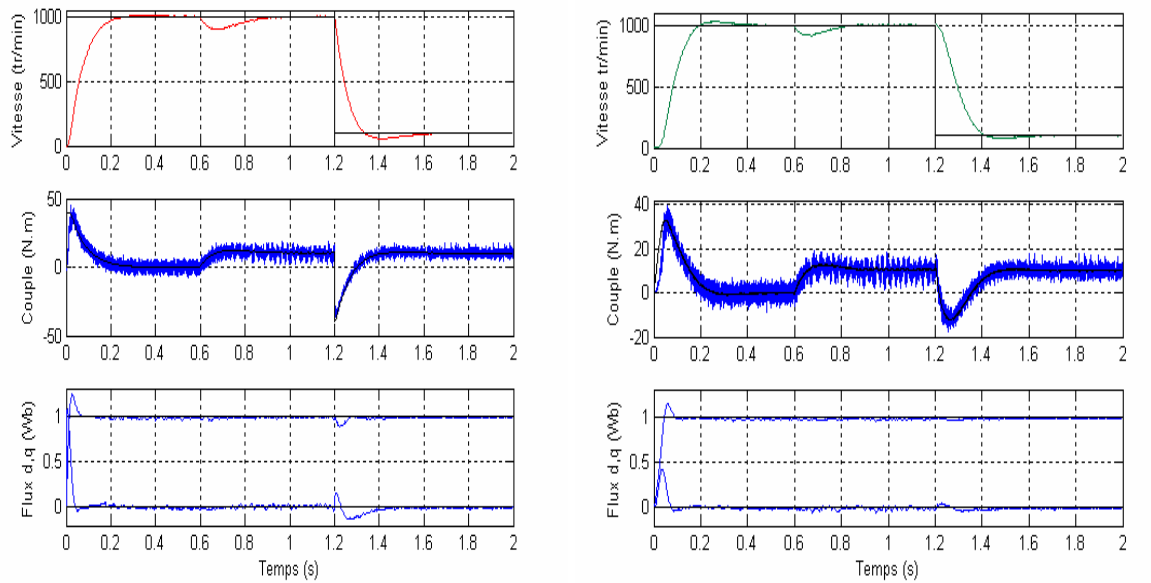


Figure III-37. Résultats de simulation d'un fonctionnement en survitesse (200% de la vitesse nominale).

III.5.2. Tests de robustesse vis-à-vis des variations paramétriques

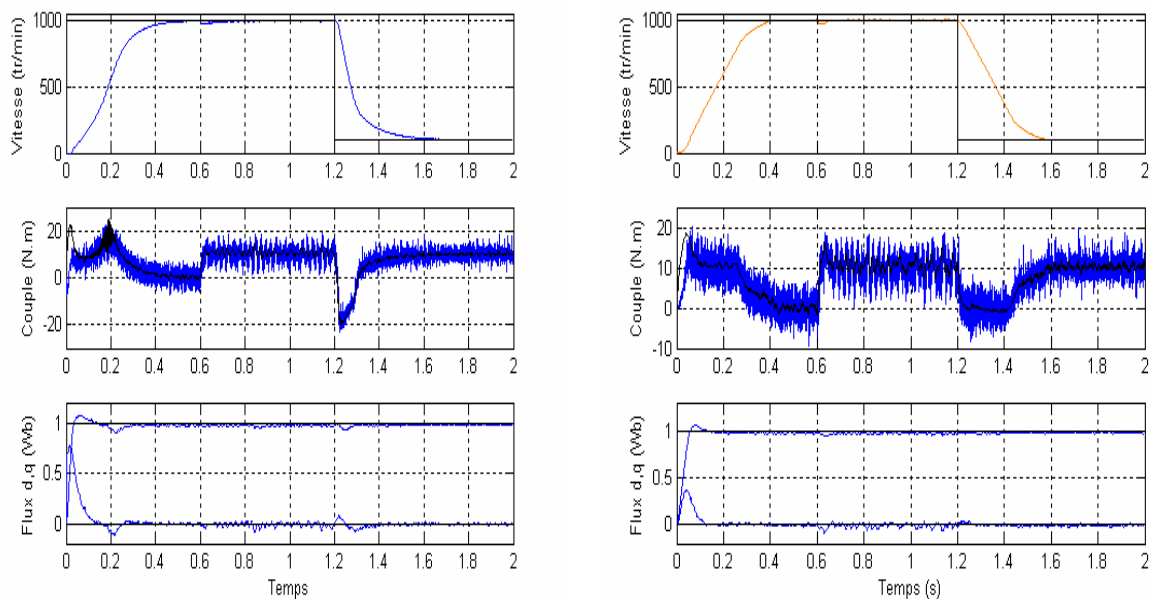
III.5.2.1. Influence de la période d'échantillonnage

Lors des simulations numériques effectuées, nous avons utilisé une période d'échantillonnage de la partie mécanique égale à celle de la partie électrique $T=100\mu s$. Toutefois, si un changement s'opère dans la période d'échantillonnage en utilisant d'autres microprocesseurs fonctionnant à titre d'exemple avec $T=300\mu s$, les différentes commandes conçues ont été soumises à des tests de robustesse. En effet, nous montrons, par simulation, que les commandes à base de technique floue et neuro-floue sont très sensibles aux variations de ce paramètre et perdent leurs performances obtenues avec $T=100\mu s$, à savoir : une dynamique de vitesse trop lente ; par contre les commandes à base de la technique neuronale et de la technique classique conservent leurs performances (*Figure III-38*).



a) Contrôleur Classique de Vitesse (CCV)

b) Contrôleur Neuronal de Vitesse (CNV)



c) Contrôleur Neuro-Flou de Vitesse (CNFV)

d) Contrôleur Flou de Vitesse (CFV)

Figure III-38. Résultats de simulation pour $T=300\mu s$.

III.5.2.2) Influence de la caractéristique de magnétisation

Nous avons gardé les mêmes variations utilisées dans la régulation classique, on remarque que, dans les deux cas, les performances se dégradent. Dans le cas où la caractéristique de magnétisation est surestimée, la machine est surexcitée et, dans le cas où la caractéristique est sousestimée, la machine est sousexcitée (*Figure III-39*).

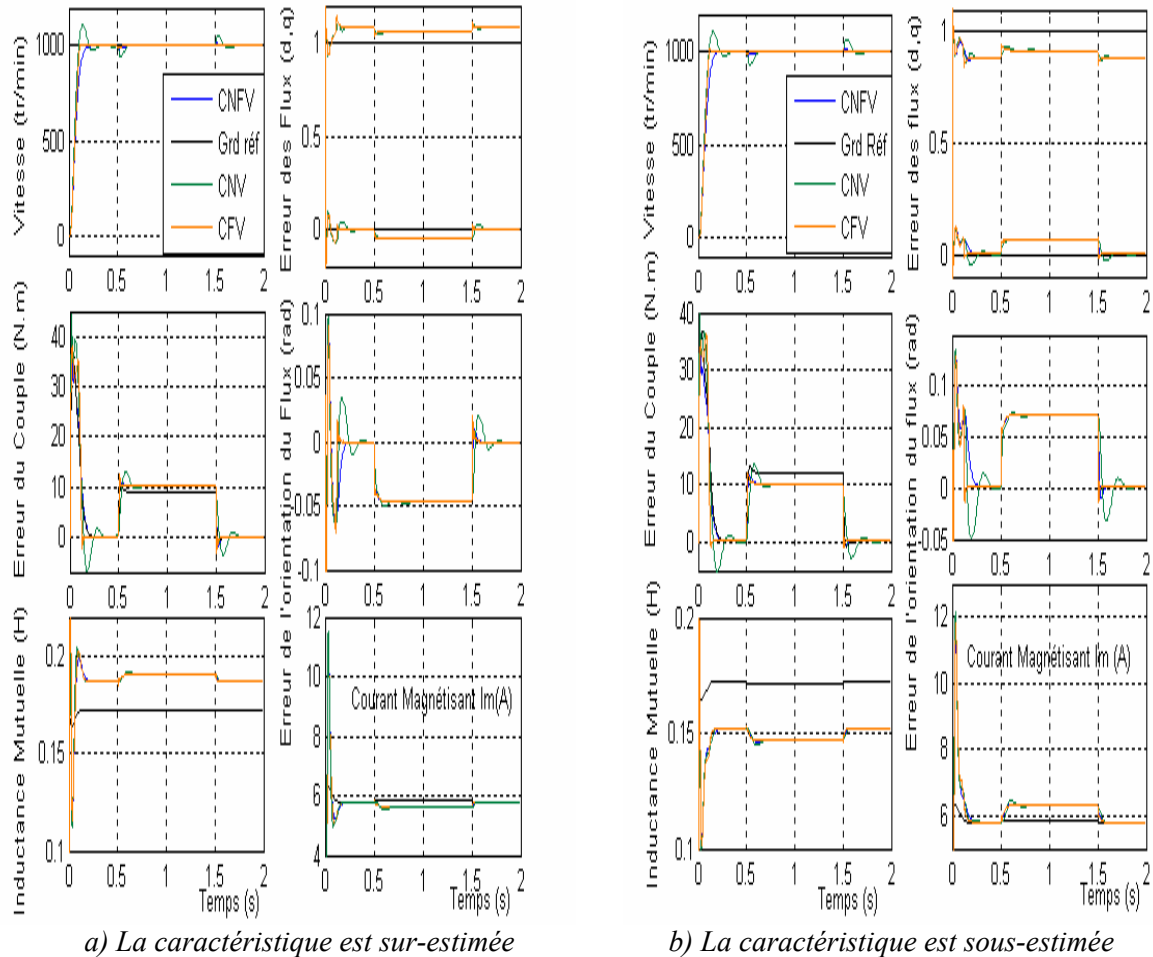


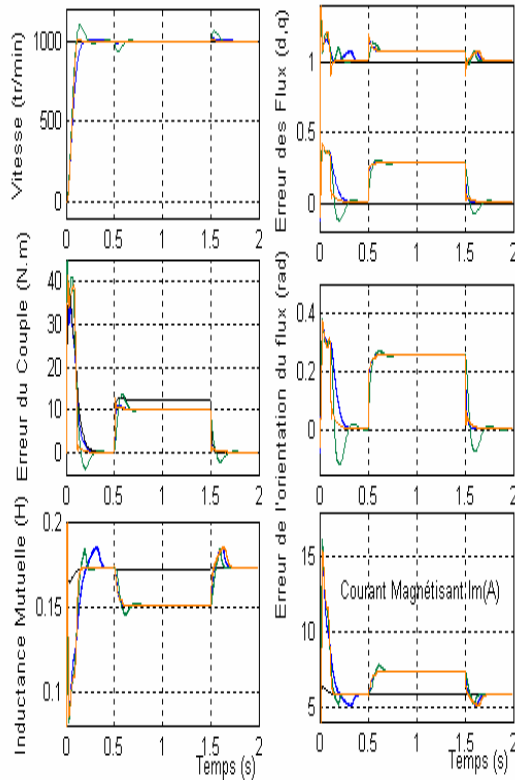
Figure III-39. Les erreurs des différentes grandeurs lors des variations de la caractéristique de magnétisation ($T=100\mu s$).

III.5.2.3. Influence de la résistance rotorique

De la même façon que dans le chapitre II, nous avons testé la robustesse de la commande (IRFOS) basée sur les contrôleurs intelligents. La variation de la résistance rotorique est estimée à une augmentation de 50% de la résistance nominale. Ceci montre que toutes les commandes élaborées sont très sensibles aux variations de ce paramètre et que la vitesse de rotation n'est pas affectée. En outre, les variations de la résistance rotorique ont beaucoup d'incidence sur toutes les commandes conçues (*Figure III-40-a*).

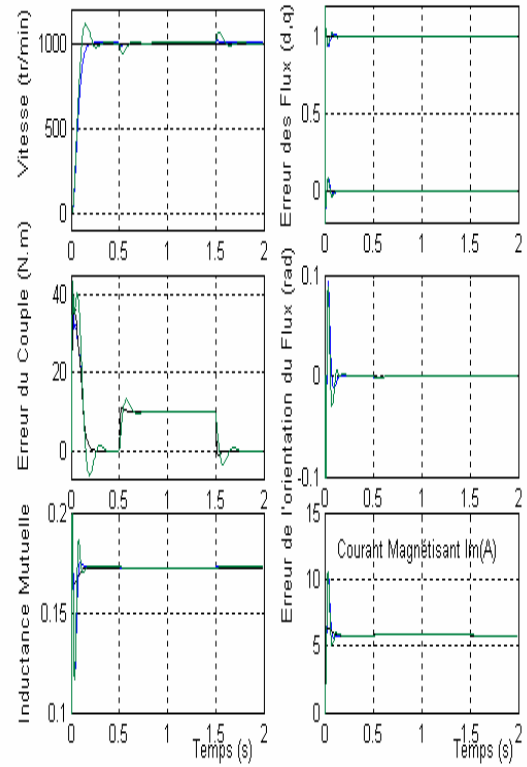
III.5.2.4. Influence de la résistance statorique et des bruits de mesure

Les différentes commandes ont été soumises aux tests des variations de la résistance de +50% (*Figure III-40-b*) et l'influence des bruits de modélisation (état) et de mesure (*Figure III-41*). On remarque que la variation de cette résistance n'a pas d'incidence sur les performances des commandes suscitées. Toutefois, les bruits d'état et de mesure ont beaucoup d'effet sur les performances des commandes élaborées (*Figure III-41*).



a) Variation de la résistance rotorique

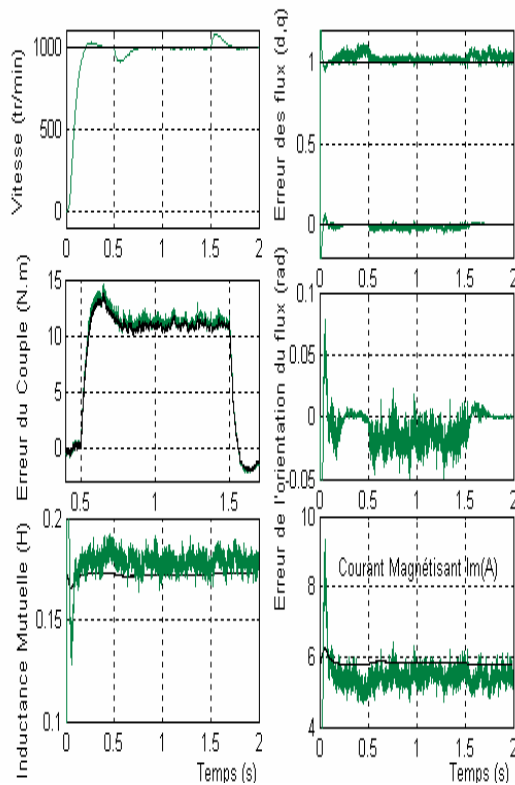
(CNV) et (CCV)



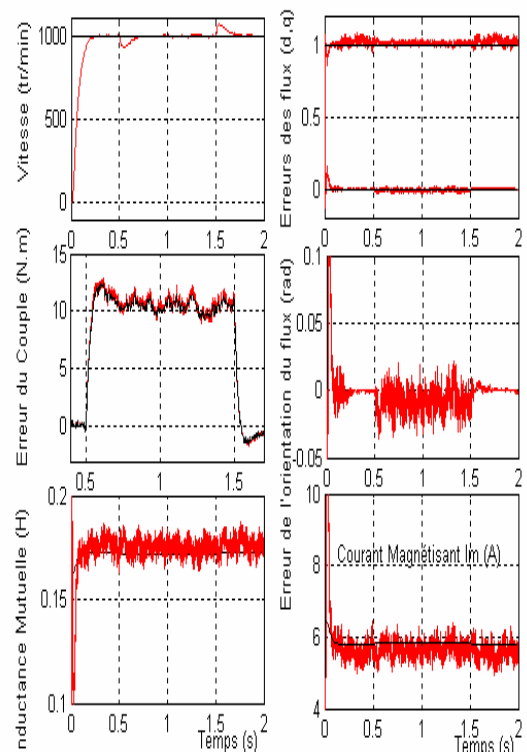
b) Variation de la résistance statorique

(CNFV) et (CFV)

Figure III-40. Les erreurs des différentes grandeurs lors des variations des résistances ($T=100\mu s$)



a) Contrôleur neuronal de vitesse



b) Contrôleur classique de vitesse

Figure III-41. Les erreurs des différentes grandeurs avec prise en compte des bruits.

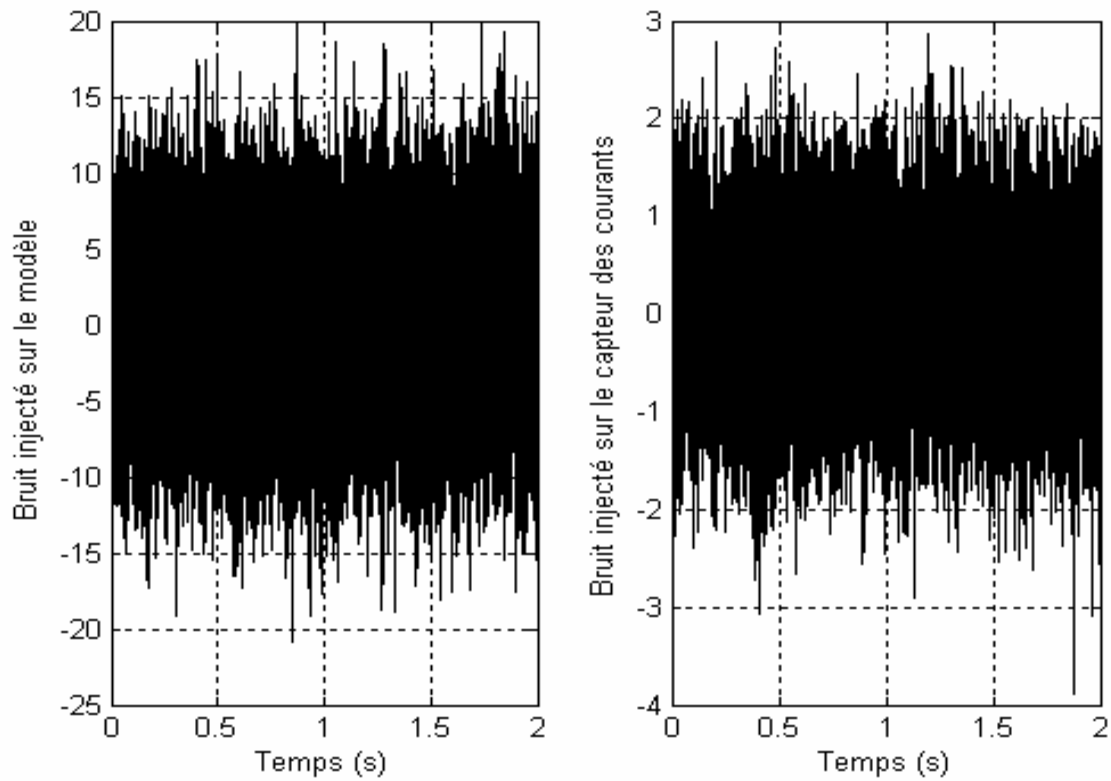


Figure III-42. Les bruits utilisés en simulation.

Les variances des bruits utilisées sont : $\text{Var}(W(k))=4.03e+4$ et $\text{Var}(V(k))=1.5e+4$

Comme dans le chapitre II, le tableau ci-dessous représente les erreurs des différentes grandeurs lorsque la commande IRFOS à base de contrôleurs, neuronaux, floue et neuro-flou, est soumise aux tests de robustesse. Nous avons représenté les erreurs des différentes grandeurs, induites par les variations de la caractéristique de magnétisation et de la résistance rotorique à l'application du couple de charge entre 0.5s et 1s. Les erreurs enregistrées pour les différentes commandes sont les mêmes. Et, les valeurs énumérées sont, pratiquement, égales à celles obtenues par la commande IRFOS classique.

Calcul de l'erreur	Caractéristique surestimée	Caractéristique sous-estimée	Variation $R_r +50\%$
Erreur du Couple $\Delta C_{em} = \frac{C_{em} - C_{emr}}{C_{emr}} * 100$	10 %	20 %	23 %
$\frac{\Psi_{dr}}{\Psi_{rref}}$	1.063	0.92	1.07
$\frac{\Psi_{qr}}{\Psi_{rref}}$	-0.05	+0.05	+0.28
$\Delta L_M(H)$	+0.019	-0.026	-0.02
Erreur de l'orientation du flux (rad)	-0.05	+0.07	+0.26
$\Delta I_M(A)$	-0.2	+0.5	+1.45

Figure III-42. Tableau des erreurs numériques relevées des tests de robustesse.

III.6. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté les éléments fondamentaux nécessaires à la compréhension des méthodes à base de la logique floue et de réseaux de neurone. De nombreuses possibilités d'utilisation de ces techniques sont envisageables en ce qui concerne la machine asynchrone et sa commande, la bibliographie dans ce domaine reste vaste et variée.

Dans l'approche neuronale, l'accent est mis sur l'utilisation du réseau de neurones comme approximateur universel afin de reproduire la surface de contrôle du régulateur PI classique. Dans un premier temps, nous avons élaboré une structure de commande à base de réseaux de neurones en composant le bloc FOC de compensation de la saturation magnétique de trois régulateurs neuronaux qui permettent d'assurer le contrôle de la vitesse et des courants I_{ds} et I_{qs} . De bonnes améliorations apportées par cette structure, à savoir : le temps de réponse amélioré et une meilleure capacité à minimiser les perturbations sur les flux lors de l'application d'un couple de charge ou durant le régime transitoire d'un asservissement de vitesse. Ceci renforce davantage le découplage entre les grandeurs suivant les deux axes. Cependant, l'élaboration d'un contrôleur neuronal n'est pas autant dépourvue de difficulté car la garantie de convergence ne peut s'obtenir qu'au prix de certaines simplifications sur la tâche à accomplir. A titre d'exemple, nous pouvons rappeler l'incapacité du réseau à converger lorsque nous avons remplacé le bloc FOC de compensation par un réseau de neurones. En plus, la régulation neuronale des boucles de vitesse et des courants I_{ds} et I_{qs} dépend à la fois : de l'architecture, du bon choix des entrées et surtout de la nature des exemples présentés au réseau lors de l'apprentissage, qui doivent décrire bien le comportement de la boucle de régulation à remplacer.

Ensuite, nous nous sommes intéressés à une autre technique classée dans l'intelligence artificielle, qui est la logique floue. Cette technique, qui est utilisée dans la régulation de vitesse, se repose : sur la forme et la répartition des fonctions sur l'univers de discours, sur le choix des fonctions des opérateurs et du mécanisme d'inférence ainsi que la méthode de defuzzification. En dépit de bonnes performances dynamiques et statiques obtenues surtout une très bonne robustesse mécanique (à l'application du couple de charge), et en se référant aux travaux présentant des résultats expérimentaux, cette méthode nécessite un temps de calcul énorme à l'exécution.

Enfin, nous avons conjugué les deux techniques issues de l'intelligence artificielle, à savoir neuronale et floue, afin d'aboutir à l'approche neuro-floue permettant de reproduire la surface de contrôle du régulateur flou à l'aide d'un réseau neuronal. Cette méthode offre plus de robustesse à temps de calcul réduit.

Une étude comparative entre la commande vectorielle appliquée à la machine asynchrone triphasée en régime saturé classique et celle à base de concepts de l'intelligence artificielle, à savoir les réseaux de neurones et la logique floue, nous a permis de juger la qualité de cette dernière qui constitue une alternative intéressante pour la commande des machines à courant alternatif.

L'analyse des résultats obtenus de la commande vectorielle à base d'algorithmes intelligents a montré que, vis-à-vis des variations paramétriques et des bruits de mesure et de l'environnement, les performances se sont dégradées aussi bien en régime dynamique qu'en régime statique. Ceci nous pousse à appliquer, dans le chapitre suivant, le filtre de Kalman permettant, d'une part, d'identifier en ligne les paramètres qui ont beaucoup d'incidence sur les performances de la commande et d'autre part, de prendre en considération les bruits.

CHAPITRE IV

APPLICATION DU FLITRE DE KALMAN ETENDU À LA COMMANDE VECTORIELLE SANS CAPTEUR DE VITESSE DES MACHINES ASYNCHRONES EN REGIMES LINEAIRE ET SATURE

IV.1. INTRODUCTION

Il a été établi que la commande à haute performance assure une dynamique élevée. Ceci est valable pour la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique (IRFO) à condition que la connaissance de la position du flux et/ou de la position du rotor soit déterminée avec exactitude afin de contrôler le couple instantané et la vitesse d'une machine asynchrone. Or, nous avons mis en évidence au chapitre III, qu'avec les variations paramétriques, le concept suscité n'est plus vrai. C'est pourquoi, pour des raisons économiques et/ou des raisons de robustesse, les chercheurs travaillent depuis plusieurs décennies sur l'estimation de la position du flux et celle du rotor au lieu d'en effectuer une mesure directe à l'aide d'un capteur mécanique de position.

Dans un premier temps, dans ce chapitre, nous présentons une partie importante non exhaustive des techniques existantes dans la littérature pour l'estimation de la position du flux et de la vitesse du rotor de la machine asynchrone. Dans cet état de l'art, nous commençons par les méthodes développées principalement pour l'orientation du flux rotorique (les estimateurs de flux) et nous terminons par les méthodes offrant des informations pour contrôler la vitesse de rotation de la machine asynchrone. Nous discutons brièvement des avantages, des inconvénients et des limites d'utilisation de ces techniques. Ceci justifie le choix de concevoir une commande vectorielle indirecte en régime linéaire classique et saturé à base d'observateurs stochastiques et en particulier, le filtre de Kalman étendu. Ensuite, nous donnons la description détaillée du filtre de Kalman étendu en vue de son implantation numérique. Finalement, nous présentons également les étapes importantes de l'application du filtre de Kalman étendu à la commande vectorielle des machines asynchrones (triphasee et biphasée symétrique). Le vecteur d'état du filtre est étendu à la résistance rotorique, à l'inductance mutuelle et à la vitesse de rotation. Ceci permet d'estimer ces paramètres en ligne, afin de contrer les effets : de la saturation magnétique, de la fréquence, de l'échauffement et de l'utilisation du codeur incrémental.

IV.2. LES METHODES A BASE D'ESTIMATEUR

Les deux méthodes les plus générales d'orientation de flux existant dans la littérature sont l'orientation du flux rotorique et l'orientation du flux statorique. Mais dans notre cas, nous avons opté principalement pour l'orientation du flux rotorique.

De façon générale, les estimateurs du flux rotorique en boucle ouverte, tous issus des équations modélisant la machine asynchrone et dépendant des tensions et/ou des courants et/ou de la vitesse de rotation, se présentent sous quatre formes :

- Estimateur basé sur un modèle en courant
- Estimateur basé sur une méthode d'élimination
- Estimateur basé sur un modèle en tension
- Estimateur d'ordre complet.

Nous pouvons citer quelques références [BLA96], [JAN94-1], [JAN94-2], [ZHE95] traitant ces estimateurs. Certains auteurs [BON95], [HOL02] ont essayé de remédier au problème causé par l'intégrateur en le remplaçant par un filtre passe bas mais la difficulté persiste à basses fréquences.

Les auteurs [KIM01-2], [KIM02-1], [VER88] ont proposé des estimateurs de flux rotorique en boucle fermée basés sur la combinaison de deux estimateurs de flux rotorique en boucle ouverte, générant une erreur traitée par un correcteur.

Ces méthodes d'estimation (qu'elles soient en boucle ouverte ou en boucle fermée), ont toutes un ou deux inconvénients liés aux problèmes suivants :

- La nécessité de connaître la vitesse
- La sensibilité à la variation des paramètres de la machine asynchrone qui affecte les performances de la commande surtout à basse vitesse.

Pour essayer de résoudre le dernier problème, certains chercheurs [KUB92], [KUB93-2], [VEL89] ont proposé l'identification en ligne des paramètres. Cependant, l'adaptation paramétrique en ligne ne rend pas la technique d'estimation parfaitement indépendante de la variation de ces paramètres.

Les estimateurs analysés précédemment vont être améliorés ici pour estimer la vitesse de la machine asynchrone. Ces techniques se divisent comme suit :

1. Utilisation de deux estimateurs de flux dans un système adaptatif avec un modèle de référence (MRAS)
2. Estimation de la vitesse par des techniques basées sur la connaissance de la force contre électromotrice (f.c.e.m.).
3. Estimation de la vitesse à partir d'une mesure d'harmoniques.
4. Estimation du flux, de la position et de la vitesse basée sur l'estimation de la position des saillances

IV.2.1. Utilisation de deux estimateurs de flux dans un système adaptatif avec un modèle de référence (MRAS)

Le système adaptatif utilisant un modèle de référence (MRAS) est composé de deux estimateurs de flux. Le premier, qui n'introduit pas la vitesse est appelé le modèle de référence (généralement c'est un modèle en tension). Le deuxième est appelé le modèle ajustable (généralement c'est un modèle en courant) (*Figure IV-2*). L'erreur, produite du décalage entre les sorties des deux estimateurs, pilote un algorithme d'adaptation qui génère la vitesse estimée. Cette dernière est appliquée au modèle ajustable [BLA96], [KUB92], [KUB93-1], [KUB94], [KUB96], [KUB99], [PEN93-1], [PEN94] [SCH89], [TAJ91], [TAJ93], [TAJ02], [TAM87], [ZHE95], [ZHE98].

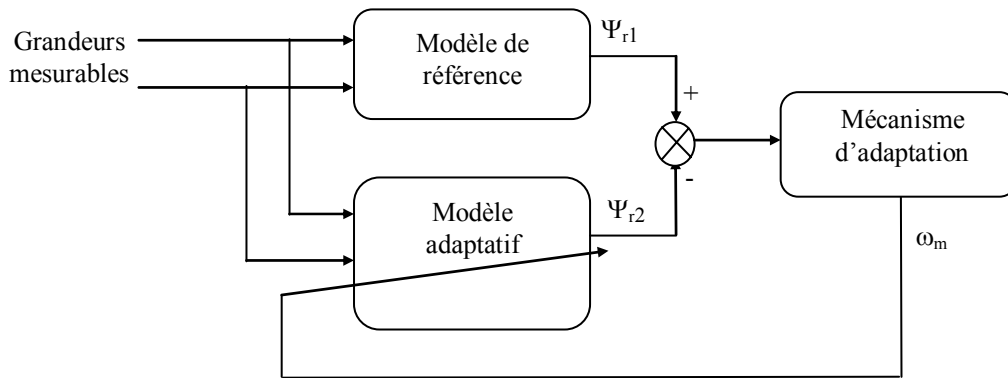


Figure IV-2. Estimation de la vitesse par MRAS

La technique MRAS souffre des mêmes problèmes que les modèles qui la composent (modèle en courant et modèle en tension), on peut relever en particulier sa sensibilité à la variation des paramètres de la machine [HOL02]. C'est pourquoi, en plus de la technique MRAS, quelques chercheurs ont proposé des techniques d'adaptation en ligne de la résistance statorique [BLA96], [KUB93-1], [KUB96], [SCH89], [SCH92], [YUN93], [ZHE95], [ZHE98] ou l'adaptation en ligne de la résistance rotorique [KUB93-2], [TAJ02]. Puisque le modèle en courant est sensible à la constante de temps rotorique et que son adaptation en même temps que l'on estime la vitesse est difficile, plusieurs techniques ont été proposées pour résoudre ce problème. Par exemple, ajouter des composantes alternatives de faible amplitude et faible fréquence aux courants statoriques [KUB93-2].

[PEN93] présente une méthode d'estimation adaptative de la vitesse et de la résistance statorique afin d'améliorer le modèle de [SCH89] dont l'inconvénient majeur apparaît au niveau de deux intégrateurs au calcul des deux flux rotoriques. On n'utilise plus les deux estimateurs de flux rotorique. [KAN93] propose une méthode originale sur l'estimation simultanée de la vitesse et de la résistance rotorique. Sur les bases des équations de la modélisation de la machine et les relations directes entre les flux et les courants, les auteurs définissent deux relations identifiant la vitesse et la résistance rotorique. La première relation aboutit à une expression de la vitesse sans la présence de R_r . La deuxième traduit le calcul de R_r sans faire apparaître la vitesse. Ces équations dépendent des courants statoriques et des flux statoriques et rotoriques.

IV.2.2. Estimation de la vitesse par des techniques basées sur la connaissance de la force contre électromotrice (f.c.e.m.).

D'autres techniques d'estimation de la vitesse de rotation du rotor à base d'observateurs ont été proposées. En général, ces méthodes donnent la vitesse rotorique à partir de l'estimation de la fréquence statorique et de la fréquence de glissement [BEN92], [BON95], [LEE96], [LEE97], [NAK88], [WAN03]. Dans la majorité de ces articles, la fréquence statorique est estimée à partir de la dérivée de la fonction *Arctg* de l'angle du flux statorique ou via une boucle à verrouillage de phase (PLL). Ensuite, après avoir écrit les équations de la machine dans un référentiel lié au rotor, on peut estimer la fréquence de glissement en calculant la dérivée de la fonction *Arctg* de l'angle du flux rotorique. Dans la plupart des cas, le problème principal posé par ces techniques est l'utilisation de l'intégration pour obtenir soit le flux statorique soit le flux rotorique. Et, puisque le gain de la fonction intégrale à basse fréquence est très grand voire infini à la fréquence zéro, ces techniques ne sont pas bonnes en basse vitesse [BON95]. D'autres algorithmes, qui ne se classent dans aucune des catégories mentionnées ci-dessus ont été proposés. Dans [SHI96-1], on trouve que la vitesse rotorique est estimée à partir des équations en régime permanent de la machine asynchrone, ce qui limite le domaine d'application. [VEL89-1] propose une méthode récursive pour estimer la vitesse rotorique à

partir des courants et tensions statoriques. Cette méthode est valable seulement pour des applications où la vitesse varie lentement [ALR04].

Ces méthodes dépendent principalement de la f.c.e.m dont la valeur est faible dans le domaine des basses fréquences : elle ne convient pas pour les basses vitesses ou à l'arrêt. Comme on a vu ci-dessus, toutes les méthodes d'estimation de la vitesse du rotor ont deux inconvénients :

- Elles ne sont pas adaptées pour les basses vitesses.
- Elles sont, dans leur majorité sensibles à la variation des paramètres de la machine asynchrone.

IV.2.3. Estimation de la vitesse à partir d'une mesure d'harmoniques

Cette méthode se base sur la mesure des harmoniques présents sur les tensions statoriques. Ils sont dûs principalement à la circulation du flux dans l'entrefer et à la f.e.m qu'il engendre suivant la variation de la réluctance traversée (encoches stator et rotor). Les auteurs proposent une estimation du flux à partir des mesures des tensions et des courants statoriques. L'estimation de la vitesse est faite à partir de l'étude de ces harmoniques présents sur les trois tensions statoriques. Cette solution est reprise pour tenir compte de la variation de la résistance rotorique dans des applications sans capteur de vitesse. Cependant, cette méthode présente un inconvénient majeur dans des applications en dessous de 20% de la vitesse nominale, où les harmoniques de tension sont naturellement faibles [OUR95].

IV.2.4. Estimation du flux, de la position et de la vitesse basée sur l'estimation de la position des saillances

Bien que les machines asynchrones soient conçues pour être symétriques et ne doivent pas comporter de saillances, il est presque impossible de les construire sans qu'un type de saillances ne soit présent. Les saillances présentes dans une machine introduisent une variation spatiale des paramètres (résistance ou inductance), et permettent au courant ou à la tension de contenir des informations sur la position de ces saillances.

D'autres recherches se reposent sur l'estimation de la position des saillances de la machine.

En général, ces saillances sont dues à la saturation (créée par le flux principal) ou à la variation de l'entrefer, par conséquent, des informations sur la position du flux principal ou du rotor peuvent être obtenues. Si elles se basent sur l'alimentation fondamentale de la machine, ces techniques échouent également à basse vitesse et à l'arrêt. Les dernières méthodes proposées sont celles qui se basent sur l'estimation de la position des saillances via une excitation supplémentaire à haute fréquence indépendante de l'alimentation fondamentale de la machine. Ces techniques promettent de donner de meilleurs résultats dans le domaine de basses vitesses y compris à l'arrêt [ALR04].

Remarque :

En plus des limites que ces méthodes suscitées présentent, il faut rappeler que, dans l'approche déterministe, l'estimation des variables d'état consiste en la reproduction du comportement dynamique réel du processus en appliquant au modèle les mêmes entrées que celles imposées au système physique sans tenir compte des bruits. Or toute observation physique est perturbée par des signaux parasites d'origines diverses internes et externes. Pour en tenir compte, nous avons adopté une approche stochastique basée sur le filtre de Kalman.

IV.3. PRINCIPE DE CONCEPTION D'UN OBSERVATEUR

Il convient au départ de faire une distinction entre estimateur et observateur. L'estimation consiste en l'intégration en temps réel des équations du système ; sa simplicité est contrebalancée par le fait que l'estimateur a une dynamique liée à celle du système. Bien que

complexe, l'observateur d'état possède une dynamique indépendante de celle du système et en particulier, plus rapide, en vue de faire converger plus vite les variables observées.

Soit un système défini par la réalisation linéaire déterministe continue suivante :

$$\begin{aligned}\dot{X}(t) &= A.X(t) + BU(t) \\ Y(t) &= CX(t)\end{aligned}\quad (IV.1)$$

Et pour le modèle linéaire stochastique, on ajoute à ce modèle défini dans l'équation (IV.1) les bruits de système et de mesure $w(t)$ et $v(t)$.

Considérons la forme d'état discrète du système définie comme suit :

$$\begin{aligned}X(k+1) &= A_d X(k) + B_d U(k) \\ Y(k) &= C_d X(k)\end{aligned}\quad (IV.2)$$

Pour estimer l'état $X(k)$ de l'équation (IV-2), une première solution serait de simuler en parallèle le modèle (IV-2) sous la forme :

$$X_e(k+1) = A_d X_e(k) + B_d U(k) \quad (IV.3)$$

Où X_e est une estimation de X .

Le principe de construction d'un observateur consiste à corriger la dynamique de l'estimation dans l'équation (IV-2) en tenant compte de l'écart entre la sortie réelle et la sortie reconstruite. Cela conduit à un observateur ayant comme équation :

$$X_e(k+1) = A_d X_e(k) + K[Y(k) - C_d X_e(k)] + B_d U(k) \quad (IV.4)$$

Où K est le gain de l'observateur.

L'observation se fait donc en deux phases; la première est une étape d'estimation équation (IV-3) et la seconde est une étape de correction équation (IV-4). L'estimation se fait par le calcul des grandeurs d'état à l'aide de modèles proches du système, et la correction se fait par l'addition ou la soustraction de la différence entre les états estimés et ceux mesurés (erreur d'estimation) que l'on multiplie par un gain K [BOR90].

Le schéma bloc de l'observateur est alors donné par la figure suivante :

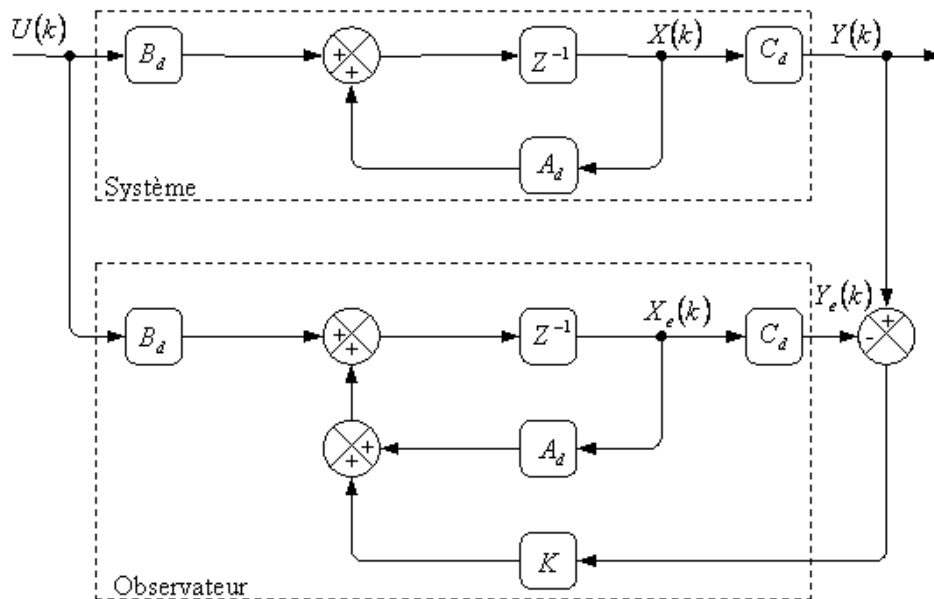


Figure IV-1. Principe d'un Observateur déterministe.

IV.3.1. Les méthodes à base d'observateur

IV.3.1.1. Utilisation d'un observateur de Luenberger

L'objectif de cet observateur est de supprimer le capteur mécanique. En général cet observateur se réalise de deux façons [BAG99], [BOR90], [GHO01], [HOL93], [LUN71], [VAS93], [WES94] :

1. De considérer le système réellement non linéaire et de prendre comme variables d'état supplémentaires la vitesse et le couple de charge. Dans ce cas, on dispose d'un observateur de Luenburger étendu.
2. Utiliser le couple de charge estimé par l'observateur et la vitesse estimée par la méthode de MRAS.

La difficulté majeure, qu'à chaque itération, on calcule la matrice de gain en fonction du placement des pôles du système. De plus, l'algorithme de Luenburger se base sur l'utilisation des paramètres mécaniques et du couple de charge. La qualité de l'observateur se dégrade dès qu'une perturbation apparaît, surtout à basse vitesse et à l'arrêt [ALR04].

IV.3.1.2. Filtre de Kalman Etendu

Comme dans le cas linéaire, l'observateur d'état non linéaire est composé d'une étape de prédiction et d'une étape de correction.

Le prédictor d'état est une structure basée sur un modèle qui possède le même comportement que le système physique et ne dépend que des constantes propres au système. La grandeur de commande qui intervient sur le modèle et sur le système physique est commune. La structure d'un prédictor ne peut fournir les valeurs exactes du vecteur d'état à cause des erreurs d'identification des paramètres du système ou des variations de celles-ci en cours de fonctionnement. C'est la raison pour laquelle, l'erreur entre la sortie du système physique et celle du modèle est réinjectée à l'entrée du modèle au travers de la matrice de gain K . C'est cette structure qui est appelée observateur d'état (*Figure IV-3*).

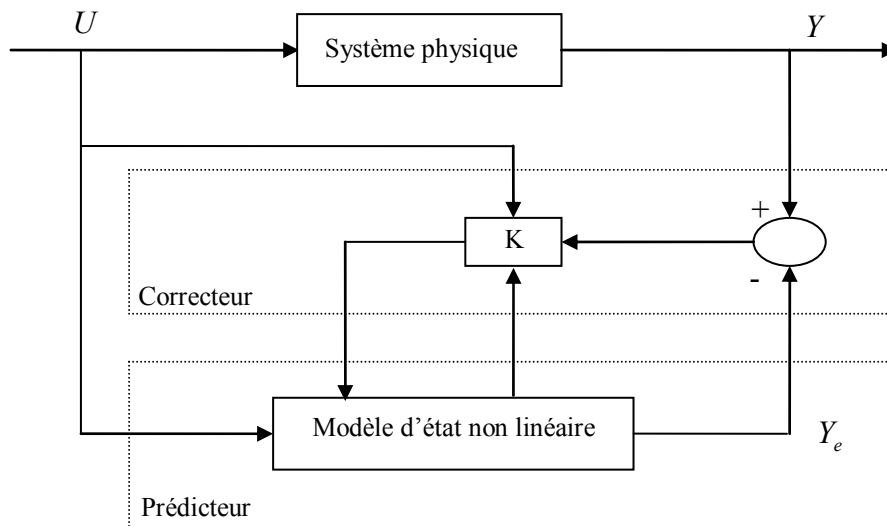


Figure IV-3. Structure d'un observateur d'état non linéaire.

La matrice de gain K détermine le comportement dynamique de l'observateur et est calculée de façon à assurer la stabilité asymptotique de l'observateur [OUA95]. Contrairement au cas linéaire, cette matrice est généralement une fonction non linéaire des variables d'état et des entrées ainsi que de leurs dérivées [ELH99], [PUR96]. D'une part, nous avons cité précédemment un observateur déterministe non linéaire qui est l'observateur de Luenberger

étendu. D'autre part, il existe des méthodes stochastiques de filtrage non linéaire parmi lesquelles se situe la méthode du filtre Kalman étendu. Ces méthodes permettent, en tenant compte des bruits d'état et de mesure, de reconstituer le vecteur d'état. L'estimation optimale consiste à minimiser la variance de l'erreur d'estimation. Le processus est décrit par une équation différentielle non linéaire dont la solution d'estimation stochastique demande le calcul de la densité de probabilité du vecteur d'état conditionnée par la mesure [BEN93], [ELH99], [WES94]

Cependant, une solution explicite de la densité de probabilité n'existe pas dans le cas d'un système non linéaire. Pour le filtrage stochastique en temps réel, il est possible d'approximer la densité de probabilité conditionnelle par un nombre fini de moments centraux [BEN93], et les fonctions de système non linéaires par un développement en série de Taylor autour de la valeur espérée du vecteur d'état [WES94]. Le filtre de Kalman étendu constitue un bon compromis entre la prise en compte des non linéarités et l'implantation en temps réel [ELH99].

IV.3.1.3. Modèle d'état du filtre de Kalman étendu

Vu l'approche stochastique, le modèle non linéaire du système est composé de deux termes supplémentaires $w(t)$ et $v(t)$.

$$\begin{aligned}\dot{X}(t) &= f(X(t), U(t)) + w(t) \\ Y(t) &= h(X(t), U(t)) + v(t)\end{aligned}\tag{IV.5}$$

Les bruits $w(t)$ et $v(t)$ sont respectivement le bruit de système et le bruit de mesure qui sont considérés en même temps que les variables d'état et de mesures comme des variables aléatoires d'un processus gaussien. Dès lors, la connaissance de la densité de probabilité est indispensable car elle contient toute l'information statistique liée au signal $X(t)$.

Dans le contexte d'une estimation du vecteur d'état, la densité de probabilité est conditionnée par les mesures, et approximée par le premier et le deuxième moment qui sont respectivement l'espérance E et la covariance P [WES94].

L'espérance E de l'état X conditionnée par les mesures Y est définie comme étant l'estimation du vecteur d'état X , notée X_e .

$$E\left[\frac{X(t)}{Y(t)}\right] = X_e(t)\tag{IV.6}$$

La covariance conditionnelle P représente l'erreur quadratique d'estimation $\tilde{X} = X - X_e$.

$$P(t) = E[\tilde{X}(t).\tilde{X}^T(t)]\tag{IV.7}$$

Les perturbations $w(t)$ et $v(t)$ sont modélisées comme bruits blancs gaussiens, caractérisées par une valeur moyenne nulle et des matrices de covariances $Q(t)$ et $R(t)$ symétriques. Celles-ci sont définies non négatives.

$$\begin{aligned}Q(t) &= E[w(t).w(t)^T] \\ R(t) &= E[v(t).v(t)^T]\end{aligned}\tag{IV.8}$$

En outre, on suppose qu'il n'y a aucune corrélation entre bruit d'état $w(t)$, le bruit de mesure $v(t)$, et la condition initiale du système $X(t_0)$.

$$\begin{aligned} E[w(t).v(t)^T] &= 0 \\ E[X(t_0).w(t)^T] &= 0 \\ E[X(t_0).v(t)^T] &= 0 \end{aligned} \quad (IV.9)$$

En vue de les retranscrire en temps réel, les fonctions non-linéaires $f(X, U)$ et $h(X, U)$ sont approximées par une série de Taylor d'ordre un autour de l'espérance X_e (Annexe F).

$$\begin{aligned} f(X, U) &= f(X_e, U) + F(X_e, U)(X - X_e) + \dots \\ h(X, U) &= h(X_e, U) + H(X_e, U)(X - X_e) + \dots \end{aligned} \quad (IV.10)$$

$$\text{Où } F(X_e, U) = \left. \frac{\partial f(X, U)}{\partial X} \right|_{X_e} \quad \text{et} \quad H(X_e, U) = \left. \frac{\partial h(X, U)}{\partial X} \right|_{X_e} \quad (IV.11)$$

Les approximations faites sur la densité de probabilité d'une part, et celles faites sur les fonctions non linéaires d'autre part, ont permis de développer le filtre de Kalman étendu pour le modèle non linéaire.

En tenant compte d'une symétrisation de la matrice de covariance P à chaque pas d'échantillonnage, les équations du filtre étendu continu-discret se résument de la façon suivante [WES94] :

- **Prédiction optimale des états entre t_k et t_{k+1} :**

$$X_e^*(k+1) = X_e(k) + \int_{t_k}^{t_{k+1}} f(X_e(t), U(t)) dt \quad (IV.12)$$

Où $X_{e(k+1)}^*$ est la valeur prédite du vecteur d'état à l'instant t_{k+1} . $X_{e(k)}$ est la valeur estimée du vecteur d'état à l'instant t_k .

- **Filtrage optimal des états à l'instant t_k :**

$$X_e(k) = X_e^*(k) + K_k [Y_k - h(X_e^*(k), U_k)] \quad (IV.13)$$

- **Prédiction optimale des covariances entre t_k et t_{k+1} :**

$$P_{k+1}^* = P_k + \int_{t_k}^{t_{k+1}} [F(X_e^*(k), U(k))P_k + P_k F^T(X_e^*(k), U(k)) + Q] dt \quad (IV.14)$$

Où P_{k+1}^* est la valeur prédite de la matrice de covariance à l'instant t_{k+1} . P_k est la valeur filtrée de la matrice de covariance à l'instant t_k . $F(X_e^*(k), U(k))$ est la jacobienne déterminée à partir des états prédits et des entrées à l'instant t_k . Q est la matrice des covariances des bruits d'état. " T " signifie la transposée. Et, la prédiction entre t_{k-1} et t_k donne :

$$P_k^{\nabla} = F(X_e^*(k), U(k))P_{k-1}F^T(X_e^*(k), U(k)) + Q \quad (IV.15)$$

La notation P^{∇} indique le calcul d'une matrice triangulaire supérieure (ou inférieure). Un tel calcul se montre suffisant du fait de la symétrie de la matrice P , symétrie qui sera conservée dans la prédiction et dans le filtrage.

- **Calcul du gain de Kalman à l'instant t_k :**

$$K_k = P_k^{*\nabla} . H^T (X_e^*(k), U(k)) \left[H(X_e^*(k), U(k)) P_k^{*\nabla} . H^T (X_e^*(k), U(k)) + R \right]^{-1} \quad (\text{IV.16})$$

Où R est la matrice des covariances des bruits de mesure. $H(X_e^*(k), U(k))$ est le jacobien déterminée à partir des états prédits et des états à l'instant t_k .

- **Filtrage optimal des covariances à l'instant t_k :**

$$P_k = [1 - K_k . H(X_e^*(k), U(k))] P_k^{*\nabla} \quad (\text{IV.17})$$

Dans le cas des systèmes linéaires, la matrice $H(X_{e(k)}^*, U_k)$ est constante et n'est autre que la matrice de sortie C . D'autre part, si le système est linéaire, le jacobien $F(X_{e(k)}^*, U_k)$ représente la matrice A du système.

La détermination du filtre de Kalman suppose la connaissance de $X_e(0)$ et $P(0)$ ainsi que les matrices de covariance des bruits Q et R . Elle est basée sur la minimisation de la somme des variances. En pratique, nous supposons que les paramètres Q et R , qui sont effectués expérimentalement, sont les degrés de liberté du filtre.

Les paramètres $X_e(0)$ et $P(0)$ n'interviennent qu'au début de la période d'observation. En revanche, Q et R influencent la dynamique du filtre pendant toute la période d'observation. Ils sont déterminés de façon à ajuster la convergence du filtre et à adapter sa dynamique aux exigences de l'application [ELH99].

[WES94] traite le problème de convergence du filtre de Kalman étendu en mettant en évidence le sens propre de l'observabilité et de la commandabilité stochastiques.

IV.4. APPLICATION DU FILTRE DE KALMAN ETENDU A LA COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE DES MACHINES ASYNCHRONES

Cette méthode d'estimation, établie par E.K Kalman [KAL60], [KAL61], a connu un succès considérable. La première application fut consacrée à la mission spatiale (APPOLO en 1971) et son utilisation s'est confirmée dans le domaine de la navigation. Depuis quelques années, cette technique est utilisée soit pour l'estimation paramétrique soit l'estimation des variables mesurables pour la commande numérique des machines asynchrones [IWA89], [KIM94], [KIM92], [MOU99], [PEN93], [SHI00], [SHI02], [ZAI92], [ZAI97]:

Les premiers travaux ont été consacrés à l'indentification de la machine asynchrone, dont nous pouvons citer [IWA89]. Cependant, la plus grande partie des travaux ont été l'œuvre de plusieurs auteurs sur l'estimation paramétrique en commande vectorielle, aussi bien les paramètres électriques que les paramètres mécaniques. [ZAI92] présente une estimation de la constante de temps rotorique implantée dans une commande vectorielle indirecte d'un moteur asynchrone. Le suivi de l'évolution de l'estimation de la vitesse rotorique [KIM92], [KIM94] [PEN93], [SHI00] ainsi qu'une estimation complète des paramètres, tels que : la résistance rotorique, la constante de temps rotorique et la vitesse de rotation [MOU99]. Ceci constitue une grande avancée dans le domaine de contrôle. Enfin, [SHI02] propose une méthode dont la prédiction est effectuée à l'aide d'un algorithme génétique afin de minimiser les bruits et les erreurs de modélisation des paramètres ou des variables d'état. [ELH99] propose un filtre de Kalman étendu à séparation de tâches distinctes de calcul : Une première tâche, dite « rapide », réalise le calcul de la prédiction et le filtrage du vecteur d'état du système ainsi que la commande du pont onduleur. Une deuxième tâche, dite « lente », réalise le calcul des covariances et de gain du Kalman. [WES94] a détaillé l'étude de la convergence du filtre de

Kalman étendu dans le repère α - β et d-q appliqué à la commande vectorielle de la machine asynchrone.

Pour notre part, nous commençons par la discrétisation de l'ensemble en vue de l'implantation numérique, à savoir: les machines asynchrones, leurs blocs de contrôle F.O.C ainsi que le filtre de Kalman étendu d'ordre sept. La modélisation de la machine est, dans un premier temps, considérée en régime linéaire classique et ensuite, en régime saturé.

IV.4.1. Application EKF à la commande vectorielle en régime linéaire classique.

Nous avons représenté, dans le chapitre I, le modèle en mode continu de la machine asynchrone dans le repère tournant de Park d-q sous sa formulation d'état $\dot{X}(t) = AX(t) + BU(t)$. Les inductances de fuite sont considérées constantes. Le modèle de la partie électrique est le suivant :

$$\begin{aligned} \frac{dI_{ds}}{dt} &= \frac{1}{\sigma L_s} \left[-\left(R_s + \frac{L_M^2}{L_r T_r}\right) I_{ds} + \omega_s \sigma L_s I_{qs} + \frac{L_M}{L_r T_r} \Psi_{dr} + \frac{L_M}{L_r} \omega_m \Psi_{qr} + V_{ds} \right] \\ \frac{dI_{qs}}{dt} &= \frac{1}{\sigma L_s} \left[-\left(R_s + \frac{L_M^2}{L_r T_r}\right) I_{qs} - \omega_s \sigma L_s I_{ds} + \frac{L_M}{L_r T_r} \Psi_{qr} - \frac{L_M}{L_r} \omega_m \Psi_{dr} + V_{qs} \right] \\ \frac{d\Psi_{dr}}{dt} &= \frac{L_M}{T_r} I_{ds} - \frac{1}{T_r} \Psi_{dr} + (\omega_s - \omega_m) \Psi_{qr} \\ \frac{d\Psi_{qr}}{dt} &= \frac{L_M}{T_r} I_{qs} + \frac{1}{T_r} \Psi_{qr} - (\omega_s - \omega_m) \Psi_{dr} \end{aligned} \quad (IV.18)$$

$$\begin{aligned} L_s &= L_M + L_{s0} \\ L_r &= L_M + L_{r0} \end{aligned} \quad (IV.19)$$

$$\begin{aligned} [\dot{X}] &= g(X, U, t) \\ X &= [I_{ds} \ I_{qs} \ \Psi_{dr} \ \Psi_{qr}] \\ [U] &= [V_{ds} \ V_{qs}] \end{aligned} \quad (IV.20)$$

De même, le modèle de la partie mécanique est:

$$C_{em} = p \frac{L_M}{L_r} (\Psi_{dr} I_{qs} - \Psi_{qr} I_{ds}) \quad \omega_m = p \Omega_r \quad (IV.21)$$

$$A_m = \begin{bmatrix} -\frac{f}{J} & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad B_m = \begin{bmatrix} \frac{1}{J} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad X_m = \begin{pmatrix} \Omega_r \\ C_r \end{pmatrix} \quad U_m = \begin{pmatrix} C_{em} \\ 0 \end{pmatrix} \quad C_m = \begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (IV.22)$$

IV.4.1.1. Discrétisation de la commande

Les discrétisations du contrôleur à orientation indirecte du flux rotorique F.O.C et du modèle des machines asynchrones à cage sont exposées au chapitre II.

IV.4.1.2. Période d'échantillonnage

Nous nous sommes fixé une période d'échantillonnage de 100 μ s pour la machine biphasée et 300 μ s pour la machine triphasée. Cette valeur permet, d'une part, de respecter le théorème de Shannon pour l'échantillonnage des petits moteurs asynchrones (puissance utile d'une centaine de Watts) dont les constantes de temps les plus rapides sont de l'ordre de 2 à 5 ms. D'autre part, les courants mesurés, ainsi que les tensions de références, grandeurs naturellement alternatives, sont alors reconstituées avec un minimum de dix points par

période si l'on admet un fonctionnement du variateur en survitesse jusqu'à 100 Hz [WES94]. Bien que l'on dispose, à l'heure actuelle, des microprocesseurs très puissants.

Nous choisissons une implantation de l'algorithme de Kalman étendu appliquée à la machine asynchrone dans le référentiel lié au champ tournant :

$$\begin{cases} X_e(k+1) = f(X_e(k), U(k), k) + W(k) \\ y(k) = H(k)X_e(k) + V(k) \end{cases} \quad (IV.23)$$

Avec:

$$f(X_e(k), U(k), k) = \begin{bmatrix} g(X, U, k) \\ \Theta(k) \end{bmatrix} \quad (IV.24)$$

$$\Theta(k) = [R_r^e \quad L_M^e \quad \Omega_r^e]^T$$

Nous déduisons le vecteur d'état à estimer suivant :

$$X_e(k) = [I_{ds}^e \quad I_{qs}^e \quad \Psi_{ds}^e \quad \Psi_{qs}^e \quad R_r^e \quad L_M^e \quad \Omega_r^e]^T \quad (IV.25)$$

Les conditions initiales du vecteur d'état estimé sont fixées à :

$$X_e(0) = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad R_r^* \quad L_M^* \quad 0]^T \quad (IV.26)$$

La fonction f définie dans le système d'équations (IV.23) est :

$$f = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} \left[- \left(R_s + \frac{L_M^2}{L_r T_r} \right) I_{ds}^e + \omega_s \sigma L_s I_{qs}^e + \frac{L_M^e}{L_r T_r} \Phi_{dr}^e + \frac{L_M^e}{L_r} \omega_m^e \Phi_{qr}^e + V_{ds} \right] \\ \frac{1}{\sigma L_s} \left[- \left(R_s + \frac{L_M^2}{L_r T_r} \right) I_{qs}^e - \omega_s \sigma L_s I_{ds}^e + \frac{L_M^e}{L_r T_r} \Phi_{qr}^e - \frac{L_M^e}{L_r} \omega_m^e \Phi_{dr}^e + V_{qs} \right] \\ \frac{L_M^e}{T_r} I_{ds}^e - \frac{1}{T_r} \Phi_{dr}^e + (\omega_s - \omega_m^e) \Phi_{qr}^e \\ \frac{L_M^e}{T_r} I_{qs}^e + \frac{1}{T_r} \Phi_{qr}^e - (\omega_s - \omega_m^e) \Phi_{dr}^e \\ R_r^e \\ L_M^e \\ \omega_m^e \end{bmatrix} \quad (IV.27)$$

Les jacobiennes des fonctions f et h sont :

$$F(k) = \frac{\partial f}{\partial X_e} \quad \text{et} \quad H(k) = \frac{\partial h}{\partial X_e} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad (IV.28)$$

La *Figure (IV-4)* illustre l'algorithme récursif du filtre de Kalman étendu composé des étapes suivantes : La première étape de cet algorithme concerne l'acquisition de la pulsation de glissement, du vecteur de mesures $Y(k)$ et du vecteur de consigne $U(k-1)$. La valeur de $X_e(k, k-1)$ est la meilleure prédiction que nous pouvons faire à cet instant connaissant l'estimé optimal précédant $X_e(k-1, k-1)$. Nous calculons la valeur prédite $X_e^*(k, k-1)$ du vecteur d'état à l'instant k en faisant appel au modèle discret, puis la covariance de l'erreur de prédiction $P^{\nabla}(k, k-1)$. La différence entre la prédiction $Y(k, k-1)$ du vecteur d'état de mesure $Y(k)$ et la mesure réelle est pondérée par le gain de Kalman $K(k, k)$ pour corriger la

prédiction $X_e^*(k, k-1)$ et générer l'estimé optimal $X_e(k, k)$ et la covariance de l'erreur d'estimation $P(k, k)$.

Les bruits w et v sont simulés par des séquences de distribution gaussienne (fonction « *randn* » dans le langage Matlab) qui représentent la combinaison des harmoniques générés par l'onduleur, les bruits des capteurs (tension et courant) et les hypothèses de modélisation. L'estimation du vecteur d'état X_e se fait à partir des mesures du courant et de la tension statoriques

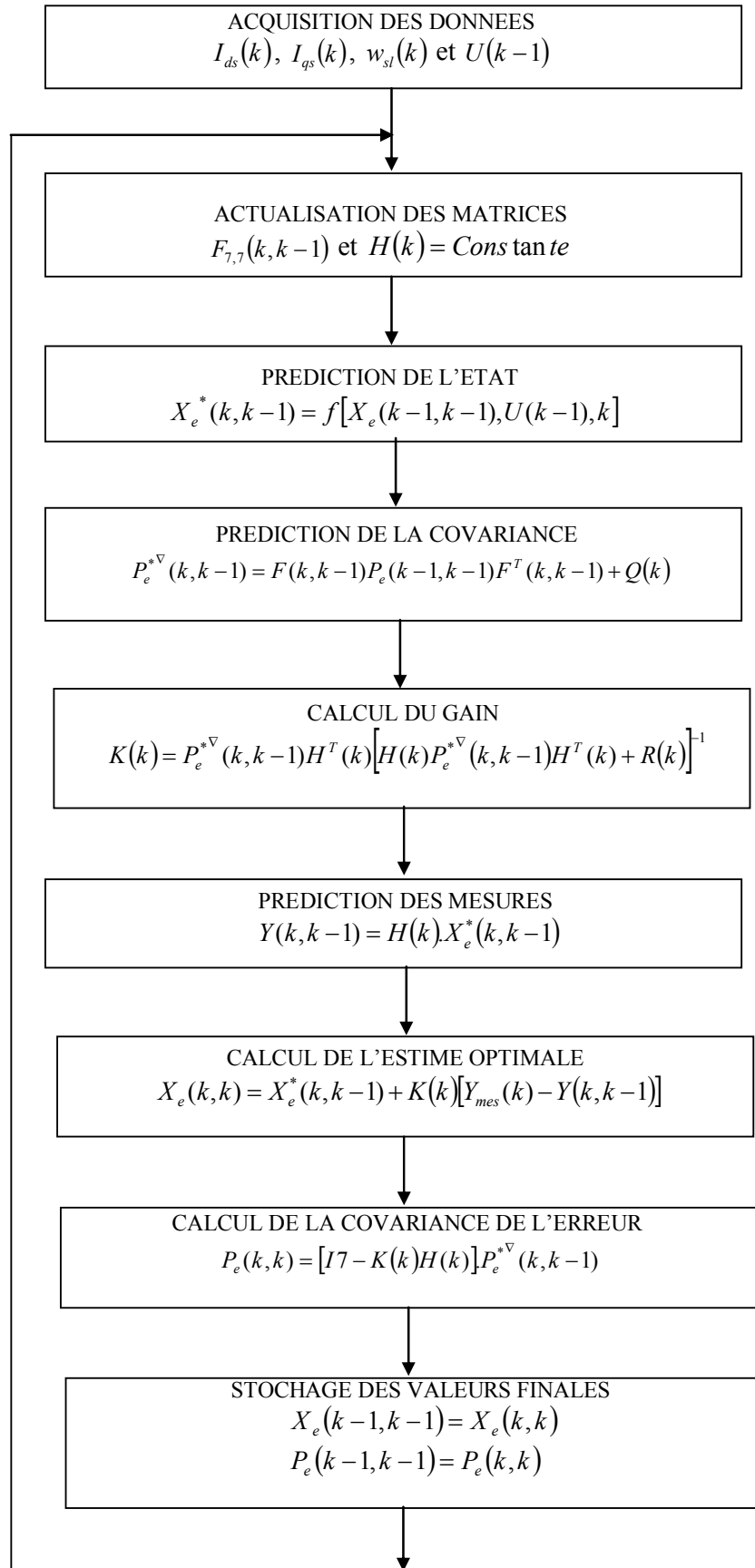


Figure IV-4. Algorithme récursif du filtre de Kalman étendu (E.K.F).

Enfin, le vecteur d'état estimé $X_e(k) = [I_{ds}^e \ I_{qs}^e \ \Psi_{ds}^e \ \Psi_{qr}^e \ R_r^e \ L_m^e \ \Omega_r^e]$ permet d'utiliser :

- Les composantes du flux rotorique (d, q) pour le calcul de la pulsation de glissement ω_{sl} .
- Les courants I_{ds}^e et I_{qs}^e pour assurer les boucles de régulation du courant des deux axes d et q ainsi que le calcul de ω_{sl} .
- La vitesse de rotation angulaire Ω_r^e estimée pour remplacer la vitesse mesurée par le capteur de vitesse. Ceci est illustré par la Figure (IV-5).

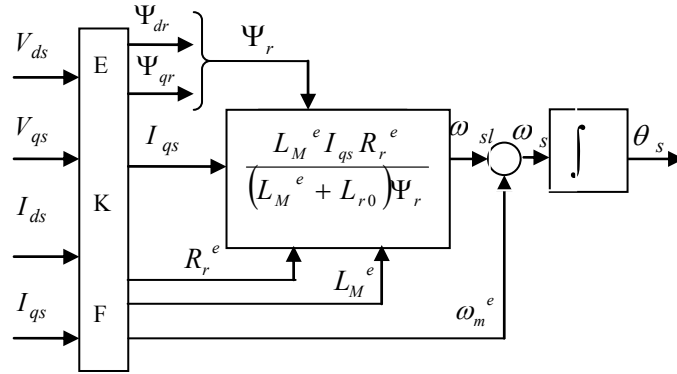


Figure IV-5. Estimation de la position instantanée du vecteur flux rotorique par E.K.F.

La Figure IV-6 schématise la structure du contrôle vectoriel proposée [YAZ06-1], [YAZ06-2]. Ce schéma bloc est constitué d'un F.O.C et d'un estimateur paramétrique basé sur l'algorithme du filtre de Kalman étendu (E.K.F). Nous avons utilisé le F.O.C neuronal élaboré dans le chapitre III pour la commande de la machine asynchrone triphasée et le F.O.C classique pour la commande de la machine biphasée.

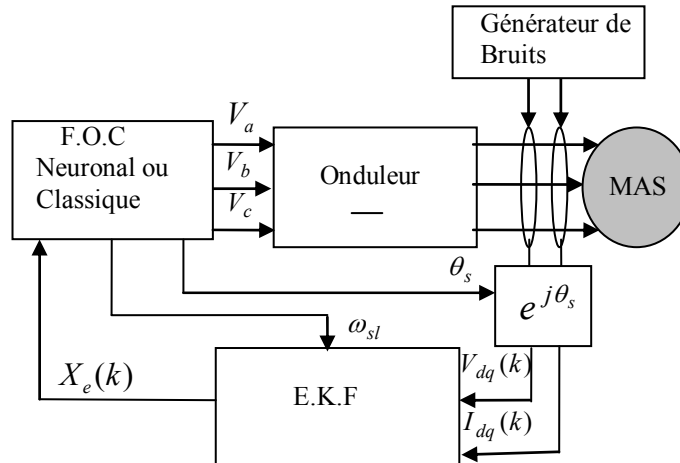


Figure IV-6. Schéma bloc du contrôle vectoriel par E.K.F.

IV.4.1.3. Simulation numérique

Nous avons procédé à la simulation numérique de la commande vectorielle à estimation paramétrique basée sur E.K.F des machines asynchrones, à savoir : la résistance rotorique (augmentation de +50%), l'inductance magnétisante (diminution de 20%) et la vitesse de rotation. Une simulation avec capteur de vitesse, qui consiste à estimer seulement la résistance rotorique et l'inductance magnétisante, est présentée sur la référence [YAZ05]. Cette simulation se présente comme suit :

1. Simulation du contrôle vectoriel à base de la régulation neuronale de la machine asynchrone triphasée à travers l'onduleur à trois niveaux avec la stratégie à deux porteuses. La commande est soumise aux bruits de mesure (Gaussien).
2. Simulation du contrôle vectoriel à base de la régulation classique pour la machine biphasée à travers l'onduleur biphasé. De même que la commande de la MAS triphasée, la commande de la MAS biphasée est soumise aussi aux bruits de mesure Gaussien.

Nous présentons les résultats de simulation obtenus avec les consignes de vitesse suivantes :

- Une consigne à échelon de vitesse de 1000 tr/min puis application du couple de charge, à $t=0.75s$, égal au couple nominal
- Une variation graduelle de la consigne de vitesse de 1500 tr/min à 2100 tr/min à vide, définissant le fonctionnement dans la zone d'affaiblissement du flux.
- Une consigne à échelon de vitesse définissant le fonctionnement à basse vitesse pour montrer la fiabilité de l'estimateur de vitesse (100tr/min pour MAS triphasée et 200 pour la MAS biphasée).

Les matrices de covariances $P(0)$, Q , R et les conditions initiales $X_e(0)$ assurant la stabilité du filtre sont :

✓ Cas de la machine asynchrone triphasée :

$$P(0) = \begin{bmatrix} 5e+8 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 5e+8 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 5e+8 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 5e+8 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 2e+13 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 2e+13 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 5e+18 \end{bmatrix} \quad Q = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1.7e+13 \end{bmatrix}$$

$$R = \begin{bmatrix} 3e+11 & 0 \\ 0 & 3e+11 \end{bmatrix}$$

$$X_e(0) = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad R_r^* \quad L_M^* \quad 0]^T$$

✓ Cas de la machine asynchrone biphasée :

$$P(0) = \begin{bmatrix} 5e+8 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 5e+8 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 5e+8 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 5e+8 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1.5e+16 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1.5e+16 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 5e+21 \end{bmatrix} \quad Q = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1.5e+16 \end{bmatrix}$$

$$R = \begin{bmatrix} 3e+11 & 0 \\ 0 & 3e+11 \end{bmatrix}$$

$$X_e(0) = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad R_r^* \quad L_M^* \quad 0]^T$$

Sur le *Figure (IV-7)*, on remarque que la vitesse de la machine et la vitesse estimée par EKF suivent parfaitement leur référence (les erreurs nulles). La machine possède une bonne dynamique de vitesse ($t_r=0.2s$) et un bon temps de rétablissement, de 0.25s, après sollicitation de la charge. L'onduleur de tension à trois niveaux assure un contrôle vectoriel parfait du fait que les flux (d,q) de la machine et les flux (d,q) estimés par EKF suivent leurs références. L'inductance mutuelle (sous-estimée de 20%) et la résistance rotorique (sur-estimée de 50%) sont identifiées avec exactitude. Le courant de phase représenté en agrandissement, malgré les bruits de mesure, suit correctement le courant estimé qui est filtré par EKF.

Les *Figures (IV-8 et IV-9)* représentent respectivement le fonctionnement dans la zone d'affaiblissement du flux et le fonctionnement à basse vitesse. Dans le premier point de

fonctionnement, on remarque que toutes les grandeurs (réelles et estimée) suivent leurs références, toutefois, on enregistre une erreur de 0.03Ω sur l'estimation de la résistance rotorique. Dans le deuxième point, la régulation neuronale joue un rôle très important dans le contrôle vectoriel à basse vitesse (100tr/min). Les vitesses de rotation (réelle et estimée) sont très bien contrôlées par le contrôleur neuronal et les différentes grandeurs répondent d'une manière efficace à la sollicitation du couplage de la charge et à la variation de la consigne de vitesse.

Les *Figures (IV-10, IV-11 et IV-12)* représentent les résultats de simulation de la MAS biphasée à régulation classique. On peut faire, dans certains cas, les mêmes constations et d'autres cas, on remarque que les différentes grandeurs, surtout la vitesse de rotation, présentent plus d'ondulations (alimentation à travers un onduleur à deux niveaux). Toutefois, on constate que la quadrature des courants (réels et estimés) des deux phases est bien assurée et en revanche, on enregistre des erreurs sur l'estimation de la résistance rotorique: 15.7Ω (*Figure IV-10*), 25.7Ω (*Figure IV-11*) et 25.7 (*Figure IV-12*).

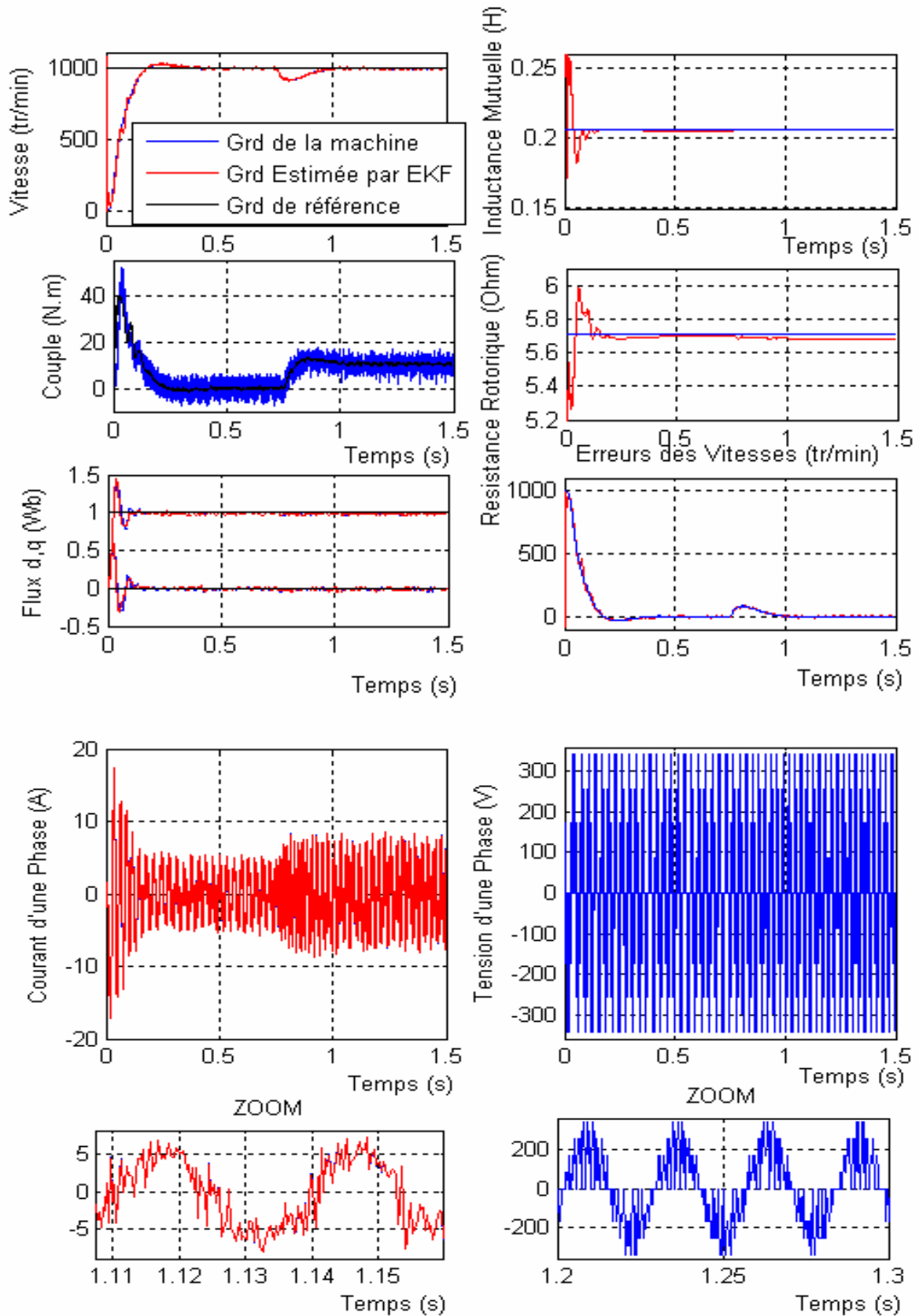


Figure IV-7. Résultats de simulation de la commande vectorielle à régulation neuronale et estimation paramétrique par EKF de la MAS triphasée en régime linéaire à travers l'onduleur à trois niveaux (Echelon de la consigne de vitesse de 1000 tr/min).

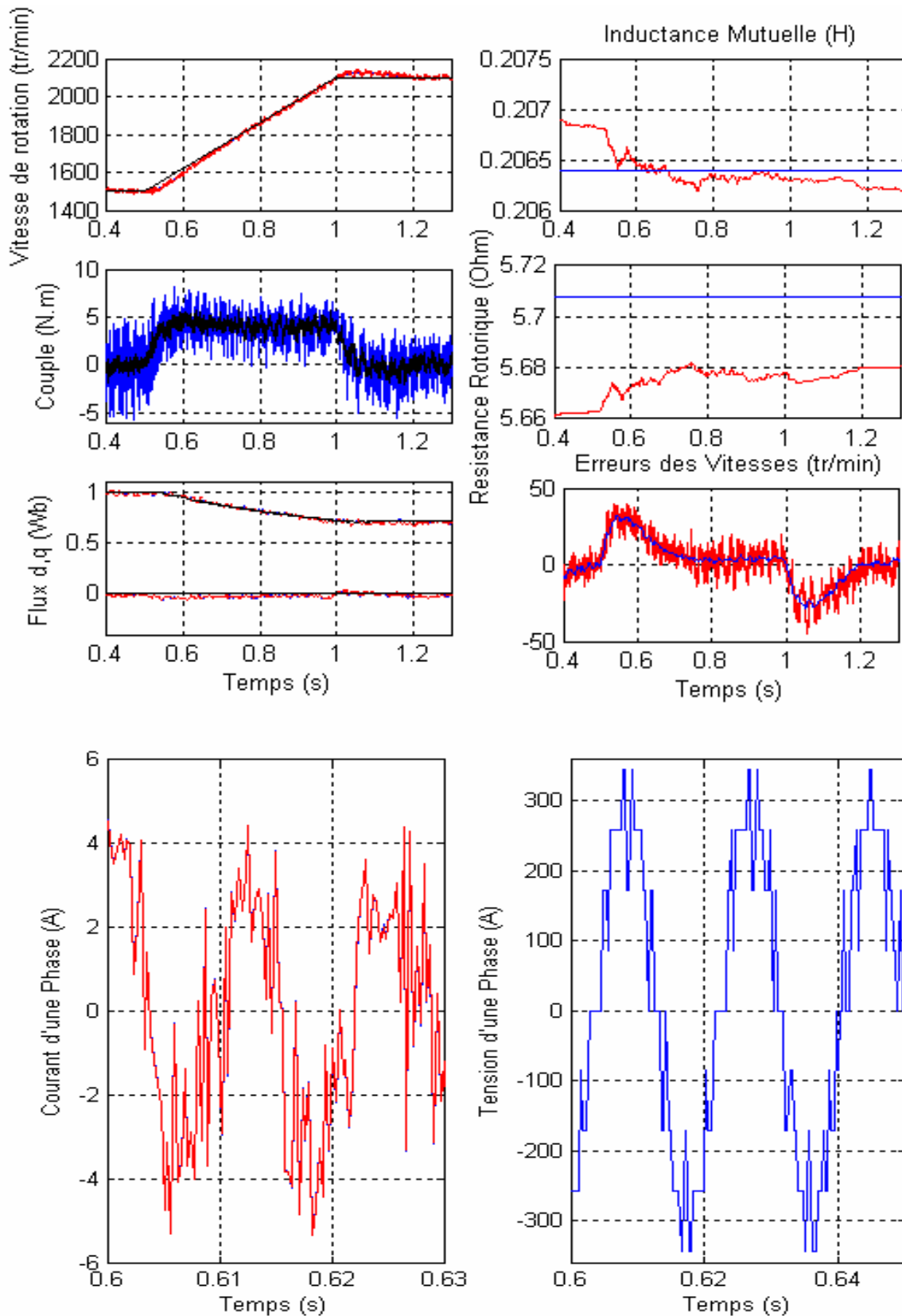


Figure IV-8. Résultats de simulation de la commande vectorielle à régulation neuronale et estimation paramétrique par EKF de la MAS triphasée en régime linéaire dans la zone d'affaiblissement du flux à travers l'onduleur à trois niveaux (Variation graduelle de la consigne de vitesse de 1500 tr/min à 2100 tr/min).

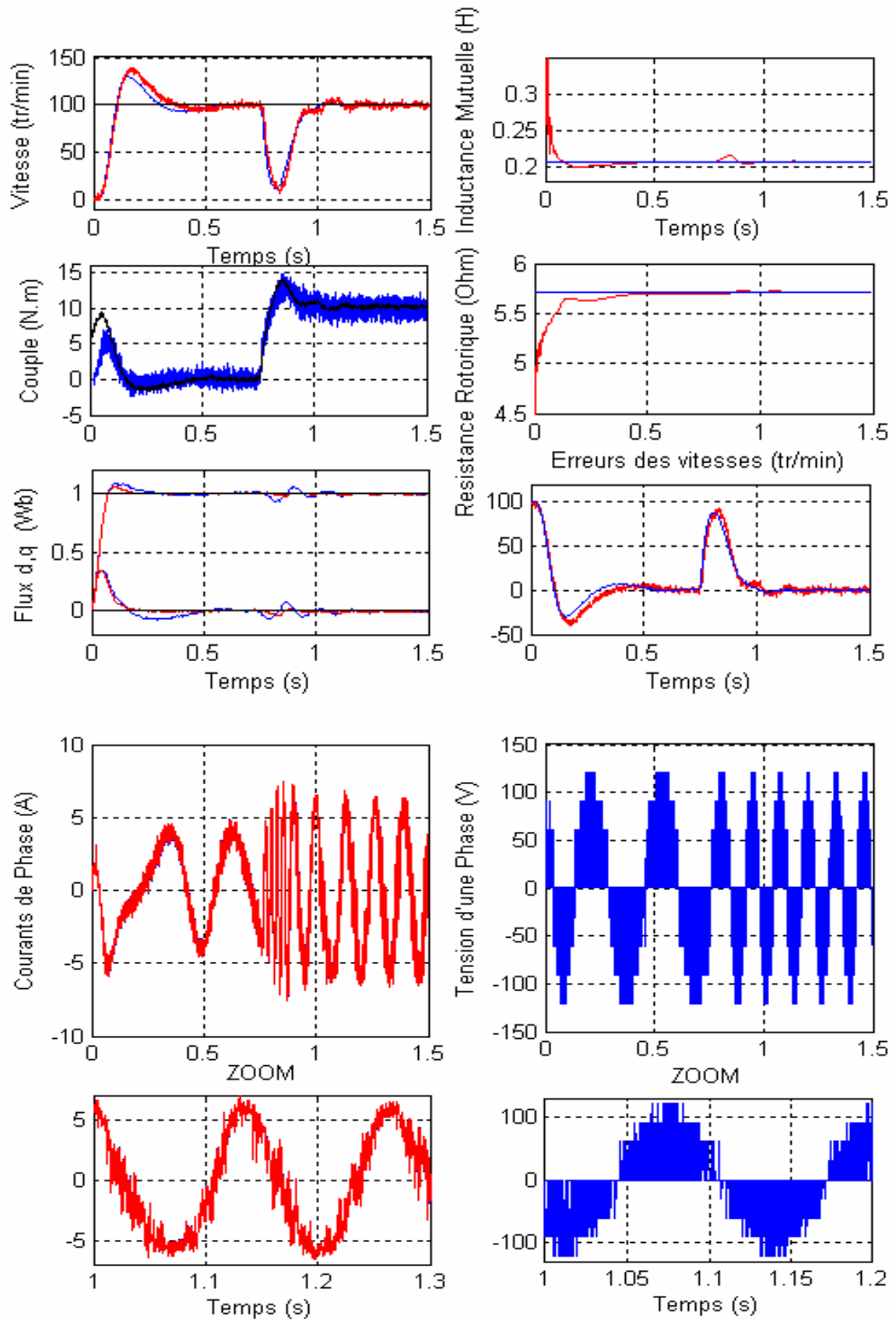


Figure IV-9. Résultats de simulation de la commande vectorielle à régulation neuronale et estimation paramétrique par EKF de la MAS triphasée en régime linéaire à travers l'onduleur à trois niveaux (Echelon de la consigne de vitesse de 100 tr/min).

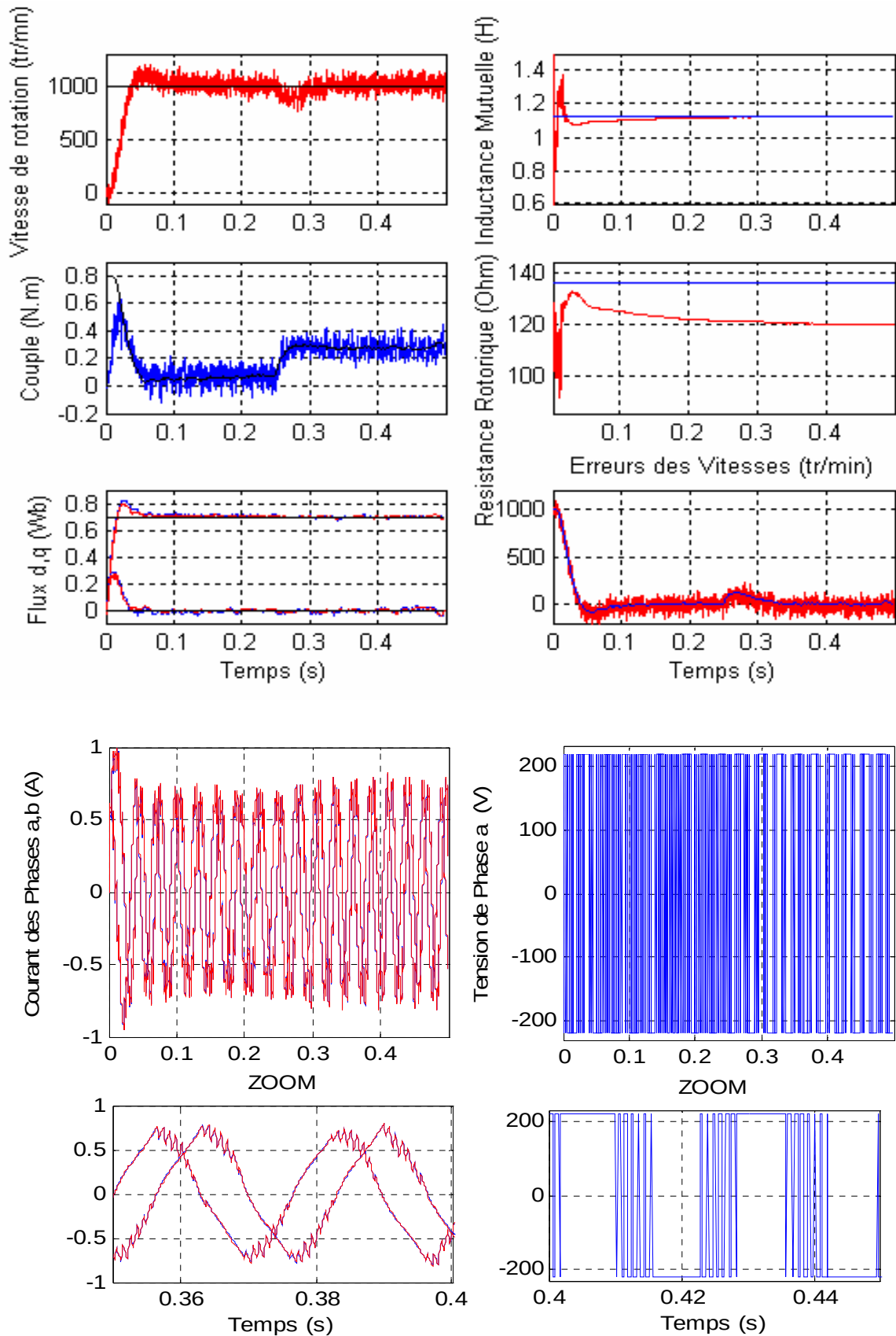


Figure IV-10. Résultats de simulation de la commande vectorielle à régulation classique et estimation paramétrique par EKF de la MAS biphasée en régime linéaire à travers l'onduleur à deux niveaux biphasé (Echelon de la consigne de vitesse de 1000 tr/min).

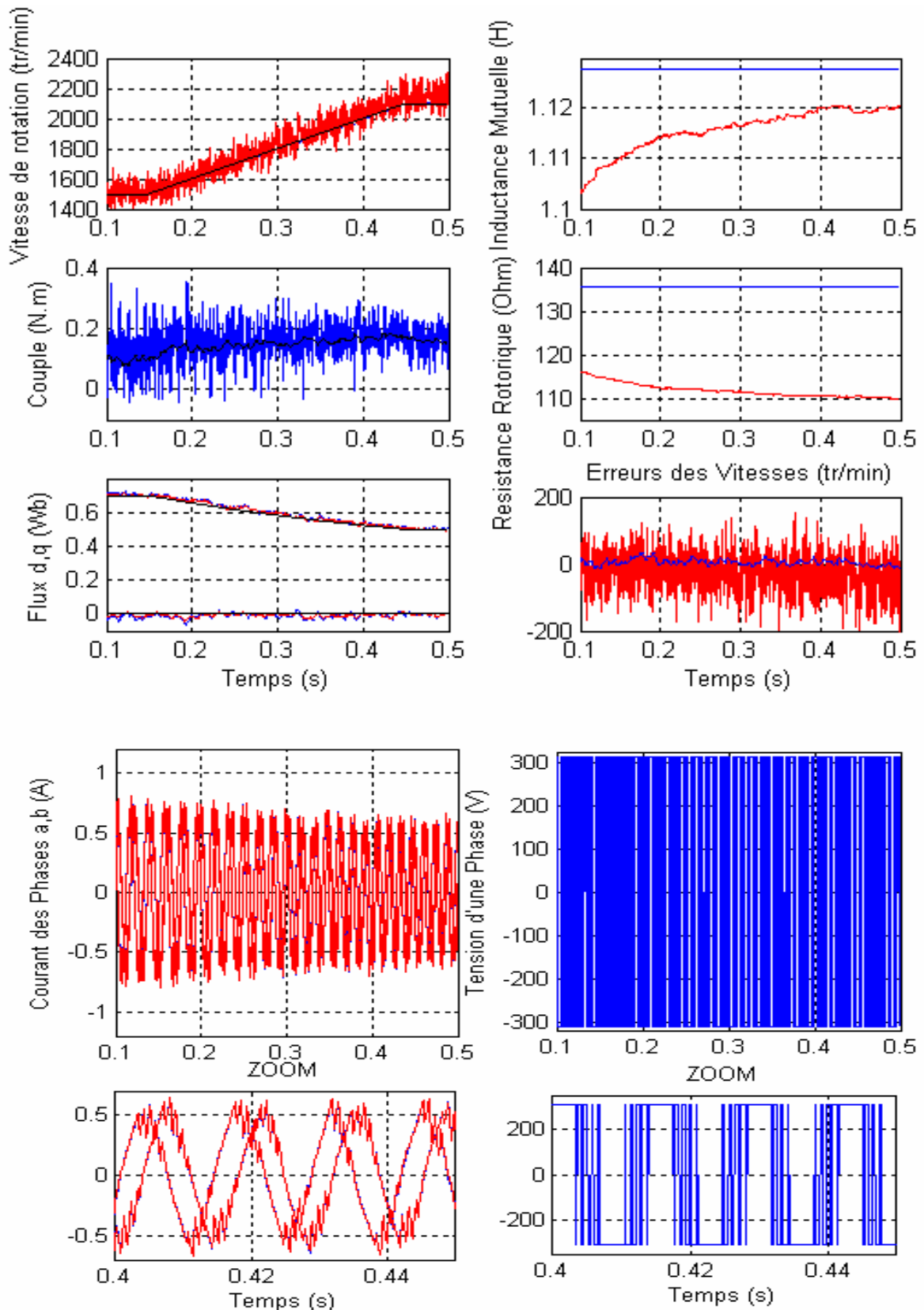


Figure IV-11. Résultats de simulation de la commande vectorielle à régulation classique et estimation paramétrique par EKF de la MAS biphasée en régime linéaire dans la zone d'affaiblissement du flux à travers l'onduleur à deux niveaux biphasé (Variation graduelle de la consigne de vitesse de 1500 tr/min à 2100 tr/min).

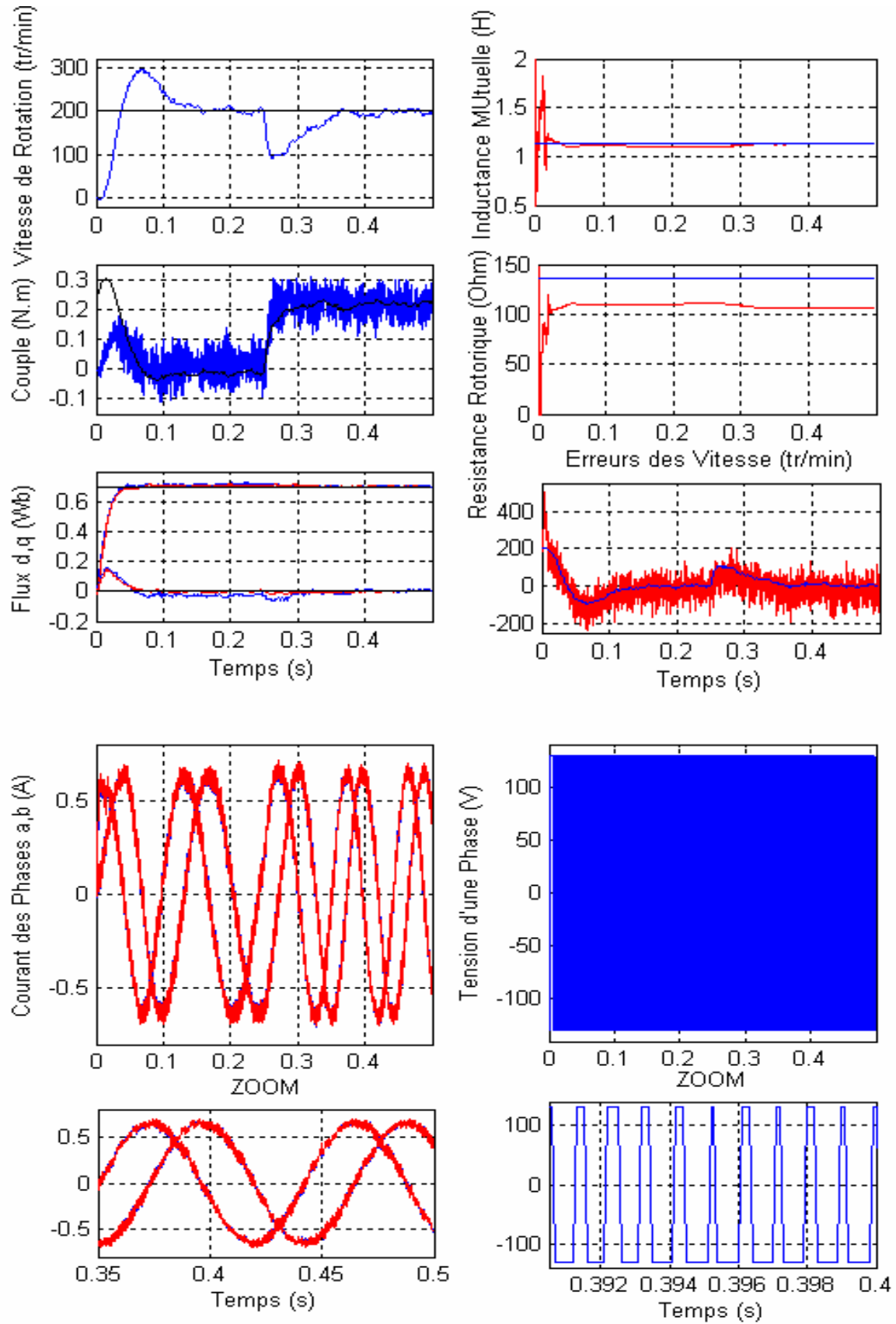


Figure IV-12. Résultats de simulation de la commande vectorielle à régulation classique et estimation paramétrique par EKF de la MAS biphasée en régime linéaire à travers l'onduleur à deux niveaux biphasé (Echelon de la consigne de vitesse de 100 tr/min).

IV.4.2. Application EKF à la commande vectorielle de la machine asynchrone triphasée en régime saturé.

Nous avons, dans le chapitre II, évoqué la dégradation des performances du contrôle vectoriel aussi bien en régime statique qu'en régime dynamique lorsque la machine fonctionne dans la zone de saturation. En revanche, le contrôle vectoriel à haute performance n'est obtenu que si la compensation de la saturation magnétique est assurée avec exactitude du fait que, d'une part, le bloc F.O.C dépend des paramètres de la machine et d'autre part, cette commande se repose sur la courbe $L_M = f(\Psi_m)$ issue de la caractéristique de magnétisation $\Psi_m = f(I_m)$. Les algorithmes intelligents utilisés en chapitre III, tels que les réseaux de neurones et la logique floue, appliqués à la commande vectorielle en régime saturé tiennent compte de l'exactitude de la caractéristique de magnétisation.

Dans la littérature, plusieurs références sont inscrites dans ce contexte et en particulier, les travaux de recherche de E. LEVI [LEVI99], [LEVI00], [LEVI02]. Ces travaux traitent, dans la zone d'affaiblissement du flux, le contrôle vectoriel indirect en régime saturé. Il a été établi qu'une réduction du flux rotorique mène à une augmentation de l'inductance de magnétisation, ceci exige l'identification avec exactitude de la caractéristique de magnétisation inverse $I_m = f(\Psi_m)$:

Dans [LEVI99], la caractéristique de magnétisation inverse est déterminée à l'aide d'une fonction analytique qui exige, d'une part, la mesure en un seul essai des courants statorique à vide et à basse vitesse (100 tr/min) et d'autre part, la connaissance des inductances de fuite statorique et rotorique ainsi que la constante de temps rotorique, identifiées au préalable.

Le travail de la référence [LEVI00] se présente comme une étendue du travail de la référence précédente. En se basant sur deux paramètres inconnus déterminés a priori, la fonction analytique permettant d'identifier la caractéristique de magnétisation inverse, est réduite et simplifiée. Cette identification est, en un seul essai à vide, effectuée sur la base de mesure de la composante fondamentale de la tension statorique à diverses vitesses de fonctionnement dans la région d'affaiblissement du flux. De même, cette méthode d'identification exige la connaissance du courant magnétisant nominal et de l'inductance de fuite statorique. Enfin, [LEVI02] propose une méthode dont l'estimation de la vitesse se fait par MRAS et l'identification de l'inductance mutuelle à l'aide de la caractéristique de magnétisation inverse proposée dans [LEVI99]. Cette caractéristique est incorporée dans le contrôleur F.O.C. pour compenser la saturation magnétique. [RUF94], [RUF96] proposent une approche d'identification basée sur la méthode des moindres carrés récursifs qui exige la mesure des courants seulement, néanmoins, l'exactitude de cette méthode se détériore au dessous d'une certaine valeur du courant magnétisant.

Pour notre part, nous présentons une méthode d'identification en ligne des paramètres et en particulier, l'inductance mutuelle permettant de tracer la caractéristique $L_M = f(\Psi_m)$ incorporée dans le contrôleur F.O.C neuronal. Cette méthode se base sur l'application du filtre de Kalman étendu. La machine asynchrone triphasée se présente comme un système fortement non linéaire en tenant compte à la fois de la non linéarité de la caractéristique de magnétisation et de l'effet de cross saturation.

IV.4.2.1. Modèle de la machine asynchrone triphasée

Nous avons représenté, dans le chapitre I, le modèle en mode continu de la partie électrique

$\dot{X}(t) = AX(t) + BU(t)$ de la machine asynchrone en régime saturé dans le repère tournant (d, q).

Le vecteur d'état : $X = [I_{ds} \ I_{qs} \ I_{dr} \ I_{qr}]$. Les inductances de fuite sont considérées constantes. Le modèle est le suivant :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_s L_s & 0 & -\omega_s L_M \\ \omega_s L_s & R_s & \omega_s L_M & 0 \\ 0 & -\omega_{s1} L_M & R_r & -\omega_{s1} L_r \\ \omega_{s1} L_M & 0 & \omega_{s1} L_r & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{ds} & M_{dq} & M_d & M_{dq} \\ M_{dq} & L_{qs} & M_{dq} & M_q \\ M_d & M_{dq} & L_{dr} & M_{dq} \\ M_{dq} & M_q & M_{dq} & L_{qr} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix}$$

$$R = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_s L_s & 0 & -\omega_s L_M \\ \omega_s L_s & R_s & \omega_s L_M & 0 \\ 0 & -\omega_{s1} L_M & R_r & -\omega_{s1} L_r \\ \omega_{s1} L_M & 0 & \omega_{s1} L_r & R_r \end{bmatrix} \text{ et } L = \begin{bmatrix} L_{ds} & M_{dq} & M_d & M_{dq} \\ M_{dq} & L_{qs} & M_{dq} & M_q \\ M_d & M_{dq} & L_{dr} & M_{dq} \\ M_{dq} & M_q & M_{dq} & L_{qr} \end{bmatrix} \quad (IV.29)$$

Sachant que : $[A] = -[L]^{-1}[R]$ et $[B] = [L]^{-1}$ (IV.30)

Comme nous l'avons déjà signalé, ce modèle doit être discrétisé. Pour cela, nous appliquons l'équation (II.41) ainsi que la discrétisation de la partie mécanique (II.42). Ceci est défini au chapitre II

Concernant le modèle de Kalman, nous choisissons une implantation de l'algorithme de Kalman étendu appliquée à la machine asynchrone triphasé dans le repère tournant (d,q). Cet algorithme est défini précédemment par les équations (IV.23), (IV.24), (IV.25), (IV.27) et (IV.28). Le changement s'opère dans les conditions initiales. Nous fixons le vecteur d'état estimé aux valeurs suivantes :

$$X_e(0) = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad R_r^* \quad 0.31 \quad 0]^T \quad (IV.31)$$

La valeur initiale de l'inductance magnétisante est tirée de la caractéristique interpolée. Cette inductance est définie au chapitre II par l'équation $L_M(\Psi_M)$ et représentée par la Figure II.10.

IV.4.2.2. Simulation numérique de l'application EKF à la commande vectorielle de la machine asynchrone triphasée en régime saturé.

Nous avons procédé à la simulation numérique de la commande vectorielle à estimation paramétrique basée sur E.K.F de la machine asynchrone triphasée, à savoir : la résistance rotorique (augmentation de +50%), la vitesse de rotation et l'inductance magnétisante définie par la non-linéarité de la caractéristique de magnétisation $\Psi_M(I_M)$.

Cette simulation se présente comme suit :

1. Simulation du contrôle vectoriel à base de la régulation neuronale de la machine asynchrone triphasée en régime saturé pour une alimentation parfaitement sinusoïdale (onduleur est modélisé par une fonction de transfert à gain unitaire). La commande n'est pas soumise aux bruits de mesure (Gaussien).
2. Simulation du contrôle vectoriel à base de la régulation neuronale de la machine asynchrone triphasée en régime saturé à travers l'onduleur à trois niveaux avec la stratégie à deux porteuses. De même, la commande n'est pas soumise aux bruits de mesure (Gaussien).

Nous présentons les résultats de simulation obtenus avec les consignes de vitesse, appliquées dans le cas linéaire.

Les matrices de covariances $P(0)$, Q , R et les conditions initiales $X_e(0)$ assurant la stabilité du filtre sont :

$$P(0) = \begin{bmatrix} 5e+8 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 5e+8 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 5e+8 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 5e+8 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 3e+14 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 3e+14 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1e+15 \end{bmatrix} \quad Q = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1.7e7 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1.7e7 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 3e14 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1.7e+13 \end{bmatrix}$$

$$R = \begin{bmatrix} 1e+11 & 0 \\ 0 & 1e+11 \end{bmatrix} \quad X_e(0) = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad R_r^* \quad 0.31 \quad 0]^T$$

Sur la *Figure (IV-13)*, on remarque que, hormis la phase de démarrage où la vitesse estimée présente certaines oscillations, les deux vitesses (la vitesse de la machine et la vitesse estimée par EKF) suivent parfaitement leur référence (les erreurs nulles). La machine conserve la même dynamique obtenue dans le cas linéaire. L'application du EKF est efficace, car il assure un contrôle vectoriel parfait du fait que les flux (d,q) de la machine et les flux (d,q) estimés par EKF suivent leurs références. L'inductance mutuelle, dont les variations lui sont imposées par la caractéristique $\Psi_M(I_M)$ suit, hormis la phase de démarrage qui dure 0.2s, parfaitement l'évolution de l'inductance de la machine. Le bien fondé de cette approche est illustré sur la *Figure (IV-15)*, montre l'inductance mutuelle (magnétisante) identifiée en ligne avec exactitude. La résistance rotorique (sur-estimée de 50%), à son tour, est identifiée avec exactitude après 0.2s.

Dans le chapitre III, la commande vectorielle saturée est assise sur l'exactitude de l'interpolation de la caractéristique $L_M(\Psi_M)$, alors, de cette approche (application de EKF à la commande vectorielle de la MAS triphasée en régime saturé), on identifie en ligne cette caractéristique ainsi que la caractéristique de magnétisation $\Psi_M(I_M)$. Ceci est illustré sur la *Figure (IV-14)*.

Les figures (IV-15 et IV-16) représentent respectivement le fonctionnement dans la zone d'affaiblissement du flux et le fonctionnement à basse vitesse. Dans le premier point de fonctionnement, on remarque que toutes les grandeurs (réelles de la machine et estimées par EKF) suivent leurs références, tandis que, le couple est ondulé. Ceci pourrait être annulé, en ajustant les matrices de covariances. Toutefois, on enregistre, au moment de l'augmentation de vitesse, une erreur de 0.2 Ω sur l'estimation de la résistance rotorique qui sera immédiatement compensée. Concernant le deuxième point de fonctionnement, la régulation neuronale joue un rôle très important dans le contrôle vectoriel en régime saturé à basse vitesse (100tr/min), du fait que, les vitesses de rotation (réelle et estimée) sont très bien contrôlées par le contrôleur neuronal et les différentes grandeurs répondent d'une manière efficace à la sollicitation de la charge ou bien à la variation de la consigne de vitesse.

La *Figure (IV-17)* représente les résultats de simulation du contrôle vectoriel à base de la régulation neuronale de la MAS triphasée en régime saturé alimentée à travers l'onduleur à trois niveaux avec la stratégie à deux porteuses. Ces résultats de simulation sont semblables à ceux de la *Figure (IV-14)*, cependant, on peut faire les constations suivantes :

Le couple qui présente des ondulations du fait que l'alimentation est assurée par l'onduleur réel à trois niveaux.

Les flux des axes « d » et « q » suivent, certes, leurs références mais, présentent des oscillations à amplitudes faibles durant la phase du couplage de la charge.

Les courants de phase, l'un estimé par EKF et l'autre traverse une phase de la machine, sont en phase et de même allure.

Par contre, la différence de taille se situe dans l'estimation de la résistance rotorique, vue qu'elle présente une erreur importante et n'arrive pas à converger à 0.2 (s).

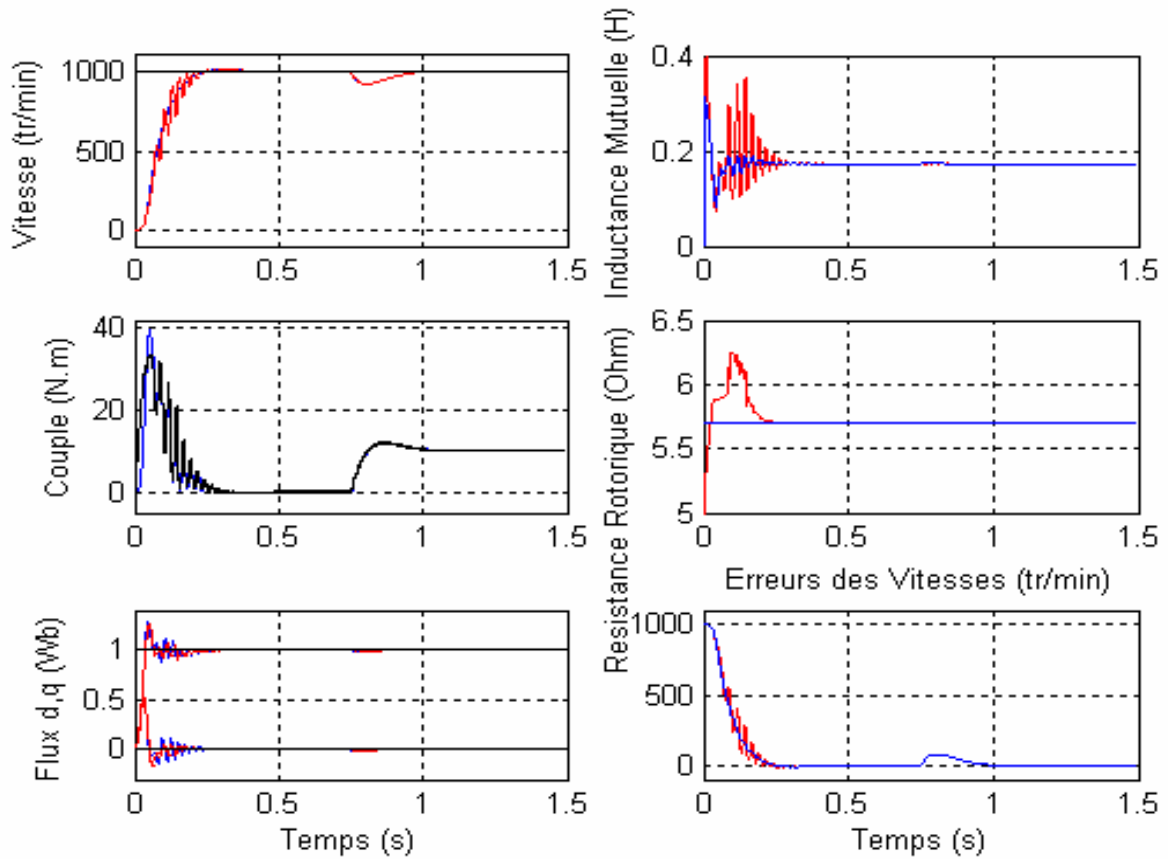


Figure IV-13. Résultats de simulation de la commande vectorielle à régulation neuronale et estimation paramétrique par EKF de la MAS triphasée en régime saturé à alimentation parfaitement sinusoïdale (Echelon de la consigne de vitesse de 1000 tr/min).

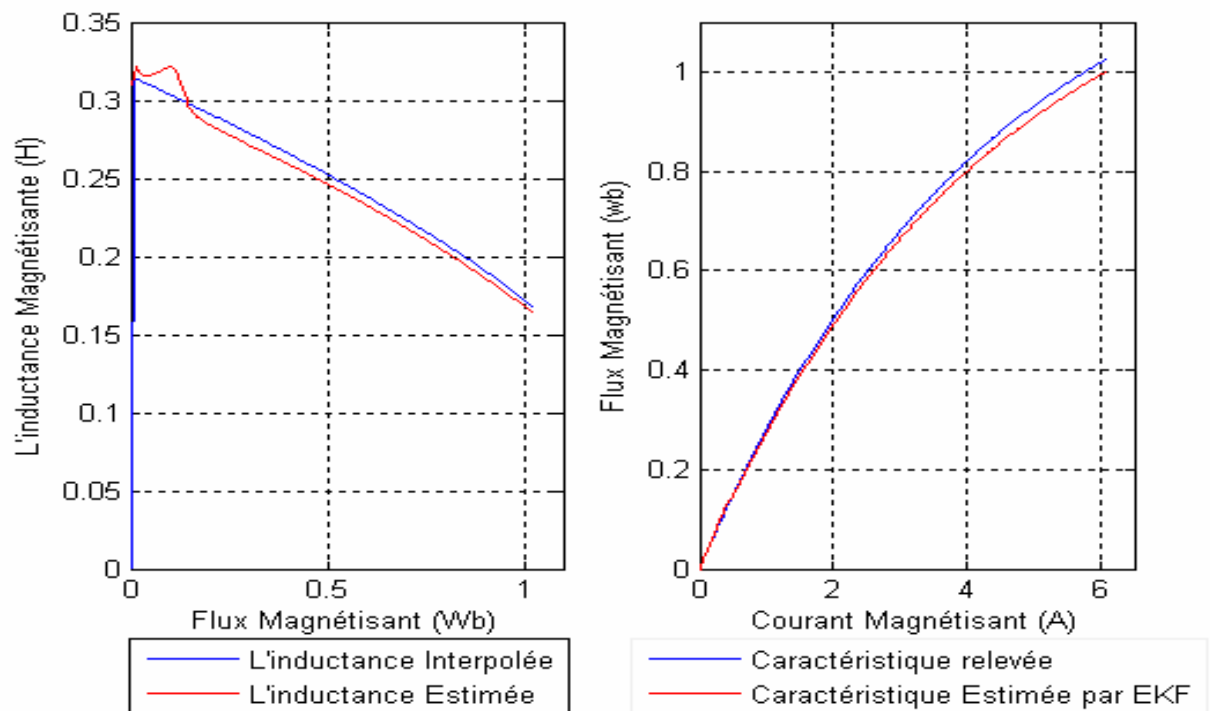


Figure IV-14. Identification par EKF de la caractéristique $L_M(\Psi_M)$ et de la caractéristique de magnétisation $\Psi_M(I_M)$.

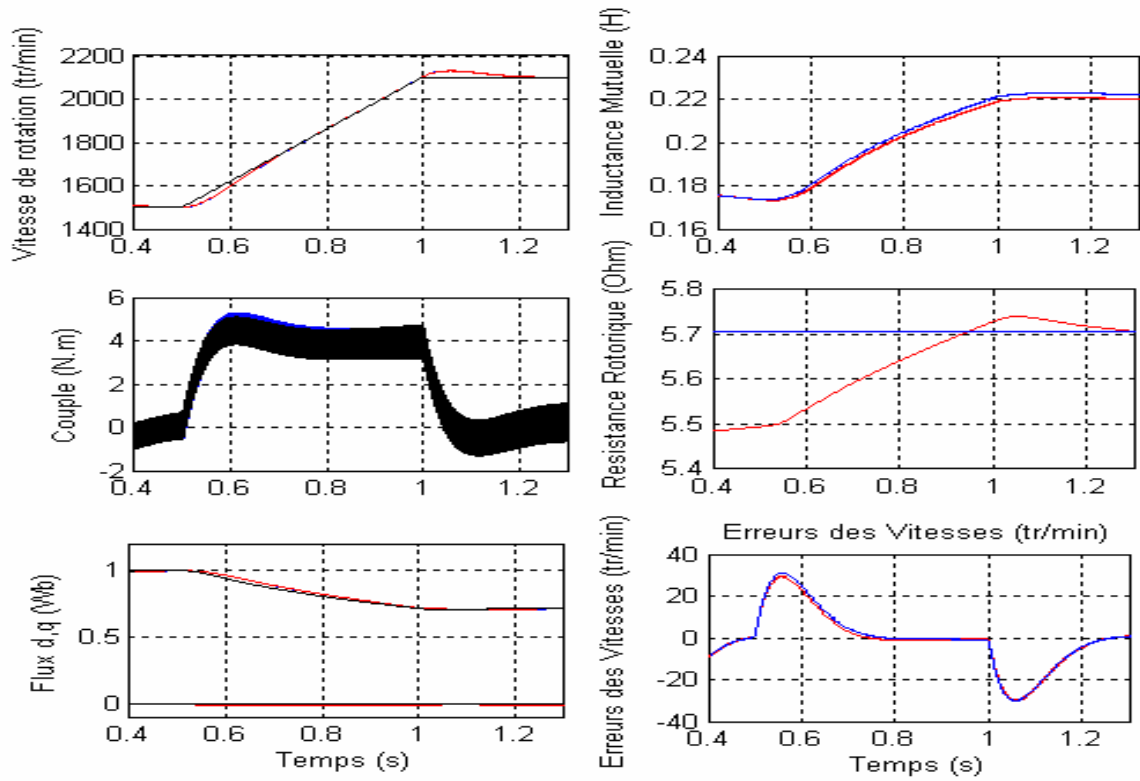


Figure IV-15. Résultats de simulation de la commande vectorielle à régulation neuronale et estimation paramétrique par EKF de la MAS triphasée en régime saturé dans la zone d'affaiblissement du flux à alimentation sinusoïdale (Variation graduelle de la consigne de vitesse de 1500 tr/min à 2100 tr/min).

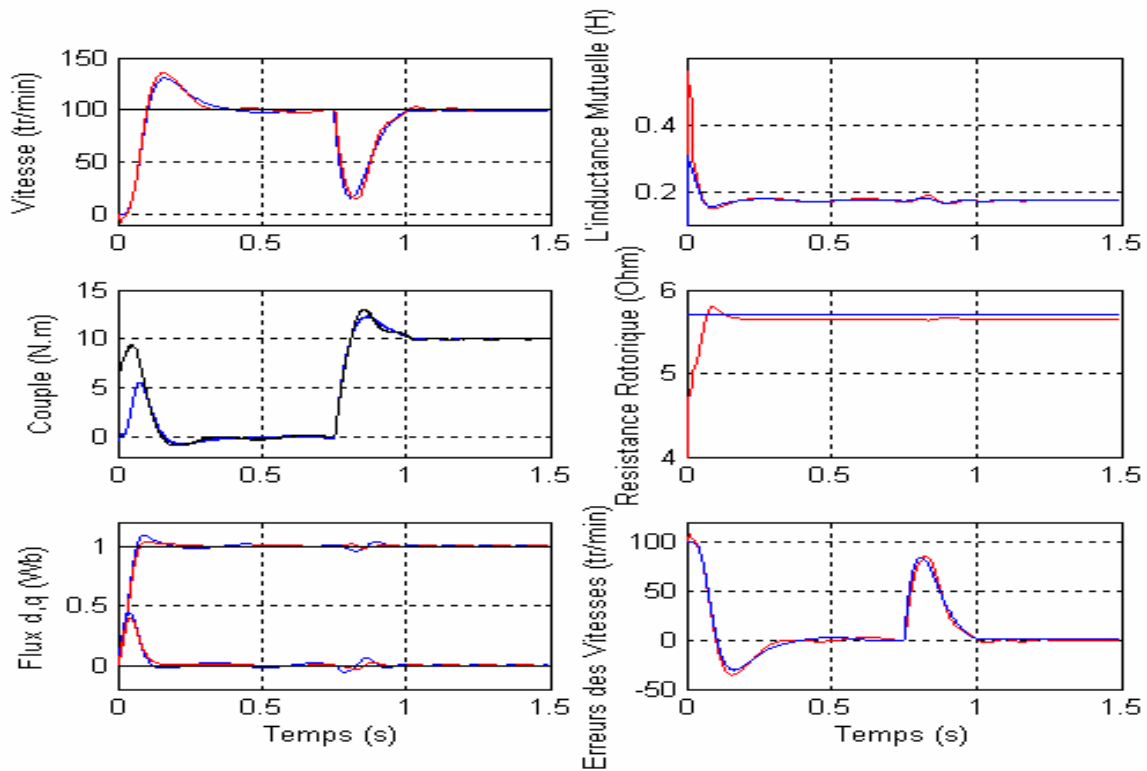


Figure IV-16. Résultats de simulation de la commande vectorielle à régulation neuronale et estimation paramétrique par EKF de la MAS triphasée en régime linéaire à travers l'onduleur à trois niveaux (Echelon de la consigne de vitesse de 100 tr/min).

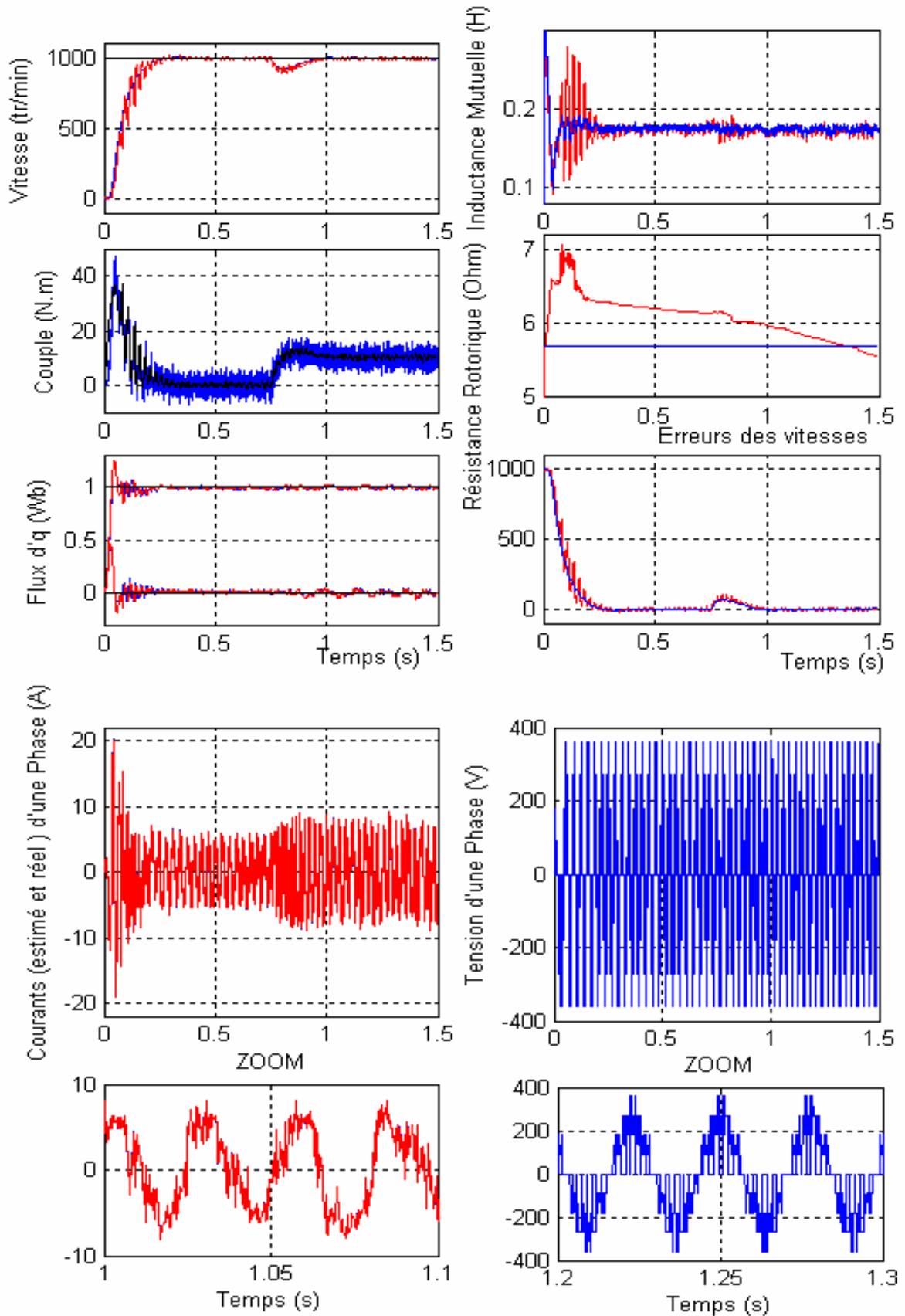


Figure IV-17. Résultats de simulation de la commande vectorielle à régulation neuronale et estimation paramétrique par EKF de la MAS triphasée en régime saturé alimentée à travers l'onduleur à trois niveaux (Echelon de la consigne de vitesse de 1000 tr/min).

IV.5. CONCLUSION

Un état de l'art a été dressé sur les techniques de commande à estimation paramétrique et en particulier, la commande vectorielle sans capteur mécanique. Celle-ci est en pleine évolution. Si le contrôle pour des vitesses élevées ne pose plus de problème, il n'en est pas de même pour les faibles vitesses et le positionnement. La bibliographie sélectionnée n'a pas l'ambition d'être exhaustive. Elle donne une idée sur un certain nombre de travaux existants et, surtout, confirme que l'estimation paramétrique et la commande sans capteur mécanique sont reconnues comme un problème crucial de la commande vectorielle des machines asynchrones. Pour palier au problème de dégradation des performances en commande vectorielle de la MAS en régime saturé, dues aux variations paramétriques et aux bruits de mesure et de l'environnement, nous avons fait appel à l'observateur stochastique non linéaire qui est le « filtre de Kalman étendu ».

Dans un premier temps, nous avons appliqué le filtre de Kalman étendu au contrôle vectoriel en régime linéaire classique des machines asynchrones (triphasee et biphasée), alimentées à travers des onduleurs de tension, et ceci dans le but, d'estimer en ligne la résistance rotorique, l'inductance mutuelle et la vitesse de rotation. Nous avons opté pour la régulation classique concernant la commande de la MAS biphasée et la régulation neuronale pour la commande de la MAS triphasée. Certes, l'approche développée est de dimension élevée (7×7) mais elle reste réalisable et efficace du fait qu'on utilise, actuellement, des microprocesseurs très puissants pour remédier au problème de temps de calcul.

Ensuite, pour valider le bien fondé de l'approche suscitée, nous avons considéré la MAS triphasée, dont la commande est à base de la régulation neuronale, comme un système fortement non-linéaire en considérant la saturation magnétique (non-linéarité de la courbe de magnétisation et l'effet d'inter-saturation). Les résultats de simulation montrent que, lors de fonctionnement dans de grandes proportions (fonctionnement en zone d'affaiblissement du flux et à basses vitesses), cette méthode à base de EKF et les réseaux de neurones ainsi que l'onduleur à trois niveaux présente une alternative intéressante permettant de s'affranchir de ces imperfections (effets de la saturation suscités).

CONCLUSION GENERALE

Les travaux présentés dans notre étude portent sur le développement des lois de commande des machines asynchrones à cage (MAS), alimentées par des onduleurs de tension à MLI. On s'est particulièrement intéressé à la stratégie de contrôle vectoriel indirect par orientation du flux rotorique (IRFO). L'objectif est de montrer que l'association MAS-Alimentation peut répondre à la commande à haute performance. Il faut pour cela montrer que la méthode de régulation choisie permet d'améliorer la robustesse vis-à-vis des variations des paramètres du modèle de la machine car leur mesure n'est pas aisée sachant que ces derniers varient avec la température et/ou avec l'état magnétique (phénomène non linéaire), ou tout simplement que le modèle utilisé n'est qu'une représentation approximative de la réalité physique. Il faut montrer aussi l'insensibilité, de la stratégie de contrôle choisie, aux bruits de mesures et de l'environnement avec le maintien des performances obtenues lors du fonctionnement sans capteur de vitesse.

Nous avons donc commencé notre travail par la modélisation, dans un repère diphasé de Park (d, q), des machines asynchrones à cage : tel que la machine triphasée, biphasée (symétrique et dissymétrique) et monophasée à condensateur permanent (symétrique et dissymétrique). L'analyse des résultats de simulation des différentes grandeurs de ces machines a tourné en faveur des machines asynchrones triphasée et biphasée symétrique. Celles-ci sont prédisposées à assurer une bonne dynamique de contrôle du couple. Ensuite, pour ces deux types de machines, nous avons pris en compte la saturation magnétique dans les modèles diphasés de Park (d, q) en considérant l'hypothèse de la répartition sinusoïdale des f.m.m dans l'entrefer ce qui nous amène à négliger les harmoniques d'espace supplémentaires introduits par la saturation. La prise en compte de ce phénomène fortement non linéaire dans ces modèles se caractérise, d'une part, par l'introduction des inductances statique et dynamique issues de la caractéristique de magnétisation et d'autre part, par l'effet d'inter-saturation. Les résultats de simulation des machines asynchrones, associées ou non à un convertisseur statique, ont montré l'impact de ces effets de la saturation magnétique sur le comportement des machines asynchrones aussi bien en régime transitoire qu'en régime permanent.

Une fois que les modèles des machines asynchrones (triphasée et biphasée symétrique) sont établis, nous les avons utilisés dans le contrôle vectoriel à orientation du flux rotorique (IRFO) dans sa formulation continue-discrète. Dans un premier temps, nous avons commencé par la régulation classique où les régulateurs des boucles de vitesse et de courants sont des correcteurs de type proportionnel intégral dont les coefficients (paramètres) sont fixés et calculés en introduisant les valeurs d'inductances cycliques du point nominal. Ensuite, nous nous sommes intéressés à la prise en compte du phénomène de la saturation magnétique dans la loi de commande vectorielle de la machine asynchrone. Après avoir associé la commande vectorielle linéaire au modèle saturé de la machine pour montrer sa sensibilité à la variation du niveau de saturation, nous avons développé les équations permettant d'établir une commande vectorielle non linéaire. Nous l'avons désigné par «commande vectorielle

indirecte saturée à orientation du flux rotorique (IRFOS) ». Elle a permis, avec une prise en considération de l'effet d'inter saturation, l'amélioration des réponses statique et dynamique. Nous avons, concernant la commande de la MAS triphasée, montré les avantages de la commande (IRFOS) à travers l'onduleur de tension triphasé à trois niveaux utilisant la stratégie à deux porteuses par rapport à celle alimentée à travers l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux. La première exploite l'état magnétique de la machine au maximum et offre de bonnes performances soit dans le fonctionnement à flux constant soit dans le fonctionnement dans la zone d'affaiblissement du flux (fonctionnement en survitesse). En dépit de ces performances dynamiques et statiques obtenues, cette commande (IRFOS) à base de la régulation classique est sensible aux variations paramétriques.

Afin d'améliorer la robustesse vis-à-vis des perturbations internes et externes ainsi que les performances de la MAS triphasée, nous avons introduit, dans la troisième partie, les algorithmes intelligents, tels que les réseaux de neurones et la logique floue. Nous avons donc mis en œuvre des méthodes de régulation adéquates afin de répondre à la forte non linéarité du système. Le but assigné était de remplacer le contrôleur F.O.C qui tient compte de la saturation magnétique par un réseau de neurones sachant que l'intérêt porté à ces réseaux réside dans leur simplicité et dans leur flexibilité. Cependant, l'élaboration d'un contrôleur neuronal n'est pas autant dépourvue de difficulté car la convergence n'est garantie qu'au prix de certaines simplifications. De ce fait, ce contrôleur F.O.C est composé de trois sub-blocs neuronaux : l'un assure le contrôle de la régulation de vitesse et les deux autres assurent le contrôle de la régulation des composantes du courant statorique des deux axes (d , q). Les résultats obtenus confirment la rapidité de cette commande (IRFOS) à base de régulateurs neuronaux avec une nette amélioration dans le contrôle des flux (d , q) en régime transitoire. La commande (IRFOS) à base du contrôleur flou, qui assure le contrôle de la vitesse avec la régulation neuronale des courants, atteste d'une bonne robustesse vis-à-vis de l'application de la charge. En revanche, ce régulateur se caractérise par un temps de calcul relativement long. La synthèse de ces deux techniques de régulation nous a mené à introduire la technique neuro-floue basée entièrement sur les algorithmes de l'intelligence artificielle. Les résultats, bien qu'issus uniquement d'un travail de simulation, pour différents points de fonctionnement, montrent que cette technique conjugue les performances obtenues avec les deux techniques (neuronale et floue) avec une réduction du temps de calcul. Les tests de robustesse vis-à-vis des variations paramétriques et à la sensibilité aux bruits, attestent que les différentes commandes étudiées, même si elles offrent une alternative très intéressante en qualité de hautes performances dynamiques, suscitent beaucoup d'interrogations, en particulier, aux variations de la caractéristique de magnétisation et de la résistance rotorique.

Afin de compléter notre étude dans le but d'améliorer la robustesse vis-à-vis des variations paramétriques ainsi que la sensibilité aux bruits des commandes (IRFO) et (IRFOS), nous avons retenu, dans la dernière partie, le filtre de Kalman étendu dans sa formulation continue-discrète qui se prête au fonctionnement échantillonné d'un processus modélisé en continu. La modélisation de cet observateur stochastique a été effectuée dans le repère tournant de Park. En plus de l'estimation des composantes des deux axes (d , q) du flux rotorique et du courant statorique, nécessaires pour la commande, le filtre (EKF) permet également d'estimer en ligne la résistance rotorique, l'inductance mutuelle et la vitesse de rotation de la machine en utilisant comme grandeurs de sortie, la mesure des courants de ligne transformés en courants (d , q). Nous avons arrêté la régulation neuronale pour la MAS triphasée à travers l'onduleur triphasé à trois niveaux et la régulation classique pour la MAS biphasée à travers l'onduleur biphasé à deux niveaux. Ce choix est dû au fait que ces deux types de contrôle offrent plus de stabilité des performances en fonction de la période d'échantillonnage. La simulation

numérique, lors de fonctionnement dans de différents régimes (fonctionnement en zone d'affaiblissement du flux et à basses vitesses), avec application du filtre de Kalman étendu (EKF) au modèle en régime linéaire des MAS a donné d'excellentes performances. La robustesse de la commande (IRFOS) à régulation neuronale a été, en utilisant cette technique d'estimation (EKF), validée avec le modèle en régime saturé de la machine asynchrone triphasée.

Enfin, L'une des perspectives que nous envisageons pour la suite de ce travail consiste à monter un dispositif expérimental au sein de notre Laboratoire de recherche afin d'estimer le degré de validité de nos résultats et de compléter notre étude d'une part par une commande en position et d'autre part analyser de manière plus précise l'incidence des techniques de commande proposées dans cette thèse sur les convertisseurs ainsi que sur les techniques de modulation les mieux adaptées.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [ALR04] I. AL-ROUH, "Contribution à la commande sans capteur de la machine asynchrone", thèse de Doctorat en génie électrique, Université Henri Poincaré, Nancy, France, Juin 2004.
- [BAG99] L. BAGHLI "Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques", thèse de Doctorat en génie électrique, Université Henri Poincaré, Nancy, France, 1999.
- [BAR82] P. BARRET, « Régime transitoire des machines électriques tournantes », Éditions Eyrolles, Paris 1982.
- [BA-R97] BA-RAZZOUK, A., A. CHERITI, G. OLIVIER AND P. SICARD "Field-control of induction motors Neural-Network Decouplers", *IEEE Transactions on Power Electronics*. vol. 12, n°4, pp. 752-763, July 1997.
- [BEN92] BEN-BRAHIM L., KAWAMURA A., "Fully digitized field-oriented controlled induction motor drive using only current sensors", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 39, no 3, pp. 241 – 249, June 1992.
- [BEN93] F. BENAMMAR , « Variateur de vitesse de hautes performances pour machine asynchrone de grande puissance », Thèse de Doctorat en génie électrique, LEEI-INP Toulouse France, Juin 1993.
- [BEN96-1] BENHADDADI M., K. YAZID AND R. KHALDI, " Vector control induction machine using rotor circuit time constant", *Proceedings of MMAR'96, Third International Symposium on Methods and Models in Automation and Robotics*, vol. 2, pp. 563-567, Miedzyzdroje PL, September 1996.
- [BEN96-2] BENHADDADI M., K. YAZID, R. KHALDI, "Commande vectorielle du moteur asynchrone. Prise en compte de la variation de la constante de temps rotorique," *Algerian Journal of Technology (COMAEI '96)*, Vol 3, pp. 180-185, décembre 1996.
- [BEN97] BENHADDADI M., K. YAZID AND R. KHALDI, "An effective identification of rotor resistance for induction motor vector control", *Proceedings of IEEE'97, Instrumentation and Measurement Technology Conference*, pp. 339-342, Ottawa C.A, May 1997.
- [BER95] E.M. BERKOUK, « 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, C.N.A.M, Paris, France, 1995.
- [BIM01] E. BIM, " Fuzzy optimization for rotor constant identification of an indirect FOC induction motor drive", *IEEE Transactions On Industry Electronics*, vol. 48, n°6, pp. 1293-1296, December 2001.
- [BLA72] F. BLASCHEKE, « The principle of field orientation applied to the new transvector closed-loop control system for rotating field machines", *Siemens Rev.*, vol. 39, pp. 217-220, 1972.
- [BLA96] BLASCO-GIMENEZ R., ASHER G. M.; SUMNER M., BRADLEY K. J., "Dynamic performance limitations for MRAS based sensorless induction motor drives. Part 2: Online parameter tuning and dynamic performance studies", *IEE Proceedings of Electric Power Applications*, vol. 143, no. 2, pp. 123 – 134, Mar. 1996.
- [BOL87] I. BOLDEA, S. A. NASAR, "Unified treatment of core losses and saturation in orthogonal axis models of electric machines", *Proceedings of IEE*, vol. 134, pt. B, pp 353-363, 1987.

- [BOL88] I. BOLDEA, S.A NASAR, "A general equivalent circuit (GEC) of electric machines including cross-coupling saturation and frequency effects", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol.3, n°3, pp. 689-695, 1988.
- [BON95] BONANNO C. J., ZHEN L., XU L., "A direct field oriented induction machine drive with robust flux estimator for position sensorless control", *Proceeding of IEEE-IAS 1995 Annual Meeting*, vol. 1, pp. 166 – 173, Orlando, 8 - 12 Oct.,1995.
- [BOR90] P. BORNE, G. DAUPHIN-TANGUY, J.P RICHARD, F. ROTTELA, I. ZEMBETTAKIS, "Commande et Optimisation de processus", Eyrolles, Paris 1990.
- [BOS86] B.K. BOSE, "Power electronics and AC drives", Prentice Hall Englewood Cliffs, New Jersey 1986.
- [BOU04] K. BOUHOUNE, O. BOUCHHIDA, K. BENMANSOUR, M.S. BOUCHERIT et R. TOUMI, « Nouvelle approche de découplage dans la commande vectorielle d'une machine asynchrone monophasée », International Conference of Electronic and Electrical Engineering, ICEEE'2004, pp. 287-293, Laghouat, Algeria, 24-26 April 2004.
- [BOU05] K. BOUHOUNE, « Application de nouvelles techniques de commandes aux machines asynchrones : Monophasée et Triphasée », Mémoire de Magistère en Génie Electrique, USTHB d'Alger, Algérie, Octobre 2005.
- [BOU89] M. BOUSSAK, « Contribution à la modélisation entrée-sortie et à l'identification paramétrique des machine à induction », Thèse de Doctorat d'état, Université de Paris VI, France, Juin 1989.
- [BOU96] BOUSSAK, M., AND M. BAUER, "Robust speed and position control of an indirect field oriented controlled induction motor drive using fuzzy logic regulator", *ICEM'96*, pp. 219-224, Vigo, S.P. Sept. 1996.
- [BRI01] F. BRIZ, A. DIEZ, M. W. DEGNER, R. D. LORENZ, "Current and Flux regulation in Field Weakening Operation", *IEEE Trans. On Industry Applications*, Vol.37, n°1, Jun./Feb. 2001.
- [BUH86] H. BUHLER, "Reglage echantillonnés, traitement par la transformation en Z", Presses Polytechniques Romandes, Lausanne 1986.
- [BUH88] H. BUHLER, "Conception de systèmes automatiques", Presses Polytechniques Romandes, Lausanne, 1988.
- [BUH94] H. BUHLER, « Réglage par logique floue », Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, Lausanne, 1994.
- [CAS93] D. CASADEI, G. GRANDI, G. SERRA, « Rotor flux oriented torque control of induction of induction machines based on stator flux control », *EPE Proceedings*, Vol. 5, pp. 67-72, EPE, Brighton, England 13-16 Sept. 1993.
- [CER93] CERRUTO, E. A. CONSOLI, A. RACITI AND A. TESTA "Fuzzy adaptive vector control of induction motor drives", *IEEE Transactions On Power Electronics*. vol.12, n°2, pp. 900-906, November 1993.
- [CHA83] J. CHATELAIN, « Machines électriques », vol. 2, Édition Dunod, 1983.
- [CHA90] C.C. CHAN, H. WANG, "An effective method for rotor resistance identification for high-performance induction motor vector control" *IEEE Transactions Industry Application*, vol. 37, n°6, pp.447-482, December 1990.
- [CHA92] R. CHAUPARADE, F. MILSANT, « Commande des machines synchrones et asynchrones », Commande Électronique, tome 3, Édition Ellipse, France, 1992.
- [CHA00] K.H. CHAO, C.M. LIAW, « Fuzzy robust speed controller for detuned field-oriented induction motor drive », *Electric Power Applications, IEEE Proceedings*, Vol. 147, pp. 27-36, January 2000.
- [CHO96] F. CHOUIREB, « Contrôle de la vitesse d'une machine asynchrone monophasée », Thèse de Magister, Université de Blida, Algérie, Juin 1996.
- [CHR96] P.J. CHRZAN, H. KLAASEN, "Parameter identification of vector-controlled induction machine", *Electrical engineering* 79, vol. 79, n°1, pp.38-79, Jan. 96.

- [CON00] L. CONSTANT, « Modélisation de dispositifs électriques par réseaux de neurones en vue de l'émulation en temps réel » Thèse de doctorat, LEEI-INPT, Toulouse France, Mars 2000.
- [CYR89] W. CYRIL, LANDER, « Électronique de puissance et commande des machines électriques », Édition Mc Graw-Hill, 1989.
- [DAV93] E. DAVALO, P. NAIM, « Les réseaux de neurones », Édition de Eyrolles, Paris, 1993.
- [DED94] R.W. DE DONCKER, "Parameter sensitivity of indirect Universal indirect field-oriented controllers" *IEEE Transactions On Power Electronics*, vol.9, n°4, pp.367-376, July1994.
- [ELH99] ELHASSAN I., « Commande haute performance d'un moteur asynchrone sans capteur de vitesse par contrôle direct du couple :Filtrage de Kalman Etendu du vecteur d'état, Contrôle de la fréquence de commutation de l'onduleur », Thèse de Doctorat en génie électrique, LEEI-INP Toulouse, Mars. 1999.
- [FAA93] L. FAA-JENG, CHANG-MING L., "Control of indirect field-oriented induction motor drives considering the effects of dead-time and parameter variations", *IEEE Transactions Industry Application*, vol. 40, n°5, pp.486-495, Oct. 1993.
- [FAI95] A. FAIDALLAH, « Contribution à l'identification et à la commande vectorielle des machines asynchrones », Thèse de Doctorat d'état, I.N.P. Lorraine France, Février 1995.
- [FIL95] FILIPPETTI F., G. FRANCESCHINI AND C. TASSOTI, "Neural network aided on-line diagnostics of induction rotor faults", *IEEE Transactions Industry Application* vol. 31, n°4, pp. 892-899, 1995.
- [FUQ95] FU YAQUN, "Commande vectorielle des machines à courants alternatif : etude des problèmes liés à la numérisation des régulateurs" Thèse de docteur en sciences appliquées, Université Catholique de Louvain Belgique, Déc. 1995.
- [FUY91] FU YAYUAN., « Commande découplée et adaptatives des machines asynchrones triphasées », Thèse de Doctorat d'état, Université de Montpellier II France, 28 Mars 1991.
- [GAN95] A.A GANJI, P. LATAIRE, " Rotor time constant compensation of an induction motor in indirect vector controlled drives" *EPE'95, Sevilla Spain*, pp.1.431-1.436.
- [GAR80] L.J. GARCES, "Parameter adaption for speed-controlled static AC drive with a squirell-cage induction motor", *IEEE Transactions Industry Application*, vol.16, n°2, pp. 173-178, Mar./Apr. 1980.
- [GHO01] GHOSN G. " Contrôle vectoriel de la machine asynchrone à rotor bobiné à double alimentation », Thèse de Doctorat en génie électrique, LEEI-INP Toulouse France, Octobre 2001.
- [GREL96] GRELLET G., CLERC G., "Actionneurs Electriques: Principes/Modèles/Commande", Édition Eyrolles, France, 1996.
- [HOL91] J. HOLTZ, T. THIMM, "Identification of the machine parameters in a vector-controlled induction motor drive", *IEEE Transactions Industry Application*, vol.27, n°6, pp.1111-1118, 1991.
- [HOL93] D.G. HOLMES, A. KOTSOPOULOS, « Variable speed control of single and two phase induction motors using a tree phase voltage source inverter », *Proceedings of IEEE Conference* pp. 613-620, 1993.
- [HOL02] J. HOLTZ, "Sensorless control of induction motor drives", *Proceedings of IEEE*, vol. 90, n° 8, pp. 1359 – 1394, August. 2002.
- [HUH05] S-H. HUH, K. LEE, D-K. KIM, G-T PARK, "Sensorless Speed Control System using a Neural Network", *International Journal of Control, Automation and Systems*, Vol. 3, n°4, pp. 612-619, December 2005.
- [IWA89] IWASAKI AND KATAOKA, "Application a of an Extended Kalman Filter to parameter Identification of an induction motor" *IEEE Transactions on Industry Electronics*, vol. 48, n°6, pp. 248-253, 1989.

- [JAN94-1] JANSSEN P. L., LORENZ R. D., "A physically insightful approach to the design and accuracy assessment of flux observers for field oriented induction machine drives", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30, no. 1, pp. 101 – 110, Jan./Feb. 1994.
- [JAN94-2] JANSSEN P. L., LORENZ R. D., NOVOTNY D. W., "Observer-based direct field orientation: analysis and comparison of alternative methods", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30, no. 4, pp. 945-953, Jul./Aug. 1994.
- [JAN99] D. JANG, D. YOON, « Space vector PWM technique for two-phase inverter-fed single-phase induction motors », *Conference Records IEEE-IAS, Annual Meeting*, 1999.
- [JOD94] JODOUIN J-F, « *Les réseaux de neurones; principes et définition* », Edition Hermes, 1994.
- [KAL60] R.E KALMAN, « A new approach in linear filtering and prediction problems », *Journal of basic Engineering*, 82(D) 35-45, March 1960.
- [KAL61] R.E KALMAN AND R.S BUCY, "New results in linear filtering and prediction theory" *Trans. ASME*, 83(D): 95-108, 1961.
- [KAN93] KANMACHI T., TAAHASHI I., "Sensor-less speed control of an induction motor with no influence of secondary resistance variation", *Proceeding of IEEE-IAS 1993 Annual Meeting*, vol. 1, pp. 408 – 413, 2 - 8 October 1993.
- [KAS99] T.KASMIEH, "Modélisation et caractérisation de la saturation magnétique des machines asynchrones en vue de leur commande : Modélisation, caractérisation expérimentale, Modification des lois de commandes classiques», Thèse de doctorat, LEEI-INPT, Toulouse France, Sept. 1998.
- [KIM92] KIM Y. R., SUL S. K., PARK M. H., "Speed sensorless vector control of an induction motor using an extended Kalman filter", *Proceeding of IEEE-IAS 1992 Annual Meeting*, vol. 1, pp. 594 – 599, 4 - 9 Oct. 1992.
- [KIM94] KIM Y. R., SUL S. K., PARK M. H., "Speed sensorless vector control of induction motor using extended Kalman filter", *IEEE Transactions Industry Application*, vol. 30, no 5, pp. 1225 – 1233, Sept./Oct. 1994.
- [KIM01] KIM S-H., T. S. PARK AND G. PARK, "Speed-Sensor less Vector Control of an induction motor using neural network speed estimation", *IEEE Transactions on Industry Electronics*, vol. 48, n°3, pp. 609-614, June 2001.
- [KIM01-2] KIM S. H., PARK; T. S., YOO; J. Y., PARK G. T., "Speed-sensorless vector control of an induction motor using neural network speed estimation", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 48, no. 3, pp. 609 – 614, June 2001.
- [KIM02-1] KIM J. H., CHOI J. W., SUL S. K., "Novel rotor flux observer using observer characteristic function in complex vector space for field oriented induction motor drives", *Proceeding of IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 01*, vol. 1, pp. 615 – 621, 4 - 8 Mar. 2001.
- [KOH88] T. KOHONEN, « An introduction to neural computing », *Neural Networks*, vol. 1, pp. 3-16, Pergamon Press, 1988.
- [KOS69] M. KOSTENKO, L. PIOTROVSKI, « *Machines électriques* », Tome II, Édition Mir, Moscou, 1969.
- [KUB92] KUBOTA H., MATSUSE K., "Robust field oriented induction motor drives based on disturbance torque estimation without rotational transducers", *Proceeding of IEEE-IAS 1992 Annual Meeting*, vol. 1, pp. 558 – 562, 4 - 9 October 1992.
- [KUB93-2] KUBOTA H., MATSUSE K., NAKANO T., "DSP-based speed adaptive flux observer of induction motor", *IEEE Transactions Industry Application*, vol. 29, no 2, pp. 344 – 348, Mar./Apr. 1993.
- [KUB93-2] KUBOTA H., MATSUSE K., "Speed sensorless field oriented control of induction motor with rotor resistance adaptation", *Proceeding of IEEE-IAS 1993 Annual Meeting*, vol. 1, pp. 414 – 418, Toronto, Canada, 2 - 8 October 1993.

- [KUB94] KUBOTA H., MATSUSE K., "Speed sensorless field-oriented control of induction motor with rotor resistance adaptation", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30, no. 5, pp. 1219 - 1224, Sept./Oct. 1994.
- [KUB96] KUBOTA H., MATSUSE K., "The improvement of performance at low speed by offset compensation of stator voltage in sensorless vector controlled induction machines", *Proceeding of IEEE-IAS 1996 Annual Meeting*, vol.1, pp. 257 – 261, San Diego, 6 – 10 Oct. 1996.
- [KUB99] KUBOTA H., KATAOKA Y.; OHTA H.; MATSUSE K., "Sensorless vector controlled induction machine drives with fast stator voltage offset compensation", *Proceeding of IEEE-IAS 1999 Annual Meeting*, vol. 4, pp. 2321 – 2324, 3 – 7 October 1999.
- [LEE61] C.H. LEE, "Saturation harmonics of polyphase induction machine" *IEEE AIEE*, Vol. 80, pp. 597-603, October 1961.
- [LEE96] J. K. LEE, TAKESHITA T., MATSUI N., "Optimized stator-flux-oriented sensorless drives of IM in low-speed performance", *Proceeding of IEEE-IAS 1996 Annual Meeting* vol. 1, pp. 250 - 256, 6 - 10 October 1996.
- [LEE97] J. K. LEE, TAKESHITA T., MATSUI N., "Stator-flux-oriented sensorless induction motor drive for optimum low-speed performance", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, no. 5, pp. 1170 – 1176, Sept./Oct. 1997.
- [LEE01] H. LEE, J. LEE and S. SEONG, « Approach to fuzzy control of an indirect field-oriented induction motor drives », *IEEE Intelligent Systems Industrial Electric, ISIE'2001*, pp. 27-36, Pusan, Korea, February 2001.
- [LEO84] W. LEONHARD, "Control of electrical drives", Newyork, Spingel, Verlag 1984.
- [LEVI89] E. LEVI, and V. VICKOVIC, "Field oriented control of induction machines in the presence of magnetic saturation", *Electric Machines and Power Systems*, n° 16, pp. 133-147, 1989.
- [LEVI94] E. LEVI, "Magnetic saturation in rotor flux oriented induction motor driver operating regimes consequences and open loop compensation", *ETEP*, Vol.4, n°4, pp. 277-286, Aug.1994.
- [LEVI95] E. LEVI, "A unified approach to main flux saturation modeling in D-Q axis models of induction machines", *IEEE Transactions on Energy and Conversion*, vol. 10, n°3, pp. 445-461, September 1995.
- [LEVI97] E. LEVI, "Impact of cross-saturation on accuracy of saturated induction machine models", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 12, n°3, pp. 211-216, March 1997.
- [LEVI99] E. LEVI and S.N. VUKOSAVIC, "Identification of the magnetising curve during commissioning of a rotor flux oriented induction machine", *IEE Proceedings Electronics Power Applications.*, Vol. 146, N° 6, pp. 685-693, Nov. 1999.
- [LEVI00] E. LEVI, M. SOKOLA and S. N. VUKOSAVIC, "A method for magnetizing curve identification in rotor flux oriented induction machines", *IEEE, Transactions on energy conversion*, Vol. 15, N°2, pp. 157-162, June 2000.
- [LEVI02] E. LEVI, M. WANG "A speed estimator for high performance sensorless control of induction motors in the field weakening region", *IEEE transactions on Power Electronics*, vol.17, no. 3, pp. 365-378, May 2002.
- [LIA94] Y. LIAO and T.A LIPO, "Effect of saturation third harmonic on the performance of squired-cage induction machines", *Electric Machines and Power System*, Vol. 22, pp. 155-171, 1994.
- [LIN93] LIN B.R AND R.G. HOFLT, "Power electronics converter control based on neural networks and fuzzy logic methods", *IEEE Transaction on Power Electronics Specialist conference*, pp.. 900-906, 1993.
- [LIP84] T. A. LIPO, A. CONSOLI, "Modelling of induction motors with saturable leakage reactances," *IEEE Transactions Industry Application*, vol. 20, no.1, pp. 180-189, Jan/Feb 1984.
- [LOR90] R.D. LORENZ, D..B.LAWSON, "Flux and torque decoupling control for field weakened operation of field-oriented induction machines" *IEEE Transactions Industry Application*, vol.26, n°2, pp.290-295, March./April1990.

- [LUN71] D.G LUENBERGER, "An introduction to observers" *IEEE Trans. Aut. Control*, AC-16, pp. 596-603, dec.1971.
- [MAM74] MAMDANI E. H., "Application of fuzzy algorithms for control of simple dynamic plant," *Proceedings of IEEE*, vol. 12, pp. 1585-1588, 1974.
- [MAM76] MAMDANI E. H., "Advances in the linguistic synthesis of fuzzy controllers", *International Journal of Man-Machine Studies*, vol. 8, pp. 325-334, 1976.
- [MOH96] MOHAMADIAN M., E.P. NOWICKIT AND F. ASHARAFZADEH, "Training of network controller Indirect Orientation Control", *IEEE CCEC'96*, 0-7803-3143-5, pp. 615-618, 1996.
- [MOU06] S. MOULAHOU, « Contribution à la modélisation de la machine asynchrone avec prise compte de la saturation et des pertes fer : Application à la commande vectorielle avec et sans capteur », Thèse de doctorat, USTHB Algérie, Mai 2006.
- [MOU99] EL. MOUCARY, G. GARCIA SATO, E. MENDES, "Robust Rotor Flux Resistance and Speed Estimation of an induction Machine Using the Extended Kalman Filter" *Proceedings of the IEEE, ISIE*, Bled, Slovenia, 1999.
- [MUL93] E. MULJADI, Y. ZHAO, T.H. LIU and T.A. LIPO, « Adjustable AC capacitor for single-phase induction motor », *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 29, No. 3, pp. 479-485, May/June 1993.
- [NAK88] NAKANO H., TAKAHASHI I., "Sensor less field oriented control of an induction motor using an instantaneous slip frequency estimation method", *Proceeding of IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC 88*, vol. 2, pp. 847 - 854, 11 - 14 Apr. 1988.
- [OHN02] E. OHNO, « Power electronics and its applications to industry and society », Mitsubishi Electric Corporation, Tokyo, Japan, 2002.
- [OUA95] M. OUADGHIRI , "Contribution à la commande vectorielle des moteurs asynchrones alimentés par un onduleur de tension: comparaison des méthodes d'estimation du flux rotorique et de la vitesse", Thèse de docteur en sciences appliquées, Faculté Polytechnique de Mons, Jan. 1995.
- [OUR95] T. OURTH, « Commande vectorielle d'un moteur asynchrone sans capteur de vitesse : Observateur déterministe du flux rotorique », Thèse de Doctorat en génie électrique, LEEI-INP Toulouse France, Novembre 1995.
- [PAR29] R. H. PARK "Two reaction theory of synchronous machines", *Trans, AIEE*, vol. 8, Juillet 1929, pp. 716-727.
- [PEN93-1] PENG, F.-Z., FUKAO, T., "Robust speed identification for speed sensorless vector control of induction motors", *Proceeding of IEEE-IAS 1993 Annual Meeting*, pp. 419 – 426, 2 - 8 October 1993.
- [PEN93-2] PENA R. S., ASHER G. M., "Parameter sensitivity studies for induction motor parameter identification using extended Kalman filters", *Proceeding of Power Electronics and Applications*, vol. 4, pp. 306 – 311, 13 – 16, September 1993.
- [PEN94] PENG F.-Z., FUKAO T., "Robust speed identification for speed-sensorless vector control of induction motors", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30, no. 5, pp. 1234 – 1240, Sept./Oct. 1994.
- [PIE88] M. PIETRZAK DAVID, "Algorithmes de commande d'un variateur électrique asynchrone", Thèse de Doctorat, LEEI, INP Toulouse France, Juillet 1988.
- [PRE02] S. PREITL, R.E. PRECUP, Z. PREITL and L.KOVACS, « Development Methods of fuzzy controllers with dynamics electrical drives », *First International IEEE Symposium "Intelligent systems"*, pp. 13-18, September 2002.
- [PUR96] M.A. PURWOADI, "Réglage non linéaire du variateur de vitesse sans capteur de vitesse » Thèse de Doctorat en génie électrique, LEEI-INP Toulouse France, Juin 1996.
- [RAD00] T.S. RADWAN, M.A. RAHMAN, « Performances of novel fuzzy logic based indirect vector control for induction motor drive », *Industry Applications Conference, Conference record of the 2000 IEEE*, Vol. 2, pp. 1225-1231, 2000.

- [ROB00] ROBYNS, B., F. BERTHEREAU AND J. HAUTIER, "A fuzzy-logic-based Multimodel Field Orientation in an Indirect FOC of an Induction Motor", *IEEE Transactions Industry Application* vol. 47, n°2, pp. 380-388, April 2000.
- [ROB94] ROBERT N. SHARPE, MO-YUEN CHOW, STEVE BRIGGS, "A methodology using fuzzy logic to optimize feed forward artificial neural network configurations" *IEEE Transactions on systems, man, and cybernetics* vol. 24, n°5, 760-768, May 1994.
- [RUF94] M. RUFF and H. GROSTOLLEN, "A new self-commissioning scheme for an asynchronous motor drive system", in *Conf. Rec. IEEE Industry Application Society Annual Meeting. IAS*, Denver, CO, 1994.
- [RUF96] M. RUFF and H. GROSTOLLEN, "Off-line identification of the electrical parameters of an industrial servo drive systems", in *Conf. Rec. IEEE Industry Application Society Annual Meeting, IAS*, pp. 213-220, San Diego, CA, 1996.
- [SCH89] SCHAUDER C., "Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers", *Proceeding of IEEE-IAS 1989 Annual Meeting*, vol. 1, pp. 493 – 499, 1 – 5 Oct. 1989.
- [SCH92] SCHAUDER C. "Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motors without Rotational Transducers", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 28, no. 5, September/October 1992, pp. 1054-1061.
- [SCH98] Groupe Schneider, „ La logique floue“ Cahier technique n°191, pp. 1-28, Mars 1998, <http://www.schneider-electric.com>
- [SEG81] G. SEGUIER, F. NOTLET et J. LESENNE, « Introduction à l'électrotechnique approfondie », Édition Technique Documentation, 1981.
- [SEN95] P.C. SEN, E. HO, "High-performance decoupling control techniques for various rotating field machines, ", *IEEE Industry Application Society*, vol.42, n°1, pp.40-49, Feb.1995.
- [SHI96] SHIRSAVAR, S.A., MCCULLOCH, M. D., GUY C. G., "Speed sensorless vector control of induction motors with parameter estimation", *Proceeding of IEEEIAS 1996 Annual Meeting*, vol. 1, pp. 262 – 269, 6 – 10 Oct. 1996.
- [SHI00] SHI K. L., T. F. CHAN, Y. K. WONG AND S. L. HO, " Speed Estimation Of An Induction Motor Drive Using Extended Kalman Filter", *IEEE'2000*, 0-7803-5935-6/00/\$10.00(c), pp. 243-248.
- [SHI02] 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, no 1, pp. 124 – 133, Feb. 2002.
- [STU00] G. STURTZE, R.E SMIGIEL, « Modélisation et commande des moteurs triphasés : Commande numérique par Contrôleurs DSP », Edition Ellipse, France 2000.
- [SUG88] M. SUGENO, G.T. KANG, « Structure identification of fuzzy model », *Fuzzy Sets and Systems*, vol. 28, pp. 15-33, 1988.
- [TAJ91] TAJIMA H., HORI Y., "Speed sensorless field orientation control of the induction machine", *Proceeding of 1991 IEEE-IAS Annual Meeting*, vol. 1, pp. 385 - 391, 28 Sept. - 4 Oct. 1991.
- [TAJ93] TAJIMA H., HORI Y., "Speed sensorless field-orientation control of the induction machine", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 29, no. 1, pp. 175 – 180, Jan./Feb. 1993.
- [TAJ02] 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 Industry Application Society*, vol. 38, no. 5, pp. 1282 – 1289, Sept./Oct. 2002.
- [TAK85] T. TAKAGI, M. SUGENO, « Fuzzy identification of Systems and its applications to modelling and control », *IEEE Transactions on Systems Man and Cybernetics*, vol. 15, N°. 1, pp. 116-132, 1985.
- [TAM87] TAMAI S., SUGIMOTO H., YANO M., "Speed sensorless vector control of induction machine with model reference adaptive system", *Proceeding of IEEEIAS 1987 Annual Meeting*, pp. 189-195, Oct. 1987.

- [TAN92] TANAKA, K; SUGENO, M., "Stability analysis and design of fuzzy control systems", *Fuzzy Sets and Systems*, vol. 45, pp. 135-156, 1992.
- [VAS81] P. VAS, "Generalized transient analysis of saturated a-c machines," *Archiv für Electrotechnik*, vol. 63, pp. 57-62, 1981.
- [VAS86] P. VAS, K. E. HALLENIUS AND J. E. BROWN, "Cross-saturation in smooth-air-gap electrical machines," *IEEE Transactions Energy Conversion*, vol. 1, n°1, pp. 103-112, 1986.
- [VAS90-1] P. VAS, *Vector control of AC machine*. Oxford/UK: Clarendon, Press 1990.
- [VAS90-2] P. VAS and M.ALAKULA, "Field oriented control of saturated induction machine. *IEEE Transactions on Energy Conversion*", vol. 5, n°1, pp. 280-289, March 1990.
- [VAS93] P. VAS, "Parameter Estimation, Condition Monitoring and diagnosis of Electrical Machines" Clarendon Press-Oxford 1993.
- [VER88] VERGHESE G. C., SANDERS S. R., "Observers for flux estimation in Induction Machines", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 35, no. 1, pp. 85 – 94, Feb. 1988.
- [VEL89] VELEZ-REYES M., MINAMI K., VERGHESE G. C., "Recursive speed and parameter estimation for induction machines", *Proceeding of IEEE-IAS 1989 Annual Meeting*, vol. 1, pp. 607 – 611, 1 - 5 Oct. 1989.
- [WAN03] WANG C. C., FANG C. H., "Sensorless scalar-controlled induction motor drives with modified flux observer", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 18, no. 2, pp. 181 – 186, June, 2003.
- [WES94] WESTERHOLT E.G.V., "Commande non linéaire d'une machine asynchrone" Thèse de Doctorat en génie électrique, LEEI-INP Toulouse France, Mars 1994.
- [YAZ96] K. YAZID, « Commande vectorielle de la machine asynchrone avec prise en compte des variation de la constante de temps rotorique », Thèse de Magister, U.S.T.H.B d'Alger, Algérie, Juin 1996.
- [YAZ98] YAZID K., R. IBTIOUEN AND M. BENHADDADI, « Compensation de l'effet de saturation magnétique en commande vectorielle de la machine asynchrone », *Proceedings of ICEL'98, International Conference on Electrotechnics*. vol. 2, pp. 149-154, Oran Algérie, Octobre 1998.
- [YAZ03] K. YAZID, K. BOUHOUNE, R. IBTIOUEN, "Robust Vector Control of Saturated induction motor Using Neural-Fuzzy Logic" *Journal ELECTROMOTION ISSN 1223-057X*, Volume 10, Number 4, pp. 500-505, October-December 2003.
- [YAZ04] K. YAZID, K. BOUHOUNE, R. IBTIOUEN " Robust Vector Control of Saturated Induction Motor Using Neural Network", *ELSEVIER-IFAC-PUBLICATIONS, Automatic Systems for Building the Infrastructure in Developing Countries, ISSN 1474-6670*, pp. 77-82, IFAC Mai 2004.
- [YAZ05] K. YAZID, M. MENAA, O. TOUHAMI AND R. IBTIOUEN, "Application Of EKF To Parameters Estimation And Neural Network Control of an Induction motor", *Proceedings of ELECTROMOTION'05, 6th International Symposium on Advanced Electromechanical motion systems*, Lausanne, Switzerland, 27-29 September 2005.
- [YAZ06-1] K. YAZID, R. IBTIOUEN, O. TOUHAMI, & M. FADEL,, "Application Of EKF To Parameters Estimation For Speed Sensorless And Neural Network Control Of An Induction Motor" *Proceedings of the 6th WSEAS International Conference on Power Systems*, Sept. 22-24, Lisbon 2006.
- [YAZ06-2] K. YAZID, R. IBTIOUEN, O. TOUHAMI, & M. FADEL,, « Robust Vector Control Without Speed Sensor Of Induction Motor Using Neural Network And Extended Kalman Filter » *WSEAS TRANSACTIONS ON SYSTEMS, ISSN 1109-2777*, Issue 12, Vol.5, pp. 2744-2750, December 2006.
- [YUN93] YANG G., CHIN T-H, "Adaptative-speed identification scheme for a vector-controlled speed sensorless inverter-induction motor drive", *IEEE Industry Application Society*, Vol. 29, N°4, July/August 1993
- [ZAD65] ZADEH L. A., "Fuzzy Sets," *Information and Control*, vol. 8, pp. 338-353, 1965.

- [ZAI87] L.C. ZAI, T.A. LIPO, « An extended Kalman filter approach to rotor time constant measurement in PWM induction motor drives», *IEEE Industry Application Society*, vol.1, pp.177-183, Oct.1987.
- [ZAI92] L-C ZAI, C.L DEMARCO, T.A LIPO, “An extended Kalman filter approach to rotor time constant measurement in PWM induction motor drives”, *IEEE Industry Application Society*, Vol.IA-28, n°1, pp. 96-104, Jan./Feb. 1992.
- [ZAI97] L. C. ZAI AND T. A. LIPO, “An Extended Kalman Filter Approach to rotor time constant Mesurement in PWM induction Motor Drives” *IEEE-IAS Annual Meeting Conference Rec.* , 177-183, 1997.
- [ZHE95] ZHEN L., XU L., "A mutual MRAS Identification scheme for position sensorless field orientation control of induction machines", *Proceeding of IEEE-IAS 1995 Annual Meeting*, pp. 159 – 165, Orlando, Oct. 8 – 12, 1995.
- [ZHE98] ZHEN L., XU L., "Sensorless field orientation control of induction machines based on a mutual MRAS scheme", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 45, no. 5, pp. 824 – 831, Oct. 1998.
- [ZIN90] D.S. ZINGER, F. PROFUMO, T.A LIPPO, "A direct field-oriented controller for induction motor drives using tapped stator windings", *IEEE Industry Application Society*, vol. 5, n°4, pp.446-453, Oct. 1990.

ANNEXES

Annexe A

TRANSFORMATION DE COORDONNEES

A.1. TRANSFORMATION DE COORDONNEE DES MACHINES ASYNCHRONES

D'après la théorie générale des machines électriques, le comportement de n'importe quelle machine polyphasée, (m et n phase au stator et au rotor), à condition d'égalité des résistances au stator et au rotor ; peut être représenté par son modèle diphasé. De ce fait, un enroulement (triphasé du stator ou du rotor) peut être substitué par un enroulement diphasé équivalent [PAR29]. Il est donc possible, de définir une matrice qui porte le nom de transformation de « Concordia » $[T_1]$, permettant le passage des composantes $X_{a,b,c}$ du systèmes triphasé aux composantes $X_{\alpha,\beta,0}$ du système diphasé ; tournant à la même vitesse, telle que :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & \cos(2\pi/3) & \cos(4\pi/3) \\ 0 & \sin(2\pi/3) & \sin(4\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (A.1)$$

Sous la forme condensée, on a : $[X_{\alpha,\beta,0}] = [T_1] [X_{a,b,c}]$

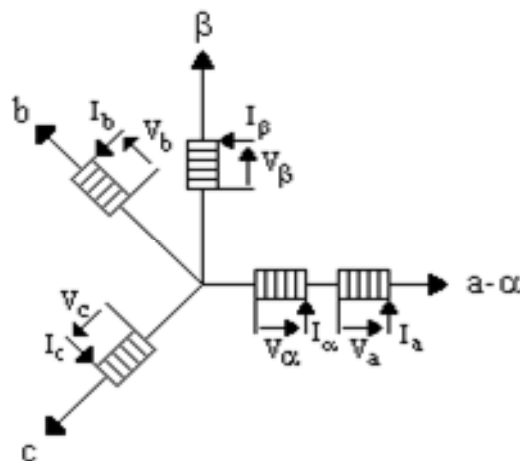


Figure A-1 : Représentation spatiale de la transformation triphasée-diphasée

Afin d'aboutir à une expression du couple électromagnétique développé par la machine en fonction des grandeurs continues et des paramètres physiques fixes, il faut exprimer les équations de la machine dans un repère où le rotor devient mutuellement fixe par rapport au stator.

À partir du repère de la *Figure (A-1)*, on ajoute un autre repère. Ce dernier est caractérisé par un système d'axe (d, q) tournant à la vitesse $\omega_c = \frac{d\theta_c}{dt}$; par rapport au stator. C'est le " repère de Park ".

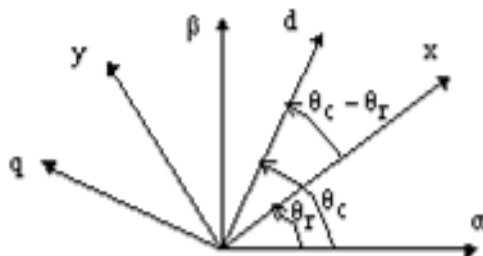


Figure A-2 : Représentation de la Transformation dans le repère tournant.

Donc, on peut définir une matrice de passage, du repère $(\alpha, \beta, 0)$ au repère $(d, q, 0)$, *Figure (A-2)*. Cette matrice est notée $[T_2]$, telle que :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_0 \end{bmatrix} \quad (A.2)$$

Soit, sous la forme condensée : $[X_{d,q,0}] = [T_2] [X_{\alpha, \beta, 0}]$.

Où θ représente $\begin{cases} \theta_c & \text{pour les grandeurs statoriques.} \\ \theta_c - \theta_r & \text{pour les grandeurs rotoriques.} \end{cases}$

Ainsi, on peut définir une transformation unique permettant le passage direct du système triphasé au système diphasé tournant. Cette transformation sera notée $[P]$, est définie par le produit matriciel: $[P] = [T_1] \cdot [T_2]$.

D'où :

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

Le passage des variables $X_{a,b,c}$ aux variables $X_{d,q}$, s'écrit sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_0 \end{bmatrix} \quad (A.4)$$

Cette matrice est souvent appelée transformation de Park normalisée.

On définit de la même façon, la matrice inverse permettant le passage (diphasé-triphasé) ; notée par $[P^{-1}]$ et donnée par :

$$P(\theta)^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - 4\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (A.5)$$

Sous la forme condensée, on a : $[X_{a,b,c}] = [P]^{-1} [X_{d,q,0}]$. On remarque que : $P^{-1} = P^T$, ainsi, cette transformation est orthogonale.

Remarque :

En absence de la composante homopolaire, lorsque $I_a + I_b + I_c = 0$ et $V_a + V_b + V_c = 0$, les composantes I_0 et V_0 sont nulles.

A.2. MODELE DE LA MACHINE TRIPHASEE :

Le rotor étant à cage, on le remplace par son enroulement équivalent. En tenant compte des hypothèses simplificatrices et en adoptant la convention de signe moteur, les expressions générales de la machine exprimées en fonction des flux et des courants peuvent être données sous la forme matricielle suivante :

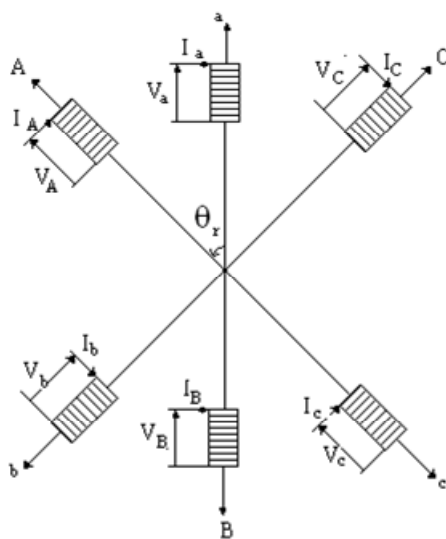


Figure A-3 : Représentation spatiale des bobinages de la MAS triphasée.

$$[V_{abc}] = R_s [I_{abc}] + \frac{d}{dt} [\Psi_{abc}] \text{ au stator}$$

$$[V_{ABC}] = R_r [I_{ABC}] + \frac{d}{dt} [\Psi_{ABC}] \text{ au rotor}$$

$$[\Psi_{abc}] = \begin{bmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{bmatrix} \text{ vecteur flux statorique} \quad (A.6)$$

$$[V_{abc}] = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \text{ vecteur tension statorique appliqué aux trois phases}$$

$$[I_{abc}] = \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \text{ vecteur courant statorique traversant les enroulements statoriques}$$

L'angle θ_r caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator. D'où, la vitesse angulaire $\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$. De la même façon, par un changement d'indice, les vecteurs rotoriques sont comme suit : $[\Psi_{ABC}], [V_{ABC}], [I_{ABC}]$

Les expressions des flux statoriques et rotoriques sous forme matricielle condensée s'écrivent :

$$\begin{aligned} [\Psi_{abc}] &= [L_{ss}][I_{abc}] + [L_{sr}][I_{ABC}] \\ [\Psi_{ABC}] &= [L_{rs}][I_{abc}] + [L_{rr}][I_{ABC}] \end{aligned} \quad (A.7)$$

Où :

$$\begin{aligned} [L_{ss}] &= \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix}, [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \\ [L_{sr}] &= \begin{bmatrix} M_{sr} \cos(\theta_r) & M_{sr} \cos(\theta_r - 4\pi/3) & M_{sr} \cos(\theta_r - 2\pi/3) \\ M_{sr} \cos(\theta_r - 2\pi/3) & M_{sr} \cos(\theta_r) & M_{sr} \cos(\theta_r - 4\pi/3) \\ M_{sr} \cos(\theta_r - 4\pi/3) & M_{sr} \cos(\theta_r - 2\pi/3) & M_{sr} \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \\ [L_{sr}] &= [L_{rs}]^T \end{aligned}$$

Sous la forme développée, on a les expressions suivantes :

$$\begin{aligned} [V_{abc}] &= R_s [I_{abc}] + [L_{ss}] \frac{d}{dt} [I_{abc}] + \frac{d}{dt} \{ [L_{sr}] [I_{ABC}] \} \\ [V_{ABC}] &= R_r [I_{ABC}] + [L_{rr}] \frac{d}{dt} [I_{ABC}] + \frac{d}{dt} \{ [L_{sr}] [I_{ABC}] \} \end{aligned} \quad (A.8)$$

Inductances constantes sont :

L_{ss} : Inductance propre d'une phase statorique

L_{rr} : Inductance propre d'une phase rotorique

M_s : Inductance mutuelle entre deux phases statorique

M_r : Inductance mutuelle entre deux phases rotorique

Inductances variables sont :

L_{sr} : Inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique

L_{rs} : Inductance mutuelle entre une phase rotorique et une phase statorique

M_{sr} : Valeur maximale de L_{sr}

Aussi, l'équation du couple est donnée par :

$$\begin{aligned} C_{em} &= \frac{1}{2} [I] \left\{ \frac{d}{dt} [L] [I] \right\} \\ [L] &= \begin{bmatrix} L_{ss} & L_{sr} \\ L_{rs} & L_{rr} \end{bmatrix} \text{ et } [I] = \begin{bmatrix} I_a & I_b & I_c \\ I_A & I_B & I_C \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (A.9)$$

Les sous-matrices L_{ss} et L_{rr} contiennent des termes constants, d'où la possibilité de simplification, on aura donc :

$$C_{em} = \frac{1}{2} [I_s] \left\{ \frac{d}{dt} [L_{sr}] [I_r]^T \right\} \quad (A.10)$$

On aboutit ainsi à un système de six équations différentielles et une expression du couple dont certains coefficients font intervenir des fonctions sinusoïdales dues au mouvement de rotation du rotor. D'où la complexité de la résolution analytique [CHA83], [SEG81]. Afin de surmonter cette difficulté, on considère les enroulements diphasés équivalents des enroulements statorique et rotorique.

En transformant les enroulements statorique et rotorique de la machine en leurs équivalents orthogonaux et à l'aide de $P(\theta)$, on obtient les systèmes suivants :

- Grandeur statorique :

$$[X_{dq}] = [P(\theta_c)] [X_{abc}] \quad (A.11)$$

- Grandeur rotorique :

$$[X_{dq}] = [P(\theta_c - \theta_r)] [X_{ABC}] \quad (A.12)$$

ainsi, nous avons :

$$\begin{aligned} [P(\theta_c)] [V_{abc}] &= R_s [P(\theta_c)] [I_{abc}] + [P(\theta_c)] \frac{d}{dt} [\Psi_{abc}] \\ [P(\theta_c)] [V_{abc}] &= R_s [P(\theta_c)] [I_{abc}] + \frac{d}{dt} \{ [P(\theta_c)] [\Psi_{abc}] \} - \left\{ \frac{d}{dt} [P(\theta_c)] \right\} [\Psi_{abc}] \end{aligned}$$

avec :

$$-\left\{ \frac{d}{dt} [P(\theta_c)] \right\} [\Psi_{abc}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{d\theta_c}{dt} \begin{bmatrix} \sin(\theta_c) & \sin(\theta_c - 2\pi/3) & \cos(\theta_c - 4\pi/3) \\ \cos(\theta_c) & \cos(\theta_c - 2\pi/3) & \cos(\theta_c - 2\pi/3) \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Puisque :

$$[V_{dq}] = [P(\theta_c)] [V_{abc}] \quad (A.13)$$

$$[\Psi_{dq}] = [P(\theta_c)] [\Psi_{abc}] \quad (A.14)$$

$$[I_{dq}] = [P(\theta_c)] [I_{abc}] \quad (A.15)$$

$$\frac{d\theta_c}{dt} = \omega_c$$

Et comme

$$[\Psi_{abc}] = [P(\theta_c)]^{-1} [\Psi_{dq}] \quad (A.16)$$

On obtient :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Psi_{ds}}{dt} - \omega_c \Psi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Psi_{qs}}{dt} + \omega_c \Psi_{ds} \end{cases} \quad (A.17)$$

De la même façon, on obtient au rotor :

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\Psi_{dr}}{dt} - (\omega_c - \omega_r) \Psi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\Psi_{qr}}{dt} - (\omega_c - \omega_r) \Psi_{dr} \end{cases} \quad (A.18)$$

Aussi, en appliquant la même transformation aux équations des flux (A.7), on aura :

$$\begin{cases} \Psi_{ds} = L_s I_{ds} + L_M I_{dr} \\ \Psi_{qs} = L_s I_{qs} + L_M I_{qr} \end{cases} \quad (A.19)$$

$$\begin{cases} \Psi_{dr} = L_s I_{dr} + L_M I_{ds} \\ \Psi_{qr} = L_s I_{qr} + L_M I_{qs} \end{cases} \quad (A.20)$$

$L_s = L_{ss} - M_s$: inductance cyclique propre au stator

$L_r = L_{rr} - M_r$: inductance cyclique propre au rotor

$L_M = M_{sr}$: inductance mutuelle

L'expression générale du couple est donnée par :

$$C_{em} = \frac{1}{2} [I_{abc}] \left\{ \frac{d}{d\theta} [L_{sr}] [I_{ABC}] \right\} \quad (A.21)$$

On effectue le changement de variables suivant :

$$[I_{abc}] = [P(\theta_c)]^{-1} [I_{dq}]_s \quad (A.22)$$

$$[I_{ABC}] = [P(\theta_c - \theta_r)]^{-1} [I_{dq}]_r \quad (A.23)$$

En combinant (A.21, A.22, A.23), et après calcul, on aboutit à l'expression suivante :

$$C_{em} = L_M [I_{dr} I_{qs} - I_{qr} I_{ds}] \quad (A.24)$$

L'expression du couple est beaucoup plus simple. En tenant compte des expressions des flux (A.19 et A.20), on trouve :

$$C_{em} = [\Psi_{ds} I_{qs} - \Psi_{qs} I_{ds}] = \frac{L_M}{L_r} [\Psi_{dr} I_{qs} - \Psi_{qr} I_{ds}] \quad (A.25)$$

Pour une machine à P paire de pôles, l'expression du couple est déduite à partir de (A.25) en la multipliant par P :

$$C_{em} = \frac{PL_M}{L_r} [\Psi_{dr} I_{qs} - \Psi_{qr} I_{ds}] \quad (A.26)$$

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s \frac{d}{dt} & -\omega_c L_s & L_M \frac{d}{dt} & -\omega_c L_M \\ -\omega_c L_s & R_s + L_s \frac{d}{dt} & \omega_c L_M & L_M \frac{d}{dt} \\ L_M \frac{d}{dt} & -(\omega_c - \omega_r) L_M & R_r + L_r \frac{d}{dt} & -(\omega_c - \omega_r) L_r \\ (\omega_c - \omega_r) L_M & L_M \frac{d}{dt} & (\omega_c - \omega_r) L_r & R_r + L_r \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (A.27)$$

À travers ces équations, on remarque la similitude du processus de conversion électromécanique d'énergie de la machine asynchrone à celui de la machine à courant continu. Bien évidemment, le terme $R_s + L_s \frac{d}{dt}$ traduit la chute de tension ohmique et inductrice

dans les enroulements de la machine due au passage du courant I_{ds} dans l'enroulement statorique suivant l'axe « d », le terme $-\omega_c L_s I_{qs}$ traduit la F.E.M induite par la rotation de l'enroulement statorique suivant l'axe « q » par rapport à l'enroulement statorique suivant l'axe « d », le terme $L_M \frac{d}{dt}$ traduit le couplage magnétique entre les enroulements de même

nature à travers la mutuelle inductance, le terme $-\omega_c L_s I_{qr}$ traduit la F.E.M induite par l'enroulement rotorique suivant l'axe « q » due à sa rotation relative à l'enroulement statorique d'axe « d ».

De là, on voit que le modèle de PARK de la machine asynchrone, associe le comportement de celle-ci à deux machines à courant continu couplées par mutuelle.

A.3. LES COEFFICIENTS DES MATRICES DE LA REPRESENTATION D'ETAT DES MACHINES ASYNCHRONES EN REGIME SATURE

Ces coefficients sont valables aussi bien pour la machine asynchrone triphasée que pour la machine asynchrone biphasée symétrique. Par contre, dans le cas de la machine asynchrone biphasée asymétrique, on remplace L_{ds} par L_{ds1} et L_{qs} par L_{qs1} .

$$b_{11} = \frac{h_1}{d}, b_{12} = \frac{h_2}{d}, b_{13} = \frac{h_3}{d}, b_{14} = \frac{h_4}{d}, b_{21} = \frac{h_2}{d}, b_{22} = \frac{h_5}{d}, b_{23} = \frac{h_6}{d}, b_{24} = \frac{h_7}{d}$$

$$b_{31} = \frac{h_3}{d}, b_{32} = \frac{h_6}{d}, b_{33} = \frac{h_8}{d}, b_{34} = \frac{h_9}{d}, b_{41} = \frac{h_4}{d}, b_{42} = \frac{h_7}{d}, b_{43} = \frac{h_9}{d}, b_{44} = \frac{h_{10}}{d}$$

Tel que :

$$\begin{aligned} h_1 &= L_{qs} L_{dr} L_{qr} + 2 L_{2s}^2 M_q - (M_q^2 L_{dr} + L_{2s}^2 (L_{qr} + L_{qs})) \\ h_2 &= - (L_{2s} L_{dr} L_{qr} + L_{2s} M_d M_q) + L_{2s} L_{dr} M_q + L_{2s} L_{qr} M_q \\ h_3 &= M_q^2 M_d + L_{2s}^2 (L_{qr} + L_{qs}) - (L_{2s} L_{qr} M_d + 2 L_{2s}^2 M_q) \\ h_4 &= - (L_{2s} L_{dr} L_{qs} + L_{2s} M_d M_q) + L_{2s} L_{dr} M_q + L_{2s} L_{qs} M_d \\ h_5 &= L_{ds} L_{dr} L_{qr} + 2 L_{2s}^2 M_d - (M_d^2 L_{qr} + L_{2s}^2 (L_{dr} + L_{ds})) \\ h_6 &= - (L_{2s} L_{ds} L_{qr} + L_{2s} M_d M_q) + L_{2s} L_{qr} M_d + L_{2s} L_{ds} M_q \\ h_7 &= M_d^2 M_q + L_{2s}^2 (L_{dr} + L_{ds}) - (L_{ds} L_{dr} M_q + 2 L_{2s}^2 M_d) \\ h_8 &= L_{ds} L_{qr} L_{qs} + 2 L_{2s}^2 M_q - (M_q^2 L_{ds} + L_{2s}^2 (L_{qr} + L_{qs})) \\ h_9 &= - (L_{2s} L_{ds} L_{qs} + L_{2s} M_d M_q) + L_{2s} L_{qs} M_d + L_{2s} L_{ds} M_q \\ h_{10} &= L_{ds} L_{dr} L_{qs} + 2 L_{2s}^2 M_d - (M_d^2 L_{qs} + L_{2s}^2 (L_{dr} + L_{ds})) \\ d &= L_{ds} h_1 + L_{2s} h_2 + M_d h_3 + L_{2s} h_4 \end{aligned}$$

Aussi :

$$\begin{aligned} a_{11} &= -b_{11} R_s - b_{12} \omega_s L_s - b_{14} \omega_{s1} L_M \\ a_{12} &= b_{11} \omega_s L_s - b_{12} R_s + b_{13} \omega_{s1} L_M \\ a_{13} &= -b_{12} \omega_s L_M - b_{13} R_r - b_{14} \omega_{s1} L_r \\ a_{14} &= b_{11} \omega_s L_M - b_{14} R_r + b_{13} \omega_{s1} L_r \\ a_{21} &= -b_{12} R_s - b_{22} \omega_s L_s - b_{24} \omega_{s1} L_M \\ a_{22} &= b_{12} \omega_s L_s - b_{22} R_s + b_{23} \omega_{s1} L_M \\ a_{23} &= -b_{22} \omega_s L_M - b_{23} R_r - b_{24} \omega_{s1} L_r \\ a_{24} &= b_{12} \omega_s L_M - b_{24} R_r + b_{23} \omega_{s1} L_r \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} a_{31} &= -b_{13} R_s - b_{23} \omega_s L_s - b_{34} \omega_{s1} L_M \\ a_{32} &= b_{13} \omega_s L_s - b_{23} R_s + b_{33} \omega_{s1} L_M \\ a_{33} &= -b_{23} \omega_s L_M - b_{33} R_r - b_{34} \omega_{s1} L_r \\ a_{34} &= b_{13} \omega_s L_M - b_{34} R_r + b_{33} \omega_{s1} L_r \\ a_{41} &= -b_{14} R_s - b_{24} \omega_s L_s - b_{44} \omega_{s1} L_M \\ a_{42} &= b_{14} \omega_s L_s - b_{24} R_s + b_{34} \omega_{s1} L_M \\ a_{43} &= -b_{24} \omega_s L_M - b_{34} R_r - b_{44} \omega_{s1} L_r \\ a_{44} &= b_{14} \omega_s L_M - b_{44} R_r + b_{34} \omega_{s1} L_r \end{aligned}$$

Annexe B

MODÉLISATION DES CONVERTISSEURS STATIQUES

B.1. MODÉLISATION DES CONVERTISSEURS STATIQUES QUI ALIMENTENT LA MAS TRIPHASÉE

Le schéma de ce convertisseur statique est représenté au chapitre I (*Figure I-3*)

B.1.1. Modélisation du Redresseur :

Un redresseur est un convertisseur statique alternatif-continu. Le redresseur utilisé est en pont à diodes qui sont supposées comme des interrupteurs parfaits. Ce redresseur est alimenté par des tensions sinusoïdales.

La tension redressée obtenue donne la valeur moyenne suivante :

$$V_{moy} = \int_{\pi/6}^{\pi/2} V_m [\sin(\omega t) - \sin(\omega t - 2\pi/3)] d\omega t \quad (B.1)$$

$$V_{moy} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m$$

La tension continue obtenue par redressement n'est pas parfaitement continue, elle contient des ondulations. D'où, la nécessité d'utiliser un filtre dont le rôle est d'atténuer ces ondulations.

B.1.2. Modélisation du Filtre :

Le filtre utilisé est un filtre du type passe-bas dont le rôle principal est atténuer les ondulations de la tension et du courant.

Les équations du filtre sont données par :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dI_r}{dt} = \frac{V_r - E}{L} \\ \frac{dE}{dt} = \frac{I_r - I_0}{C} \\ I_r = I_0 + I \end{array} \right. \quad (B.2)$$

La fonction de transfert du filtre est :

$$F(s) = \frac{E(s)}{V_r(s)} = \frac{1}{LC s^2 + 1} \quad (B.3)$$

V_r , E sont respectivement, la tension redressée et la tension redressée et filtrée.

Cette fonction de transfert est du deuxième ordre, la fréquence de coupure est : $f_c = \frac{1}{\sqrt{LC}}$

Afin d'éliminer les harmoniques d'ordre deux et d'ordre supérieur, on impose le choix suivant : $f_c \leq 2f'$ avec : $f' = 6.f$, fréquence de la tension redressée V_r .

De là, on a : $LC > 2,78.10^{-6}$.

Exemple : pour un choix de $C = 600 (\mu F)$; on déduit $L = 5 (mH)$.

B.1.3. Modélisation de l'Onduleur à deux niveaux

L'onduleur est un convertisseur continu-alternatif. Il est constitué de six interrupteurs rapides. Ces interrupteurs peuvent être des transistors de type MOSFET ou IGBT. Ils sont munis de diodes de récupérations qui renvoient les courants négatifs vers la source.

La commande des interrupteurs du même bras est complémentaire : lorsque l'un conduit, l'autre est bloqué. Les interrupteurs sont unidirectionnels en tension et bidirectionnel en courant. On peut associer à chaque interrupteur une fonction logique S_j , définissant son état (ouvert, fermé) :

$$\begin{aligned} S_j &= 1 \quad \text{si} \quad K_j \text{ fermé} \quad K_j' \text{ ouvert} \\ S_j &= 0 \quad \text{si} \quad K_j \text{ ouvert} \quad K_j' \text{ fermé} \end{aligned} \quad \text{avec } j = 1, 2, 3$$

Les formes d'ondes des tensions de l'onduleur sont définies par la matrice associée aux ordres de commutation des interrupteurs S_j .

$$\begin{bmatrix} U_{ac} \\ U_{ba} \\ U_{cb} \end{bmatrix} = E \begin{bmatrix} +1 & 0 & -1 \\ -1 & +1 & 0 \\ 0 & -1 & +1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (\text{B.4})$$

Sachant que :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} +1 & -1 & 0 \\ 0 & +1 & -1 \\ -1 & 0 & +1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{ac} \\ U_{ba} \\ U_{cb} \end{bmatrix} \quad (\text{B.5})$$

En combinant (B.4) et (B.5), on a les tensions simples en fonction des fonctions logiques :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} +2 & -1 & -1 \\ -1 & +2 & -1 \\ -1 & -1 & +2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (\text{B.6})$$

Les ordres de commutation sont obtenus à partir de la stratégie triangulo-sinusoïdale tout en comparant les tensions de référence sinusoïdales d'amplitude V_{ref} avec le signal triangulaire d'amplitude V_p (Figure B-1).

Pour le choix du taux de modulation ou « coefficient de réglage » r et l'indice de modulation m , nous prenons dans notre cas: $r = 1$, $m = 21$.

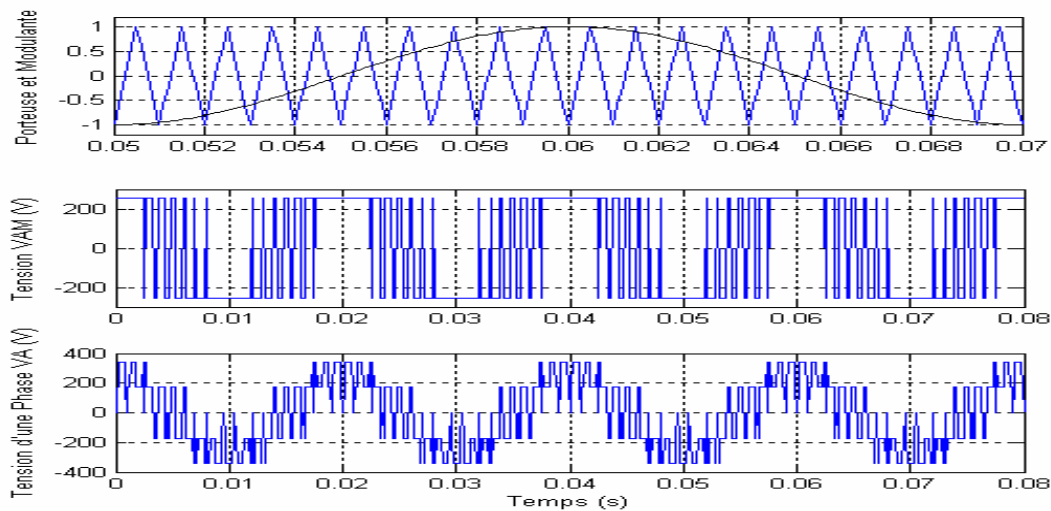


Figure B-1 : Représentation des signaux de commande et des tensions de sortie de l'onduleur à trois niveaux

B.2. MODELISATION DE L'ONDULEUR A TROIS NIVEAUX A STRUCTURE NPC ALIMENTANT LA MAS TRIPHASEE

Plusieurs structures de l'onduleur à trois niveaux sont possibles. Dans le cadre de notre travail, nous présentons une structure de l'onduleur à trois niveaux de type NPC qui est une nouvelle structure de conversion utilisée pour alimenter, à tension et fréquence variables, des moteurs à courant alternatif. Ainsi, nous élaborerons son modèle de fonctionnement, ainsi que sa stratégie de commande.

B.2.1. Structure générale de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC

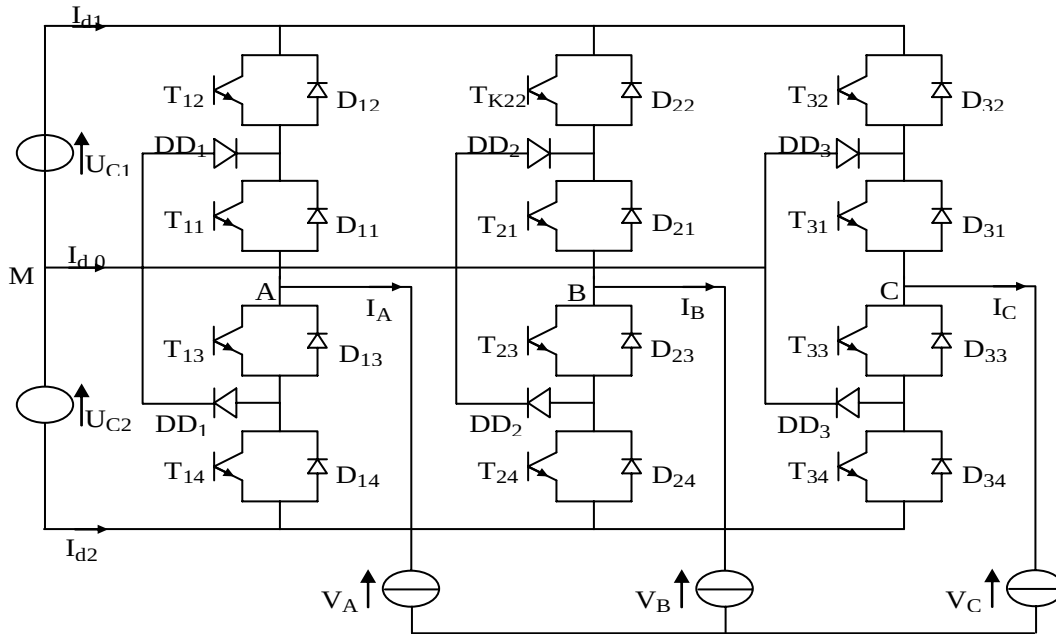


Figure B-2. Structure générale de l'onduleur à trois niveaux.

La structure de l'onduleur à trois niveaux se compose de trois bras symétriques constitués chacun de quatre interrupteurs en série et deux autres en parallèles, plus deux diodes permettant l'obtention du zéro de la tension V_{km} notées DD_{K0} et DD_{K1} . Chaque interrupteur est composé d'un interrupteur bicommandable "transistors, GTO, IGBT, ..." et d'une diode montée en tête bêche.

B.2.2. Modélisation du fonctionnement de l'onduleur à trois niveaux NPC

Afin d'élaborer les différentes configurations de l'onduleur à trois niveaux, on considère les hypothèses simplificatrices suivantes:

- Chaque paire transistor-diode est représentée par un seul interrupteur bidirectionnel supposé idéal (Figure B-3).
- Vue la symétrie de la structure de l'onduleur triphasé à trois niveaux, la modélisation de ce dernier se fait par bras.

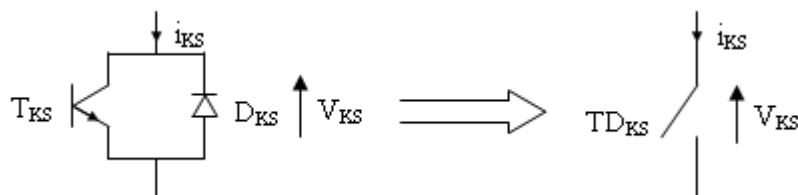


Figure B-3. Interrupteur bidirectionnel équivalent à la paire.

Les tensions U_{c1} et U_{c2} sont des tensions continues supposées idéales (égales et constantes). $U_{c1}=U_{c2}=E/2$.

B.2.3. Différentes configurations d'un bras d'onduleur à trois niveaux NPC

L'analyse topologique d'un bras de l'onduleur triphasé à trois niveaux montre qu'il existe cinq configurations possibles pour ce dernier (*Figure B-4*).

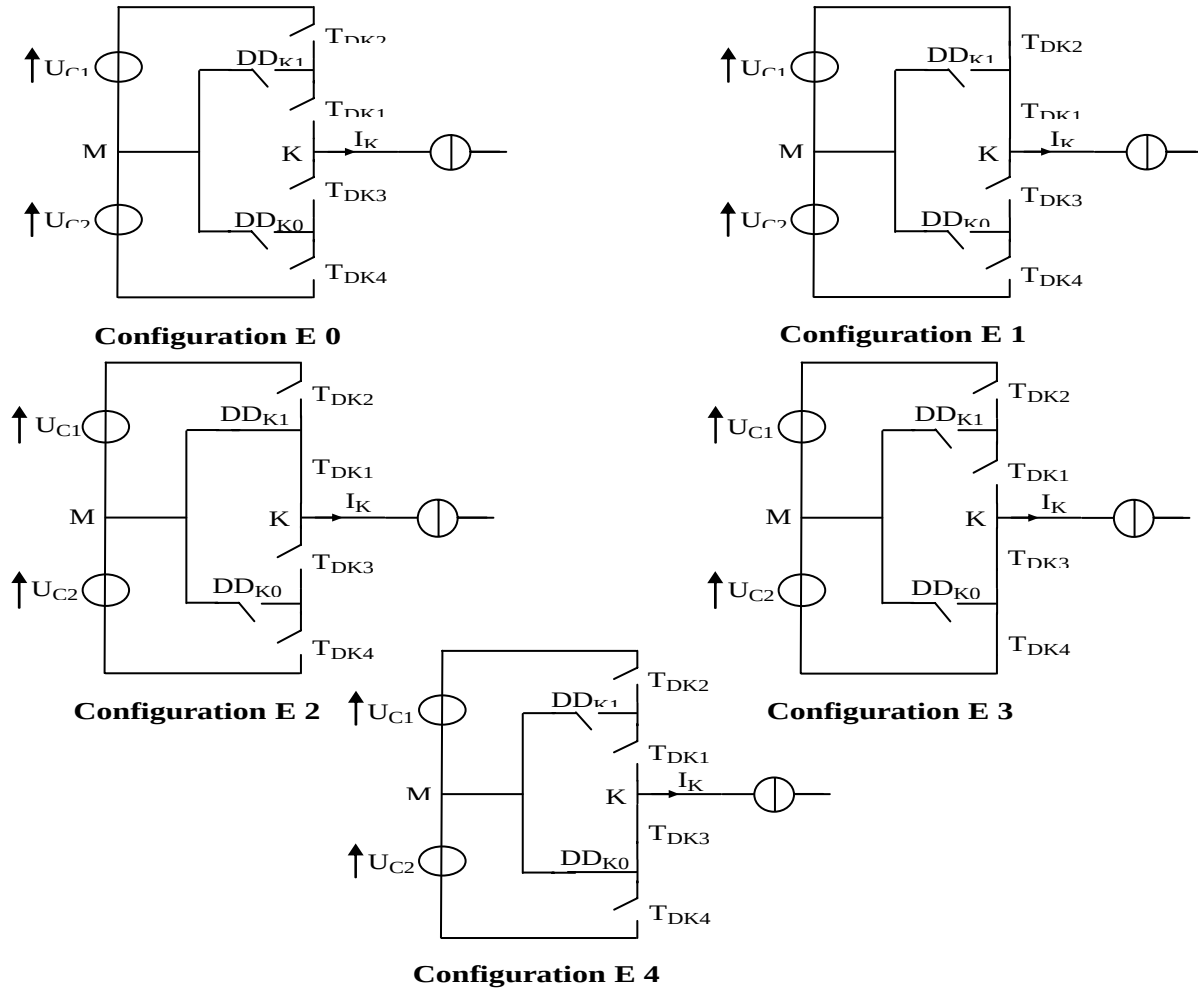


Figure B-4. Différentes configurations du bras K de l'onduleur à trois niveaux NPC.

Les grandeurs électriques, qui caractérisent ces configurations, sont représentées sur le *Tableau B-1* (avec M origine des potentiels et V_K le potentiel du nœud K du bras K).

Configuration	Grandeurs électriques
E_0	$I_K = 0$, V_K dépend de la charge
E_1	$V_K = E/2 = U_{c1}$
E_2	$V_K = 0$
E_3	$V_K = -E/2 = -U_{c2}$
E_4	$V_K = 0$

Tableau B-1 : Grandeurs électriques correspondantes à chacune des configurations d'un bras K d'onduleur à trois niveaux à structure NPC.

B.2.4. Modèle de connaissance de l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC

Pour éviter la conduction simultanée des quatre interrupteurs d'un seul bras qui peut engendrer leur destruction par croissance du courant lors du court-circuit ou par une surtension dans le cas de l'ouverture de tous les interrupteurs, on définit une commande complémentaire des différents semi-conducteurs d'un bras. Plusieurs commandes complémentaires sont possibles pour un onduleur à trois niveaux. La commande la plus optimale est la suivante :

$$\begin{cases} B_{K4} = \overline{B_{K1}} \\ B_{K3} = \overline{B_{K2}} \end{cases} \quad (B.7)$$

Avec B_{KS} commande de base du transistor T_{KS} de ce bras K
Les tensions simples, sont donner comme suit :

$$\begin{cases} V_A = V_{AN} = V_{AM} - V_{NM} \\ V_B = V_{BN} = V_{BM} - V_{NM} \\ V_C = V_{CN} = V_{CM} - V_{NM} \end{cases} \quad (B.8)$$

V_{NM} : Tension entre le point milieu de l'alimentation continue de l'onduleur et le point neutre de la charge qui est représentée comme suit :

$$V_{NM} = \frac{1}{3}(V_{AM} + V_{BM} + V_{CM}) \quad (B.9)$$

A partir des relations (B.8) et (B.9), on a :

$$\begin{cases} V_A = V_{AM} - \frac{1}{3}(V_{AM} + V_{BM} + V_{CM}) = \frac{1}{3}(2V_{AM} - V_{BM} - V_{CM}) \\ V_B = V_{BM} - \frac{1}{3}(V_{AM} + V_{BM} + V_{CM}) = \frac{1}{3}(-V_{AM} + 2V_{BM} - V_{CM}) \\ V_C = V_{CM} - \frac{1}{3}(V_{AM} + V_{BM} + V_{CM}) = \frac{1}{3}(-V_{AM} - V_{BM} + 2V_{CM}) \end{cases} \quad (B.10)$$

B.2.5. Stratégie de Commande de l'Onduleur à Trois Niveaux à structure NPC

Nous élaborons la stratégie triangulo-sinusoïdale à échantillonnage naturel à deux porteuses bipolaires. Le principe de cette stratégie consiste à utiliser les intersections d'une onde de référence ou modulante, qui est l'image de l'onde de sortie qu'on veut obtenir généralement sinusoïdale, avec deux porteuses triangulaires bipolaires. D'où l'appellation triangulo-sinusoïdale. Dans le cas où les tensions de référence sont sinusoïdales, deux paramètres caractérisent cette modulation :

- L'indice de modulation « m » défini comme étant le rapport de la fréquence f_p de la porteuse à la fréquence f de la tension de référence $\left[m = \frac{f_p}{f} \right]$.
- Le taux de modulation ou coefficient de réglage de tension $\left[r = \frac{V_m}{U_{pm}} \right]$.

Les tensions de référence de l'onduleur triphasé à trois niveaux ainsi que les porteuses triangulaires sont données par les équations ci-dessous :

$$\begin{cases} V_{ref1} = V_m \sin \omega t \\ V_{ref2} = V_m \sin \left(\omega t - \frac{2}{3}\pi \right) \\ V_{ref3} = V_m \sin \left(\omega t - \frac{4}{3}\pi \right) \end{cases} \quad (B.11)$$

$$\begin{cases} U_{p1}(t) = \begin{cases} \frac{E}{2} \left(4 * \frac{t}{T_p} - 1 \right) & 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ \frac{E}{2} \left(-4 * \frac{t}{T_p} + 3 \right) & \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \\ U_{p2}(t) = U_{p1} \left(t + \frac{T_p}{2} \right) \end{cases} \quad (B.12)$$

L'algorithme de commande de cette stratégie est une conséquence de la caractéristique qu'un onduleur à trois niveaux est une mise en série de deux onduleurs à deux niveaux. Pour un bras K de l'onduleur à trois niveaux NPC, cet algorithme se résume aux deux étapes suivantes :

Etape 1 : Détermination des tensions intermédiaires (V_{K1} , V_{K2})

$$\begin{cases} V_{refk} \geq U_{p1} \Rightarrow V_{K1} = U_{c1} \\ V_{refk} < U_{p1} \Rightarrow V_{K1} = 0 \\ V_{refk} \geq U_{p2} \Rightarrow V_{K2} = 0 \\ V_{refk} < U_{p2} \Rightarrow V_{K2} = -U_{c2} \end{cases} \quad (B.13)$$

Etape 2 : Détermination du signal V_{Km} et les ordres de commande B_{Ks} des interrupteurs

$$\begin{aligned} V_{Km} = U_{c1} &\Rightarrow B_{K1} = 1 ; B_{K2} = 1 \\ V_{Km} = 0 &\Rightarrow B_{K1} = 1 ; B_{K2} = 0 \\ V_{Km} = -U_{c2} &\Rightarrow B_{K1} = 0 ; B_{K2} = 0 \end{aligned} \quad (B.14)$$

Avec :

$$V_{Km} = V_{K1} + V_{K2} \quad (B.15)$$

$$\begin{cases} B_{K1} = \overline{B_{K4}} \\ B_{K2} = \overline{B_{K3}} \end{cases} \quad (B.16)$$

Sachant que K, définit le bras de l'onduleur a trois niveaux (A, B, C).

La Figure B-5 montre les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoïdale à deux porteuses bipolaires.

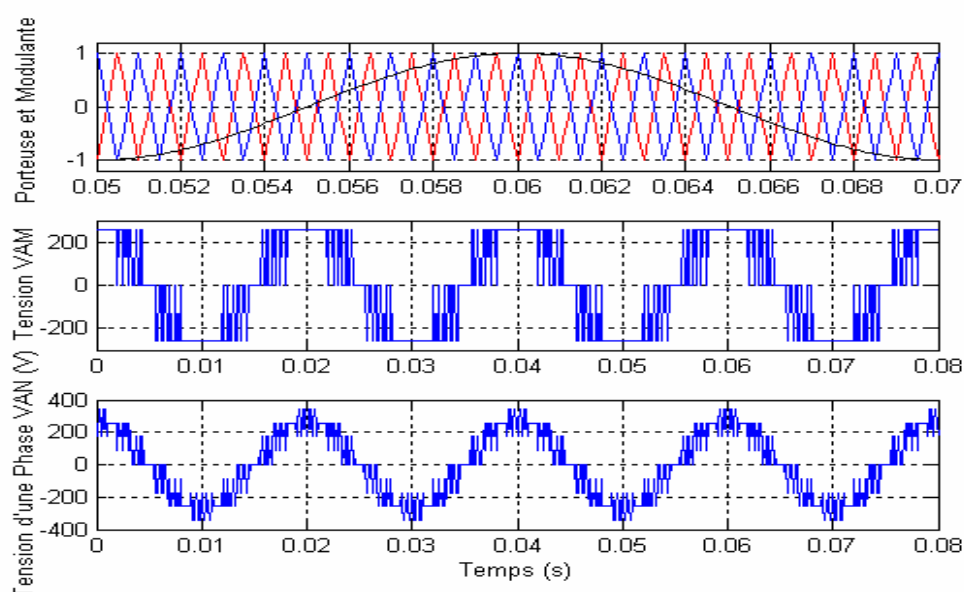


Figure B-5. Représentation des signaux de commande et des tensions de sortie de l'onduleur NPC à trois niveaux.

B.3. MODELISATION DE L'ONDULEUR QUI ALIMENTE LA MAS BIPHASEE

Le schéma de ce convertisseur statique est représenté au chapitre I (*Figure I-8*)

Dans le but d'alimenter séparément les deux phases du moteur monophasé après avoir supprimé le condensateur, on a utilisé un onduleur biphasé à quatre bras. Les huit interrupteurs rapides, qui peuvent être des transistors, sont munis de diodes de récupération. On obtient les signaux de commande des interrupteurs par la technique triangulo-sinusoïdale en comparant deux tensions en quadrature ' $V_{s1 \text{ réf}}$ ', ' $V_{s2 \text{ réf}}$ ', qui sont considérées comme des tensions de référence, avec une seule porteuse ' V_p ' comme suit :

$$\begin{cases} \text{si } V_{s1 \text{ réf}} \geq V_p & S_1 = 1; S_2 = 0 \\ \text{si } V_{s1 \text{ réf}} < V_p & S_1 = 0; S_2 = 1 \end{cases} \quad (\text{B.18})$$

$$\begin{cases} \text{si } V_{s2 \text{ réf}} \geq V_p & S_3 = 1; S_4 = 0 \\ \text{si } V_{s2 \text{ réf}} < V_p & S_3 = 0; S_4 = 1 \end{cases} \quad (\text{B.19})$$

Avec : S_i ($i = 1, \dots, 4$) est une fonction logique qui définit l'état des interrupteurs.

K_i : est l'interrupteur et K_i' est son complémentaire mais ils ne sont pas dans le même bras (voir *Figure I-8*), contrairement à onduleur triphasé tel que :

$$\begin{aligned} S_i = 1 & \text{ donc } K_i \text{ fermé } K_i' \text{ ouvert} \\ S_i = 0 & \text{ donc } K_i \text{ ouvert } K_i' \text{ fermé} \end{aligned} \quad (\text{B.20})$$

En combinant (B.18) et (B.19), nous aurons les tensions simples à la sortie de l'onduleur en fonction des fonctions logiques, d'où :

$$\begin{bmatrix} V_{o1} \\ V_{o2} \end{bmatrix} = E \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \\ S_4 \end{bmatrix} \quad (\text{B.21})$$

Les tensions de références ' $V_{s1 \text{ réf}}$ ', ' $V_{s2 \text{ réf}}$ ', le signal de la porteuse ' V_p ', les signaux de commande des interrupteurs S_1, S_2, S_3, S_4 et les tensions à la sortie de l'onduleur ' V_{o1} ', ' V_{o2} ' ; sont représentés sur la *Figure B-6*.

En prenant : $r = 1$, $m = 21$.

Avec : r est le taux de modulation et m est l'indice de modulation.

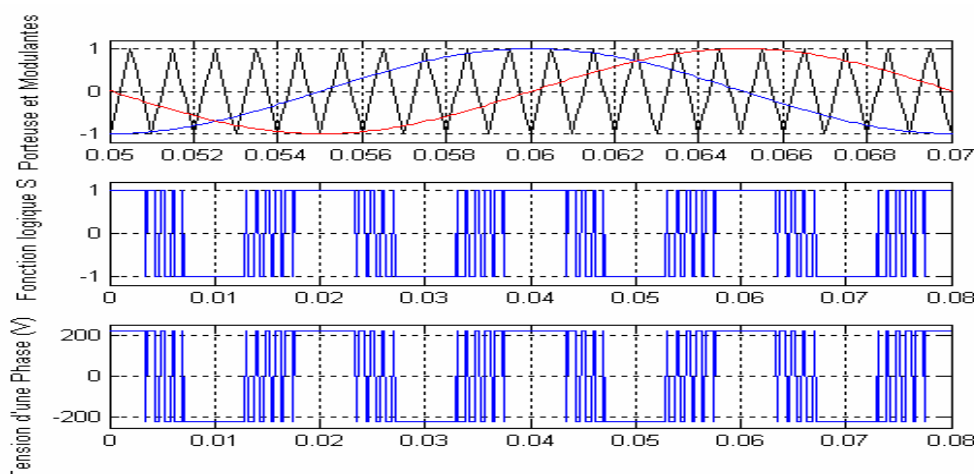


Figure B-6. Représentation des signaux de commande et des tensions de sortie de l'onduleur biphasé à deux niveaux.

Annexe C

DONNÉES RELATIVES DES MACHINES ASYNCHRONE UTILISÉES EN SIMULATION

MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE [BOUS89]

Puissance P_n	1,5 kW
Vitesse nominale ω_n	1420 tr/mn
Tension nominale V_n	220/380 V
Courant nominal I_n	6,4/3,7 A
Couple nominal C_n	10 N.m
Nombre de paires de pôles p	2
Résistance rotorique par phase R_r	3,805 Ω
Résistance statorique par phase R_s	4,85 Ω
Inductance cyclique statorique L_s	0,274 H
Inductance cyclique rotorique L_r	0,274 H
Inductance mutuelle cyclique stator-rotor L_M	0,258 H
Moment d'inertie de la partie tournante J	0,031 kg.m ²
Coefficient de frottement f	0,001136 Nm/rad/s
La fréquence du réseau f	50 Hz

MACHINE ASYNCHRONE MONOPHASEE SYMETRIQUE [CHO96]

Puissance P_n	37 W
Vitesse nominale ω_n	1377 tr/mn
Tension d'alimentation V_n	220 V
Courant nominal I_n	0,4 A
Couple nominal C_n	0,2 N.m
Nombre de paires de pôles p	2
Résistance rotorique R_r	90,5 Ω
Résistance statoriques par phase R_s	115 Ω
Inductance statorique L_s	1,71 H
Inductance rotorique L_r	1,71 H
Inductance mutuelle stator-rotor L_M	1,41 H
Moment d'inertie de la partie tournante J	0,00012 kg.m ²
Coefficient de frottement f	0,000763 Nm/rad/s
La fréquence du réseau f	50 Hz
Capacité du Condensateur C	5 μ F

MACHINE ASYNCHRONE MONOPHASEE ASYMETRIQUE_[CHO96]

Puissance P_n	65 W
Vitesse nominale ω_n	2840 tr/mn
Tension d'alimentation V_n	220 V
Courant nominal I_n	0.7A
Couple nominal C_n	0.21 N.m
Nombre de paires de pôles p	1
Résistance rotorique R_r	61,5 Ω
Résistance statoriques par phase R_{as}	115 Ω
Résistance statoriques par phase R_{bs}	90,5 Ω
Inductance statorique L_{as}	0,915 H
Inductance statorique L_{bs}	0,902 H
Inductance rotorique L_r	0.915 H
Inductance mutuelle stator-rotor $L_M=L_d=L_q$	0,87 H
Moment d'inertie de la partie tournante J	0,00006 kg.m ²
Coefficient de frottement f	0,0003 Nm/rad/s
La fréquence du réseau f	50 Hz
Capacité du Condensateur C	10 μ F

Annexe D

RÉGULATION

La méthode utilisée pour le calcul des paramètres des différents régulateurs du type PI, permet d'avoir une bonne précision, une rapidité et une stabilité du système.

La fonction de transfert de tels régulateurs est donnée par :

$$R(s) = \frac{K(1+Ts)}{Ts} \quad \text{ou} \quad R(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad \text{avec :} \quad \begin{cases} K_p = K \\ K_i = \frac{K}{T} \end{cases} \quad (D.1)$$

La détermination des paramètres (K, T) du régulateur fait intervenir des méthodes classiques de calcul des régulateurs continus. Cette stratégie permet l'application de l'ensemble des outils de l'automatique linéaire au problème de régulation.

D.1. REGULATEURS DES COURANTS :

Le découplage des courants effectué dans les chapitres (I et II), nécessite la régulation des courants statoriques I_{ds} et I_{qs} de même fonction de transfert.

$$G_e(s) = \frac{I_{ds}(s)}{V_{ds1}(s)} = \frac{I_{qs}(s)}{V_{qs1}(s)} = \frac{1}{R_s(1 + \frac{\sigma L_s}{R_s}s)} = \frac{1}{R_s(1 + \sigma T_s s)} \quad (D.2)$$

Ainsi, la boucle de régulation des courants peut être représentée par le schéma bloc suivant :

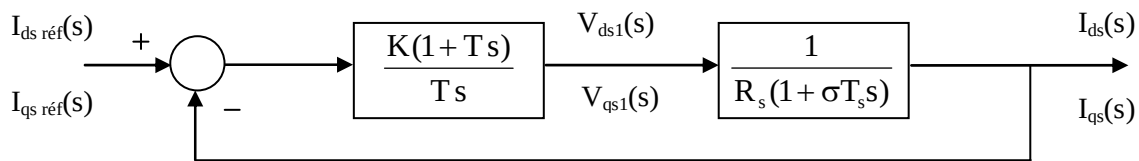


Figure D-1. Schéma bloc de la boucle de régulation des courants.

Pour ramener le système en boucle fermée à un système du premier ordre, on choisit l'action intégrale égale à la constante de temps du système en boucle ouverte.

Donc :

$$T = \sigma T_s \quad (D.3)$$

Le gain sera calculé de façon à avoir une meilleure dynamique du système, caractérisé par le temps de réponse t_e . Tel que : $t_e = \frac{R_s T}{K}$ (D.4)

On choisit un temps de réponse trois fois plus petit que celui du système non corrigé.

Pour se faire, il faut prendre le rapport : $\frac{K}{R_s} = 3$ (D.5)

Des relations (D.3), (D.5) et (D.1), les paramètres des régulateurs des courants sont :

$$T = \sigma T_s$$

$$K = 3R_s$$

d'où :

$$\begin{aligned} K_p &= 3R_s \\ K_i &= \frac{3R_s}{\sigma T_s} \end{aligned}$$

D.2. REGULATEUR DE VITESSE :

La boucle de régulation de vitesse, nous permet de déterminer le couple de référence C_{emref} . Pour le réglage de la vitesse de rotation, nous admettons les deux hypothèses suivantes :

- La machine fonctionne à flux rotorique parfaitement régulé, sur toute la plage de régulation.
- On ne considère pas la régulation de la partie électrique du stator. Car sa constante de temps apparente est beaucoup plus réduite que la constante de temps mécanique. Donc, la réponse des courants (I_{ds} , I_{qs}) à leur valeur de référence apparaît comme quasi instantanée, vis-à-vis de la partie mécanique du système.

On choisit les équations rotoriques du modèle de la machine asynchrone avec l'équation du mouvement et celle du couple électromagnétique :

$$\begin{aligned}
 \frac{d}{dt} \Psi_{dr} &= \frac{L_M}{T_r} I_{ds} - \frac{1}{T_r} \Psi_{dr} + (\omega_s - \omega_r) \Psi_{qr} \\
 \frac{d}{dt} \Psi_{qr} &= \frac{L_M}{T_r} I_{qs} - (\omega_s - \omega_r) \Psi_{dr} - \frac{1}{T_r} \Psi_{qr} \\
 \frac{d}{dt} \Omega_r &= \frac{pL_M}{JL_r} (\Psi_{mr} I_{as} - \Psi_{ar} I_{ms}) - \frac{f}{J} \Omega_r - \frac{C_r}{J} \\
 C_{em} &= \frac{pL_M}{L_r} (\Psi_{dr} I_{qs} + \Psi_{qr} I_{ds})
 \end{aligned} \tag{D.6}$$

Sachant que : $\omega_{s1} = \omega_s - \omega_r$, les équations (D.6) deviennent :

$$\begin{aligned}
 T_r \frac{d}{dt} \Psi_{dr} + \Psi_{dr} &= L_M I_{ds} + T_r \omega_{s1} \Psi_{qr} \\
 T_r \frac{d}{dt} \Psi_{qr} + \Psi_{qr} &= L_M I_{qs} - T_r \omega_{s1} \Psi_{dr} \\
 J \frac{d}{dt} \Omega_r + f \Omega_r &= C_{em} - C_r \\
 C_{em} &= \frac{pL_M}{L_r} (\Psi_{dr} I_{qs} + \Psi_{qr} I_{ds})
 \end{aligned} \tag{D.7}$$

On maintient I_{ds} constant et on prend I_{qs} comme un signal du type échelon 'u' :

$$\begin{aligned}
 I_{ds} &= \frac{\Psi_{ref}}{L_M} \\
 I_{qs} &= u \\
 \omega_{s1} &= \frac{L_M I_{qs}}{T_r \Psi_{ref}} = \frac{L_M u}{T_r \Psi_{ref}}
 \end{aligned} \tag{D.8}$$

Le remplacement des relations (D.8) dans les équations (D.7) donne :

$$T_r \frac{d}{dt} \Psi_{dr} + \Psi_{dr} = L_M \frac{\Psi_{ref}}{L_M} + T_r \omega_{s1} \Psi_{qr} \tag{D.9.a}$$

$$T_r \frac{d}{dt} \Psi_{qr} + \Psi_{qr} = L_M u - T_r \omega_{s1} \Psi_{dr} \tag{D.9.b}$$

$$J \frac{d}{dt} \Omega_r + f \Omega_r = C_{em} - C_r \tag{D.9.c}$$

$$C_{em} = \frac{pL_M}{L_r} (\Psi_{dr} u + \Psi_{qr} \frac{\Psi_{ref}}{L_M}) \tag{D.9.d}$$

De là, on procède à une série de calcul pour avoir Ψ_{dr} en fonction des valeurs suivant l'axe "d". De même pour Ψ_{qr} .

Après calcul, les équations (D.9.a) et (D.9.b) deviennent :

$$\begin{aligned} T_r^2 \frac{d^2}{dt^2} \Psi_{dr} + 2T_r \frac{d\Psi_{dr}}{dt} + (1 + (T_r \omega_{s1})^2) \Psi_{dr} &= (1 + (T_r \omega_{s1})^2) \Psi_{ref} \\ T_r^2 \frac{d^2}{dt^2} \Psi_{qr} + 2T_r \frac{d\Psi_{qr}}{dt} + (1 + (T_r \omega_{s1})^2) \Psi_{qr} &= 0 \end{aligned} \quad (D.10)$$

Sous une autre forme :

$$\begin{aligned} [T_r^2 s^2 + 2T_r s + (1 + (T_r \omega_{s1})^2)] \Psi_{dr}(s) &= (1 + (T_r \omega_{s1})^2) \Psi_{ref} \\ [T_r^2 s^2 + 2T_r s + (1 + (T_r \omega_{s1})^2)] \Psi_{qr}(s) &= 0 \end{aligned} \quad (D.11)$$

Des équations (D.11), on tire Ψ_{dr} et Ψ_{qr} et on les remplace dans l'équation du couple électromagnétique, on aura :

$$C_{em}(s) = \frac{pL_M}{L_r} \frac{(1 + (T_r \omega_{s1})^2) \Psi_{ref} u(s)}{[T_r^2 s^2 + 2T_r s + (1 + (T_r \omega_{s1})^2)]} \quad (D.12)$$

Des équations (D.9.d) et (D.12), on a : $\Omega_r(s) = \frac{C_{em} - C_r}{Js + f}$

D'où :

$$\Omega_r(s) = \left\{ \frac{pL_M}{L_r} \frac{(1 + (T_r \omega_{s1})^2) \Psi_{ref} u(s)}{[T_r^2 s^2 + 2T_r s + (1 + (T_r \omega_{s1})^2)]} - C_r(s) \right\} \frac{1}{Js + f} \quad (D.13)$$

Et comme :

$$C_{em ref} = \frac{pL_M}{L_r} \Psi_{ref} I_{qsref} = \frac{pL_M}{L_r} \Psi_{ref} u(s) \quad (D.14)$$

Le schéma bloc est le suivant :

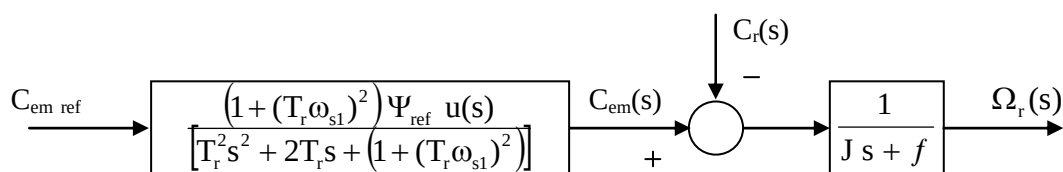


Figure D-2. Schéma bloc en boucle ouverte de régulation de vitesse.

Afin d'avoir la régulation de vitesse, on injecte dans cette boucle, un régulateur de type PI. Le schéma bloc de cette boucle sera comme suit :

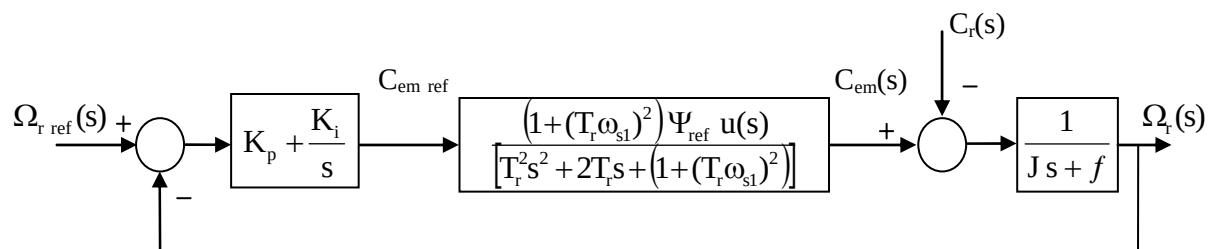


Figure D-3. Schéma bloc en boucle fermée de régulation de vitesse

L'équation caractéristique de ce système est la suivante :

$$P(s) = \left\{ s^4 + \left[\frac{f}{J} + \frac{2}{T_r} \right] s^3 + \left[\frac{2f}{JT_r} + \frac{1}{T_r} + \omega_{s1}^2 \right] s^2 + \left[\frac{(f + K_p)(1 + (T_r \omega_{s1})^2)}{JT_r^2} \right] s + \frac{K_i(1 + (T_r \omega_{s1})^2)}{JT_r^2} \right\} \quad (D.15)$$

Pour des performances optimales, on doit avoir :

$$\begin{cases} \left[\frac{f}{J} + \frac{2}{T_r} \right] \omega_0 = \frac{(f + K_p)(1 + (T_r \omega_{s1})^2)}{JT_r^2} \\ \omega_0^4 = \frac{K_i(1 + (T_r \omega_{s1})^2)}{JT_r^2} \end{cases} \quad (D.16)$$

Ainsi, en posant :

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_{s1}^2 + \frac{1}{J^2}} = \sqrt{\left[\frac{L_M I_{qs \text{ ref}}}{T_r \Psi_{r \text{ ref}}} \right]^2 + \frac{1}{T_r^2}} \quad (D.17)$$

Et pour un fonctionnement correspondant au fonctionnement nominal, on obtient :

$$\boxed{K_p = \frac{2J}{T_r} \quad \text{et} \quad K_i = \frac{J}{T_r^2}}$$

LA LOGIQUE FLOUE

E.1. PRINCIPES DES METHODES D'INFERENCE

E.1.1. Méthode d'Inférence Max-Min :

Cette méthode réalise l'opérateur "Et" par la fonction "min", la conclusion "Alors" de chaque règle par aussi, la fonction "min" et la liaison entre toutes les règles (opérateur "Ou"), par la fonction "max".

La dénomination de cette méthode, dite Max-Min ou " Implicaion de Mamdani ", est due à la façon de réaliser les opérateurs " Alors " et " Ou " de l'inférence.

La fonction d'appartenance résultante correspond au maximum des deux fonctions d'appartenance partielles ; puisque les règles sont liées par l'opérateur " Ou ".

La Figure E-1 représente graphiquement le principe de la méthode d'inférence Max-Min, pour deux variables d'entrée et deux règles.

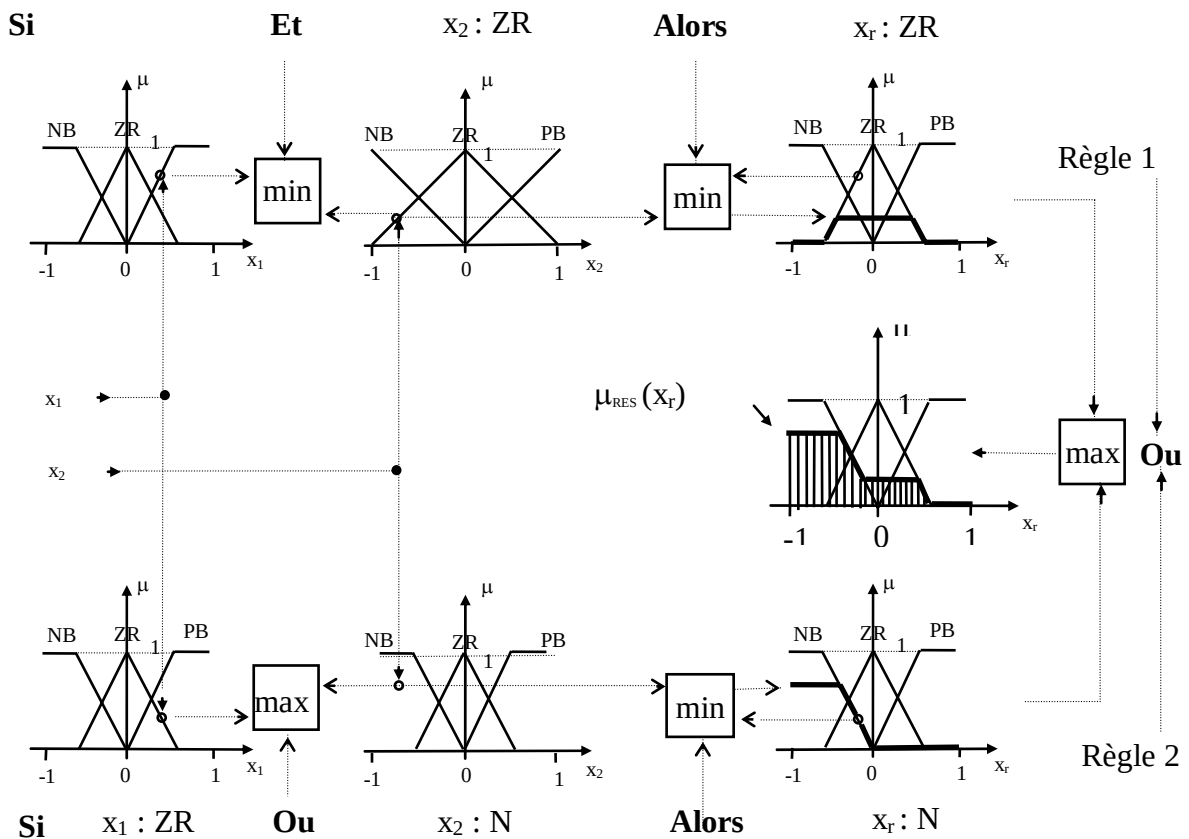


Figure E-1. Méthode d'inférence Max-Min, pour deux variables d'entrée et deux règles.

Les codes linguistiques utilisés sont (en anglais) : (N) : Negative, (ZR) : Zero, (P) : Positive.

E.1.2. Méthode d'Inférence Max-Prod :

Nous l'appelons également " implication de Larsen ". La différence par rapport à la méthode précédente réside dans la manière dont elle est réalisée la conclusion " *Alors* ". Dans ce cas, nous utilisons le produit.

Un exemple de deux règles représenté à la *Figure E-2* ; illustre le principe de cette méthode d'inférence.

On remarque que les fonctions d'appartenance partielles ont la même forme que la fonction d'appartenance résultante, multipliées par un facteur d'échelle vertical, qui correspond au degré d'appartenance obtenu à travers l'opérateur " *Et* ".

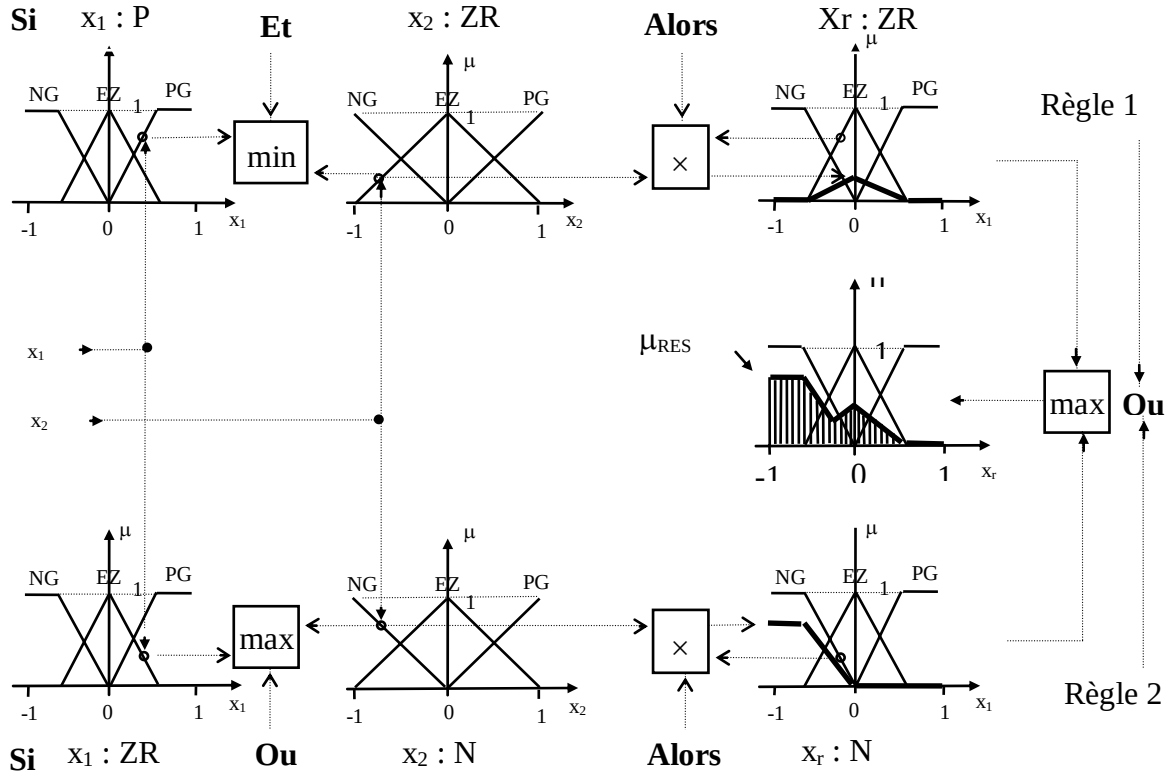


Figure E-2. Méthode d'inférence Max-Prod, pour deux variables d'entrée et deux règles. Les codes linguistiques utilisés sont (en anglais) : (N) : Negative, (ZR) : Zero, (P) : Positive.

E.2. PRINCIPE DES DIFFÉRENTES STRATÉGIES DE DÉFUZZIFICATION

E.2.1. Méthode du Maximum :

Cette stratégie génère une commande qui représente la valeur maximale de la fonction d'appartenance résultante issue de l'inférence.

$$\bar{y} = \text{Max } \mu_{res}(y) \quad (\text{E.1})$$

Cette méthode est très simple. Cependant, elle présente un certain inconvénient lorsqu'il existe plusieurs valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance résultante est maximale.

E.2.2. Méthode de la Moyenne des Maximas :

L'inconvénient de la méthode prétendante conduit à cette présente méthode. Puisque, cette dernière génère une commande qui représente la valeur moyenne de toutes les valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance résultante est maximale.

Dans le cas d'un univers discret, l'action de commande peut être exprimée comme suit :

$$\bar{y} = \frac{1}{L} \sum_{i=1}^m \mu_{res}(y_i) \quad (E.2)$$

avec :

y_i : est la valeur de la commande locale avec laquelle la fonction d'appartenance associée atteint la valeur maximale.

L : est le nombre total des valeurs prises par la fonction d'appartenance.

m : est le nombre des valeurs avec laquelle la fonction d'appartenance associée atteint la valeur maximale.

E.2.3. Méthode du Centre de Gravité :

C'est la méthode de défuzzification la plus courante. L'abscisse du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante de l'inférence, correspond à la valeur de sortie du régulateur. Cette abscisse peut être déterminée à l'aide de la relation suivante :

Dans l'univers continu :

$$\bar{y} = \frac{\int y \mu_{res}(y) dy}{\int \mu_{res}(y) dy} \quad (E.3)$$

L'intégrale au dénominateur donne la surface, tandis que l'intégrale au numérateur correspond au moment de la surface.

Dans l'univers discret :

$$\bar{y} = \frac{\sum_{i=1}^n y_i \mu_{res}(y_i)}{\sum_{i=1}^n \mu_{res}(y_i)} \quad (E.4)$$

où :

n : est le nombre de niveau de la sortie du régulateur correspond au nombre de règles.

E.2.4. Méthode des Hauteurs Pondérées :

Elle correspond à la méthode du centre de gravité quand les fonctions d'appartenance ne se recouvrent pas. Dans ce cas, nous choisissons des fonctions d'appartenance pour la variable de sortie des singletons, et nous aboutissons à une simplification notable dans la détermination de l'abscisse du centre de gravité.

L'abscisse du centre de gravité se calcule alors, à l'aide de la relation suivante :

$$\bar{y} = \frac{\sum_{i=1}^M \mu_i \bar{y}_i}{\sum_{i=1}^M \mu_i} \quad (E.5)$$

où :

M : est le nombre de règles.

μ_i : représente le degré de confiance ou d'activation de la règle R_i .

$\bar{y}_i$: est l'abscisse du centre de gravité de l'ensemble flou de la variable de sortie associée à la règle R_i .

Annexe F

CALCUL DES JACOBIENS

$$f(k) = \begin{bmatrix} \frac{1}{\alpha L_s} \left[- \left(R_s + \frac{L_M^e(k)^2}{L_r T_r} \right) I_{ds}^e(k) + \omega_s \alpha L_s I_{qs}^e(k) + \frac{L_M^e(k)}{L_r T_r} \Psi_{dr}^e(k) + \frac{L_M^e(k)}{L_r} (\omega_m^e(k) + \omega_{sl}) \Psi_{qr}^e(k) + V_{ds} \right] = f_1(k) \\ \frac{1}{\alpha L_s} \left[- \left(R_s + \frac{L_M^e(k)^2}{L_r T_r} \right) I_{qs}^e(k) - \omega_s \alpha L_s I_{ds}^e(k) + \frac{L_M^e(k)}{L_r T_r} \Psi_{qr}^e(k) - \frac{L_M^e(k)}{L_r} (\omega_m^e(k) + \omega_{sl}) \Psi_{dr}^e(k) + V_{qs} \right] = f_2(k) \\ \frac{L_M^e(k)}{T_r} I_{ds}^e(k) - \frac{1}{T_r} \Psi_{dr}^e(k) + (\omega_{sl}(k)) \Psi_{qr}^e(k) = f_3(k) \\ \frac{L_M^e(k)}{T_r} I_{qs}^e(k) + \frac{1}{T_r} \Psi_{qr}^e(k) - (\omega_{sl}(k)) \Psi_{dr}^e(k) = f_4(k) \\ R_r^e(k) = f_5(k) \\ L_M^e(k) = f_6(k) \\ \omega_m^e(k) = f_7(k) \end{bmatrix}$$

$$L_s = L_{s0} + L_M^e(k)$$

$$L_r = L_{r0} + L_M^e(k)$$

$$X_e(k) = \begin{bmatrix} I_{ds}^e(k) \\ I_{qs}^e(k) \\ \Psi_{dr}^e(k) \\ \Psi_{qr}^e(k) \\ R_r^e(k) \\ L_M^e(k) \\ \omega_m^e(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_e(1, k) \\ X_e(2, k) \\ X_e(3, k) \\ X_e(4, k) \\ X_e(5, k) \\ X_e(6, k) \\ X_e(7, k) \end{bmatrix}$$

$$\frac{\partial f(k)}{\partial X_e(k)} = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1(k)}{\partial X_e(1, k)} & \frac{\partial f_1(k)}{\partial X_e(2, k)} & \frac{\partial f_1(k)}{\partial X_e(3, k)} & \frac{\partial f_1(k)}{\partial X_e(4, k)} & \frac{\partial f_1(k)}{\partial X_e(5, k)} & \frac{\partial f_1(k)}{\partial X_e(6, k)} & \frac{\partial f_1(k)}{\partial X_e(7, k)} \\ \frac{\partial f_2(k)}{\partial X_e(1, k)} & \frac{\partial f_2(k)}{\partial X_e(2, k)} & \frac{\partial f_2(k)}{\partial X_e(3, k)} & \frac{\partial f_2(k)}{\partial X_e(4, k)} & \frac{\partial f_2(k)}{\partial X_e(5, k)} & \frac{\partial f_2(k)}{\partial X_e(6, k)} & \frac{\partial f_2(k)}{\partial X_e(7, k)} \\ \frac{\partial f_3(k)}{\partial X_e(1, k)} & \frac{\partial f_3(k)}{\partial X_e(2, k)} & \frac{\partial f_3(k)}{\partial X_e(3, k)} & \frac{\partial f_3(k)}{\partial X_e(4, k)} & \frac{\partial f_3(k)}{\partial X_e(5, k)} & \frac{\partial f_3(k)}{\partial X_e(6, k)} & \frac{\partial f_3(k)}{\partial X_e(7, k)} \\ \frac{\partial f_4(k)}{\partial X_e(1, k)} & \frac{\partial f_4(k)}{\partial X_e(2, k)} & \frac{\partial f_4(k)}{\partial X_e(3, k)} & \frac{\partial f_4(k)}{\partial X_e(4, k)} & \frac{\partial f_4(k)}{\partial X_e(5, k)} & \frac{\partial f_4(k)}{\partial X_e(6, k)} & \frac{\partial f_4(k)}{\partial X_e(7, k)} \\ \frac{\partial f_5(k)}{\partial X_e(1, k)} & \frac{\partial f_5(k)}{\partial X_e(2, k)} & \frac{\partial f_5(k)}{\partial X_e(3, k)} & \frac{\partial f_5(k)}{\partial X_e(4, k)} & \frac{\partial f_5(k)}{\partial X_e(5, k)} & \frac{\partial f_5(k)}{\partial X_e(6, k)} & \frac{\partial f_5(k)}{\partial X_e(7, k)} \\ \frac{\partial f_6(k)}{\partial X_e(1, k)} & \frac{\partial f_6(k)}{\partial X_e(2, k)} & \frac{\partial f_6(k)}{\partial X_e(3, k)} & \frac{\partial f_6(k)}{\partial X_e(4, k)} & \frac{\partial f_6(k)}{\partial X_e(5, k)} & \frac{\partial f_6(k)}{\partial X_e(6, k)} & \frac{\partial f_6(k)}{\partial X_e(7, k)} \\ \frac{\partial f_7(k)}{\partial X_e(1, k)} & \frac{\partial f_7(k)}{\partial X_e(2, k)} & \frac{\partial f_7(k)}{\partial X_e(3, k)} & \frac{\partial f_7(k)}{\partial X_e(4, k)} & \frac{\partial f_7(k)}{\partial X_e(5, k)} & \frac{\partial f_7(k)}{\partial X_e(6, k)} & \frac{\partial f_7(k)}{\partial X_e(7, k)} \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned}
\frac{\partial f_1(k)}{\partial X_e(1,k)} &= -\frac{R_s L_r}{a} - \frac{X(6,k)^2 X(5,k)}{a L_r} \\
\frac{\partial f_1(k)}{\partial X_e(2,k)} &= X(7,k) + \omega_{sl}(k) \\
\frac{\partial f_1(k)}{\partial X_e(3,k)} &= X(6,k) \frac{X(5,k)}{a L_r} \\
\frac{\partial f_1(k)}{\partial X_e(4,k)} &= X(7,k) \frac{X(6,k)}{a} \\
\frac{\partial f_1(k)}{\partial X_e(5,k)} &= \frac{X(6,k)^2 X(1,k) + X(6,k) X(3,k)}{a L_r} \\
\frac{\partial f_1(k)}{\partial X_e(6,k)} &= \frac{-R_s(a-(L_{r0}+L_{s0})*L_r}{a^2} - 2X(6,k)X(5,k)(aL_r)-X(6,k)^2 X(5,k)* \\
&\quad (L_{r0}^2+2L_{r0}L_{s0}+2X(6,k)(L_{r0}+L_{s0})/(aL_r)^2)X(1,k) \\
&\quad + (X(5,k)(aL_r)-X(6,k)X(5,k)(L_{r0}^2+2L_{r0}L_{s0}+2X(6,k)(L_{r0}+L_{s0})/(aL_r)^2)X(3,k) \\
&\quad + ((a-(L_{r0}+L_{s0})X(6,k))/a^2)X(7,k)X(4,k) + ((a-(L_{r0}+L_{s0})L_r)/a^2)(U(1,k)+W(1,k)) \\
\frac{\partial f_1(k)}{\partial X_e(7,k)} &= X(2,k) \frac{X(6,k)X(4,k)}{a} \\
\frac{\partial f_2(k)}{\partial X_e(1,k)} &= -(X(7,k) + \omega_{sl}(k)) \\
\frac{\partial f_2(k)}{\partial X_e(2,k)} &= -\frac{R_s L_r}{a} - \frac{X(6,k)^2 X(5,k)}{a L_r} \\
\frac{\partial f_2(k)}{\partial X_e(3,k)} &= X(7,k) \frac{X(6,k)}{a} \\
\frac{\partial f_2(k)}{\partial X_e(4,k)} &= X(6,k) \frac{X(5,k)}{a L_r} \\
\frac{\partial f_2(k)}{\partial X_e(5,k)} &= \frac{X(6,k)^2 X(2,k) + X(6,k) X(4,k)}{a L_r} \\
\frac{\partial f_2(k)}{\partial X_e(6,k)} &= \frac{-R_s(a-(L_{r0}+L_{s0})*L_r}{a^2} - 2X(6,k)X(5,k)*(aL_r)-X(6,k)^2 X(5,k)* \\
&\quad (L_{r0}^2+2L_{r0}L_{s0}+2X(6,k)(L_{r0}+L_{s0})/(aL_r)^2)X(2,k) \\
&\quad + ((X(5,k)(aL_r)-X(6,k)X(5,k)(L_{r0}^2+2L_{r0}L_{s0}+2X(6,k)(L_{r0}+L_{s0})/(aL_r)^2)X(4,k) \\
&\quad + ((a-(L_{r0}+L_{s0})X(6,k))/a^2)X(7,k)X(3,k) + ((a-(L_{r0}+L_{s0})L_r)/a^2)(U(2,k)+W(2,k)) \\
\frac{\partial f_2(k)}{\partial X_e(7,k)} &= -X(1,k) \frac{X(6,k)X(3,k)}{a} \\
\frac{\partial f_3(k)}{\partial X_e(1,k)} &= X(6,k) \frac{X(5,k)}{L_r}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\frac{\partial f_3(k)}{\partial X_e(3,k)} &= -\frac{X(5,k)}{L_r}, \quad \frac{\partial f_3(k)}{\partial X_e(4,k)} = \omega_{sl}(k), \quad \frac{\partial f_3(k)}{\partial X_e(5,k)} = \frac{X(6,k)X(1,k) - X(3,k)}{L_r} \\
\frac{\partial f_3(k)}{\partial X_e(6,k)} &= \frac{X(5,k)X(2,k)L_{r0}}{L_r^2} + \frac{X(5,k)X(4,k)}{L_r^2} \\
\frac{\partial f_4(k)}{\partial X_e(2,k)} &= \frac{X(5,k)X(5,k)}{L_r} \\
\frac{\partial f_4(k)}{\partial X_e(3,k)} &= -\omega_{sl}(k) \\
\frac{\partial f_4(k)}{\partial X_e(4,k)} &= -\frac{X(5,k)}{L_r} \\
\frac{\partial f_4(k)}{\partial X_e(5,k)} &= \frac{X(6,k)X(2,k) - X(4,k)}{L_r} \\
\frac{\partial f_4(k)}{\partial X_e(6,k)} &= \frac{X(5,k)X(2,k)L_{r0}}{L_r^2} + \frac{X(5,k)X(4,k)}{L_r^2} \\
a &= L_r L_s - X(6,k)^2
\end{aligned}$$

Les autres termes sont nuls.

