

République Algérienne Démocratique et Populaire

Université BADJI MOKHTAR ANNABA



جامعة باجي مختار عنابة

Faculté des Sciences de l'Ingénieur
Département d'électronique

MEMOIRE

En Vue De l'Obtention Du Diplôme De **MAGISTERE**

Intitulé

**CONTRIBUTION À LA COMMANDE DES MACHINES
SYNCHRONES À AIMANTS PERMANANTS, UTILISATION
DES RÉSEAUX DE NEURONES ET DE LA LOGIQUE FLOUE**

Option
Automatique Industrielle

Présenté par
MOUSSAOUI Lotfi

Président	: DEBBACHE N.	Pr.	U. ANNABA
Directeur de mémoire	: DJEGHABA M.	Pr.	U. ANNABA
Examineurs	: ABASSI H.A.	Pr.	U. ANNABA
	: BAHI.T.	M.C	U. ANNABA
	: GUERSI N.	M.C	U. ANNABA

Année 2007



Dédicaces

Je dédie ce travail à :

Mes chers parents qui m'ont beaucoup aidé,

À mes frères et sœurs.

À mes Collègues de LABO

A toute la famille et les amis

M. Lotfi



Remerciement

Le plus grand Merci tout d'abord revient à « Dieu » qui, lui seul, nous a guidé dans le bon sens durant notre vie et qui nous a donné le courage, la volonté, et la force pour élaborer ce travail de recherche.

Mes remerciements les plus distingués s'adressent à mon directeur de thèse Monsieur *M. Djeghaba* professeur à la faculté des sciences de l'ingénieur d'Annaba, département d'électronique ; pour le soutien moral qu'elle m'a apporté tout au long de ce travail, pour sa générosité, ses conseils précieux et l'élaboration de ce document.

À Monsieur *N. Guersi*, Maître de Conférences au Département d'Electronique de l'Université de Annaba, qui a bien voulu accepter de participer à l'encadrement du présent mémoire et qui m'a conseillé sans ménagement, pour contribuer à l'aboutissement et la réussite de ce travail. Qu'il trouve ici mes sincères remerciements.

Je tiens à remercier, particulièrement, Monsieur *T. Bahi*, Maître de Conférences au Département d'Electrotechnique de l'Université de Annaba, pour l'aide précieuse qu'il m'a apporté, pour accomplir le présent travail, par sa maîtrise du logiciel de simulation

ainsi que sa profonde connaissance. Qu'il trouve ici mes sincères remerciements.

Je tiens à remercier l'ensemble des Enseignants du Magister, pour leur clairvoyance, disponibilité et patience, tout le long de mes études de post graduation.

J'exprime mes profonds remerciements et tous mes respects à Monsieur *N. DEBBECHE* professeur à la faculté des sciences de l'ingénieur d'Annaba, département d'électronique, pour avoir bien voulu accepter de présider ce jury.

Je tiens à remercier et à exprimer ma grande gratitude à tous les membres de jury : Monsieur *AH. ABASSI* professeur à la faculté des sciences de l'ingénieur d'Annaba, département d'électronique et Monsieur *T. BAH* Maître de conférence au département d'électrotechnique université Badji-Mokhtar Annaba pour avoir accepté de participer au jury et de juger ce travail.

Je tiens à remercier aussi tous nos enseignants de l'institut D'électronique, qui ont assuré notre formation Et enfin tous ceux qui ont participé de loin ou de près à la réalisation de ce travail.

Résumé

On a présenté dans ce mémoire :

- *Une modélisation du Moteur Synchrone à Aimants Permanents (MSAP) et de son alimentation.*
- *Deux modèles non linéaires de la MSAP en courant et en flux sont présentés pour une commande linéarisante par retour d'état de la MSAP.*
- *Deux techniques pour la commande en MLI d'un onduleur de tension à deux niveaux.*
- *Une commande vectorielle associée à une régulation en vitesse de la MSAP avec un régulateur de type PI, un régulateur neuronale et floue ont été élaborés.*

Abstract

One presented in this memory:

- *A modelling of the Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM) and of its power supply.*
- *Two nonlinear models of the PMSM are presented for an feedback linearization of the PMSM.*
- *Two techniques for PWM inverter control.*
- *A vector controls thus a regulation with a regulator of the type PI and then a regulation with a neural and fuzzy regulator in elaborate summer.*

ملخص

نعرض في هذه المنكرة :

- نمذجة المحرك المتزامن ذي المغناطيس الدائم و تغذيته.
- نمونجان للمحرك المتزامن، في التيار و التدفق لإجراء التحكم .
- إستراتيجيتان للتحكم في مقوم ثلاثي الأطوار ثنائي النوبة مجهز بثلاثيات المساري و طابق لتشريح الجهد الكهربائي.
- تحكم شعاعي مع تصحيح من نوع المنطق الغامض، شبكة الخلايا.

Liste des figures

Chapitre 1

- Figure. I.1** Différentes structures de la roue polaire d'un moteur synchrone
Figure I.2 Représentation de l'aimant permanent.
Figure I.3 Schéma équivalent d'un MSAP dans le repère (d,q) lié au rotor.
Figure I.4 Représentation vectorielle des vecteurs de tensions dans les repères (a, b, c) et (α, β, o) .
Figure I.5 Schéma d'un enroulement triphasé et du repère (d, q)
Figure I.6 Tensions triphasées d'alimentation
Figure I.7 Vitesse en régime pleine onde avec un couple de charge nul
Figure I.8 Couple électromagnétique de la MSAP avec un couple de charge nul
Figure I.9 Vitesse en régime pleine onde avec un passage du couple de charge de zéros à 3 N.m
Figure I.10 Couple électromagnétique avec un passage du couple de charge de zéros à 3 N.m

Chapitre 2

- Figure. II.1** Schéma global d'un MSAP à vitesse variable et de son alimentation.
Figure. II.2 Redresseur et Filtre associé à un onduleur de tension triphasé
Figure. II.3 Sortie du Redresseur et du Filtre
Figure. II.4 Schéma d'un onduleur de tension triphasé alimentant le stator du MSAP
Figure. II.5 MLI sinus-triangle bipolaire
Figure. II.6 signaux d'entrée, de commandes et de sorties pour un onduleur de tension triphasé (pour $m = 3$)
Figure. II.7 signaux d'entrée, de commandes et de sorties pour un onduleur de tension triphasé (pour $m = 6$)
Figure. II.8 signaux d'entrée, de commandes et de sorties pour un onduleur de tension triphasé (pour $m = 9$)
Figure. II.9 Vecteurs de tension et états des interrupteurs d'un onduleur de tension triphasé, dans le plan (α, β) .
Figure. II.10 Modèle de circuit d'un convertisseur MLI triphasé
Figure. II.11 modèle de circuit d'un convertisseur monophasé.
Figure. II.12 convertisseur MLI triphasé de tension
Figure. II.13 les huit vecteurs de tension d'inverseur (V_0 à V_7).
Figure. II.14 Comparaison de tension de commande entre la MLI sinus et la MLI vectorielle
Figure. II.15 Relation entre le référentiel abc et dq
Figure. II.16 Vecteurs et secteurs de base de commutation
Figure. II.17 Espace de vecteur de tension et ses composants dans (d, q)
Figure. II.18 Vecteur de référence comme combinaison des vecteurs adjacents au secteur 1
Figure. II.19 modèles de commutation de la MLI vectorielle à chaque secteur
Figure. II.20 tension et courant de sortie du filtre LC
Figure. II.21 tension de sortie de l'onduleur commandé par MLI vectorielle
Figure. II.22 courants de sortie de l'onduleur commandé par MLI vectorielle
Figure. II.23 tension de sortie de la charge
Figure. II.24 courants de phases de la charge
Figure. II.25 différents signaux pour une commande vectorielle d'une charge inductif triphasé

Chapitre 3

- Figure III.1** Principe de la linéarisation entrée-sortie (cas multi variables)
Figure III.2 Schéma bloc de la MSAP
Figure III.3 Structure d'une commande non linéaire de la MSAP

Figure III.4	Réponse de la vitesse avec variation des coefficients de réglage
Figure III.5	courant direct avec variation des coefficients de réglage
Figure III.6	courant de quadrature avec variation des coefficients de réglage
Figure III.7	couple électromagnétique avec variation des coefficients de réglage
Figure III.8	flux avec variation des coefficients de réglage
Figure III.9	couple électromagnétique avec variation des coefficients de réglage
Figure III.10	Structure d'une commande non linéaire de la MSAP
Figure III.11	Vitesse de la machine commandée en flux et en couple
Figure III.12	Vitesse de la machine commandée en flux et en couple

Chapitre 4

Figure. IV.1	Représentation d'un neurone
Figure. IV.2	Réseau de neurones de type perceptron à une couche cachée
Figure. IV.3	Identification directe
Figure. IV.4	Identification inverse.
Figure. IV.5	Le modèle NNARX.
Figure. IV.6	Le modèle NNOE
Figure. IV.7	Le modèle NNARMAX
Figure. IV.8	Schéma synoptique du procédé d'apprentissage du réseau de neurones
Figure. IV.9	fonction sinc à apprendre
Figure. IV.10	fonction sinc réelle et estimée
Figure. IV.11	fonction $1/x$ réelle et estimée
Figure. IV.12	fonction \log_{10} réelle et estimée
Figure. IV.13	fonction $\exp(-x)$ réelle et estimée
Figure. IV.15	sortie du modèle et données expérimentales
Figure. IV.16	sortie du modèle et réseaux de neurones et données expérimentales
Figure. IV.17	Commande par modèle inverse neuronal
Figure. IV.18	commande par modèle de référence
Figure. IV.19	Exemple d'ensembles considérés en logique booléenne
Figure. IV.20	Exemple d'ensembles considérés en logique floue
Figure. IV.21	Schéma synoptique d'un régulateur flou de vitesse
Figure. IV.22	Structure du régulateur floue
Figure. IV.24	Exemple d'inférence Max-Min
Figure. IV.25	Exemple d'inférence Max-Produit
Figure. IV.26	Defuzzification par valeur maximum
Figure. IV.27	Defuzzification par la méthode des hauteurs pondérées

Chapitre 5

Figure. V.1.	Modèle du moteur synchrone à aimants permanents
Figure. V.2	Commande vectorielle avec boucles primaires de courant
Figure. V.4	Signaux d'entrées de l'onduleur MLI.
Figure. V.5	Signaux de sortie de l'onduleur MLI.
Figure. V.6	Commande par courant de référence
Figure V.7.	Circuit de puissance d'un onduleur de tension triphasé.
Figure.V.8	contrôle du couple d'une machine synchrone à aimants permanents
Figure V.9	Boucles de régulations découplées.
Figure.V.10	vitesse du MSAP obtenu par un régulateur PI.
Figure.V.11	Couple électromagnétique du MSAP obtenu par un régulateur PI.
Figure.V.12	Courant de quadrature de référence du MSAP obtenu par un régulateur PI.
Figure.V.13	Courant de quadrature et direct du MSAP obtenu par un régulateur PI.

- Figure. V.14** Courants statorique des trois phases du MSAP obtenu par un régulateur PI.
Figure. V.15 Structure de type NNARX du Réseau de neurone à deux couches
Figure. V.16 Apprentissage Spécialisé
Figure. V.17 Couple électromagnétique obtenu avec le correcteur neuronal
Figure. V.18 courant de quadrature et direct obtenu avec le correcteur neuronal
Figure. V.19 courant de phases obtenu avec le correcteur neuronal
Figure. V.20 la vitesse obtenus à partir d'un régulateur neuronal et PI
Figure. V.21 vitesse obtenu avec régulateur floue
Figure. V.22 Couple électromagnétique obtenu avec régulateur floue
Figure. V.23 Iq de référence obtenu avec régulateur floue
Figure. V.24 ids et iqs obtenu avec régulateur floue
Figure. V.25 courant statorique obtenu avec régulateur floue

Notations et Symboles

Modèle de la machine

$MSAP$	<i>Machine Synchronne à Aimants Permanents</i>
(d,q) :	<i>Indice du repère de Park lié au rotor</i>
(α,β) :	<i>Indice du repère de Concoordia lié au rotor</i>
R_s :	<i>Résistance statorique</i>
L_d :	<i>Inductance statorique directe</i>
L_q :	<i>Inductance statorique quadratique</i>
φ_f :	<i>Flux d'excitation des aimants permanents</i>
φ :	<i>Flux statorique</i>
(φ_d, φ_q) :	<i>Composantes du flux statorique</i>
(i_d, i_q) :	<i>Composantes du courant statorique</i>
C_e :	<i>Couple électromagnétique</i>
C_r :	<i>Couple électromagnétique</i>
m :	<i>Nombre de phases de la machine</i>
p :	<i>Nombre de paire de pôles</i>
J :	<i>Moment d'inertie totale de la machine</i>
f :	<i>Coefficient de frottement visqueux</i>
ω :	<i>Pulsation électrique rotorique</i>
Ω :	<i>Vitesse de rotation mécanique du rotor</i>

Commande non linéaire

X :	<i>Vecteur d'état de dimension n</i>
U :	<i>Vecteur de commande physique (entrées) de dimension p</i>
f, g :	<i>Fonctions lisses non linéaires</i>
h :	<i>Sorties du système (variables à contrôler)</i>
y :	<i>Vecteur des sorties</i>
n :	<i>Ordre du système</i>
p :	<i>Ordre du vecteur de commande U</i>
G :	<i>Matrice ($n \times p$)</i>
F :	<i>Matrice ($n \times 1$)</i>
$\alpha(x)$:	<i>Matrice de bouclage</i>
$\beta(x)$:	<i>Matrice de bouclage</i>
v :	<i>Vecteur de commande interne</i>
x :	<i>Point d'équilibre</i>
x_0 :	<i>Point initiale</i>
V :	<i>Voisinage d'un point</i>
M :	<i>Variété de dimension n</i>

$L_f h()$:	<i>Opérateur de Lie</i>
r :	<i>Degré relatif d'une fonction de sortie</i>
$y(r)$:	<i>Dérivée de Lie d'ordre r</i>
y_{ref} :	<i>Trajectoire de référence</i>
e :	<i>Erreur de suivie</i>
$D(x)$:	<i>Matrice de découplage</i>
$A(x)$:	<i>Matrice de Bouclage</i>
(K_P, K_I) :	<i>Gains du régulateur (PI) de vitesse</i>
α_{11} :	<i>Coefficients du régulateur non linéaire du courant id</i>
α_{21} et α_{22} :	<i>Coefficients du régulateur non linéaire de la vitesse</i>
β_{11} :	<i>Coefficient du régulateur non linéaire du couple</i>
β_{21} :	<i>Coefficients du régulateur non linéaire du flux</i>

Onduleur de tension

MLI :	<i>Modulation de largeur d'impulsion</i>
K :	<i>Interrupteur bidirectionnel en courant</i>
C_{ij} :	<i>Commande de l'interrupteur ($j=1,2$) du bras d'onduleur ($i=1,3$)</i>
$V_{A,B,C}$:	<i>Tension simple de la machine</i>
$I_{A,B,C}$:	<i>Courants de lignes de la machine</i>
$V_{AM,BM,CM}$:	<i>Tensions polaires</i>
V_{dc}	<i>Tension continue d'alimentation</i>
L_f	<i>Inductance pour la sortie du filtre</i>
C_f	<i>Capacité pour la sortie du filtre</i>
L_{charge}	<i>Inductance de la charge</i>
R_{charge}	<i>Resistance de la charge</i>
f	<i>Fréquence fondamentale</i>
f_z	<i>Fréquence de commutation</i>
T_z	<i>Temps d'échantillonnage</i>
w	<i>Fréquence angulaire</i>
V_{ref}	<i>Tension de référence</i>

Sommaire

Introduction générale	1
------------------------------------	---

Chapitre 1

I Moteur Synchrone à Aimants Permanents : Modélisation, Commande

I.1	Généralité.....	3
I.1.1	Classification des moteurs synchrones.....	3
I.2	Structures des machines synchrones.....	4
I.2.1	Machine synchrone à inducteurs bobinés	5
I.2.2	Machine Synchrone à Aimant Permanent	6
I.2.2.1	Machine Synchrone à Aimant Permanent sans pièce polaire.....	7
I.2.2.2	Machine Synchrone à Aimant Permanent avec pièce polaire.....	7
I.3	Avantages des machines synchrones à aimants permanents	7
I.4	Domaine d'application	7
I.5	Différents types d'alimentation.....	7
I.5.1	Alimentation par un commutateur de courant.....	8
I.5.2	Alimentation par un onduleur de tension.....	8
I.6	Onduleur triphasé	9
I.7	Principes fondamentaux sur la commande	9
I.7.1	Commande vectorielle.....	9
I.7.2	Commande directe de couple.....	10
I.7.3	Comparaison des principes de commande.....	10
I.8	Modélisation de la machine Synchrone à Aimants Permanents	11
I.8.1	Introduction.....	11
I.8.2	Hypothèses simplificatrices.....	11
I.8.3	Mise en équation et modèle de <i>Park</i>	12
I.8.3.1	Mise en équation.....	13
I.8.3.2	Principe de la transformation de <i>Concordia</i>	15
I.8.3.3	Principe de la transformation de <i>Park</i>	16
I.8.3.4	Relation entre la transformation de Park et de Concordia.....	17

I.8.3.5	Équations électriques d'un enroulement triphasé dans le repère dq	18
I.8.3.6	Équation des flux du MSAP dans le repère de <i>Park</i>	19
I.8.3.7	Équation des tensions du MSAP dans le repère de <i>Park</i>	19
I.8.3.8	Expression du couple électromagnétique.....	19
I.9	Simulation et interprétation	20
I.10	Conclusion	23

Chapitre 2

II Onduleur de tension et commande MLI

II.1	Système d'alimentation	24
II.2	Onduleur de tension triphasé.....	26
II.2.1	Définition	26
II.2.2	Onduleur de Tension à <i>MLI</i>	27
II.2.3	Modulation de Largeur d'Impulsions Sinus-Triangle	27
II.2.4	MLI Vectorielle	32
II.3	Etude d'un exemple	33
II.3.1	Description de problème	33
II.3.2	MLI vectorielle	34
II.3.2.1	Principe de la modulation de largeur d'impulsion (MLI).....	34
II.3.2.2	Principe de la MLI vectorielle.....	35
II.3.3	Modèle du système	42
II.3.4	Étapes de simulation	45
II.4	Onduleur de tension à trois niveaux.....	48
II.4.1	Modélisation et commande d'un onduleur trois niveaux.....	49
II.4.1.1	Structure topologique de l'onduleur.....	49
II.4.1.2	Modélisation de l'onduleur à trois niveaux.....	50
II.4.1.3	Modélisation par réseau de pétri de l'onduleur à trois niveaux... ..	52
II.4.1.4	Modèle de commande de l'onduleur à trois niveaux.....	55
II.4.1.5	Relation entre les fonctions de connexion	55
II.4.1.6	Fonction de connexion des demi-bras.....	56
II.4.1.7	Table d'excitation des interrupteurs	56
II.4.1.8	Modèle de connaissance de l'onduleur.....	57
II.4.2	Commande à MLI à deux porteuses.....	58
II.4.2.1	Définition des ondes porteuses.....	58

II.4.2.2	Algorithme de commande.....	59
II.4.3	Simulation	59
II.5	Conclusion	62

Chapitre 3

III Commande Non Linéaire de la Machine Synchrone à Aimant Permanent

III.1	Introduction	63
III.2	Principes de la commande non linéaire.....	63
III.2.1	Principe de la linéarisation entrée – sortie	63
III.3	Contrôle non linéaire du courant et de la vitesse de la MSAP.....	67
III.3.1	Modèle non linéaire en courant de la MSAP, commandée en tension.	67
III.3.2	Calcul des coefficients du contrôleur non linéaire.....	71
III.3.3	Elaboration de la loi de commande.....	71
III.3.4	simulation et interprétation.....	73
III.4	Contrôle non linéaire du couple et du flux de la MSAP	76
III.4.1	Modèle non linéaire en flux de la MSAP, commandée en tension.....	76
III.4.2	Calcul des coefficients du contrôleur non linéaire.....	80
III.4.3	Elaboration de la loi de commande.....	80
III.4.4	Calcul des références du flux et du couple.....	81
III.4.5	Simulation et interprétation.....	82
III.5	Commande non linéaire avec limitation du courant statorique par saturation....	83
III.5.1	Boucle de courant.....	83
III.5.2	Réglage de la vitesse.....	84
III.5.3	Observateur de couple de charge.....	85
III.6	Conclusion.....	87

Chapitre 4

III Réseaux de Neurones et Logique Floue

1^{ère} partie Les réseaux de neurones artificiels

IV.1	Principe et définitions	88
IV.1.1.	Introduction	88
IV.1.2.	Perceptrons multicouches	89
IV.2	Identification par réseau de neurone	90

IV.2.1	Identification directe du modèle direct.....	91
IV.2.2	Identification directe du modèle inverse	91
IV.2.3	Identification indirecte du modèle inverse	91
IV.3	Différents modèle dynamiques neuronales	92
IV.4	Apprentissage du réseau de neurone.....	93
IV.5	Variantes de l’algorithme de rétropropagation	95
IV.6	Exemple d’apprentissage	96
IV.7	Commande par réseau de neurone.....	101
IV.7.1	Introduction.....	101
IV.7.2	Commande par modèle inverse.....	101
IV.7.3	Commande par modèle de référence	102

2^{ème} partie Logique Floue

IV.8	Historique	103
IV.9	Caractéristiques	103
IV.10	Les différents domaines d'applications	104
IV.11	Principe et définition	104
IV.11.1	Sous-ensembles flous.....	104
IV.11.2	Représentation d’un sous ensemble flou.....	104
IV.11.3	Opérations sur les sous ensembles flous.....	105
IV.11.4	Variable linguistique.....	105
IV.12	Opérateurs et normes.....	107
IV.13	Structure d'un régulateur flou.....	107
IV.13.1	Introduction.....	107
IV.13.2	Fuzzification.....	109
IV.13.3	Inférence.....	109
IV.13.4	Defuzzification.....	114

Chapitre 5

V Commande vectorielle des Machines Synchrones à Aimants Permanents

V.1	Introduction	116
V.1.1	Principe de la commande vectorielle	116
V.1.2	Machine Synchrone alimentée par un onduleur MLI.....	118

V.1.3	Régulation PID.....	120
V.1.4	Simulation	123
V.2	Régulation par réseau de neurones.....	125
V.2.1	Introduction	125
V.2.2	Apprentissage du réseau de neurone ..	128
V.2.3	Commande par modèle de référence.....	129
V.2.4	Simulation.....	131
V.3	Régulation par Logique floue.....	133
V.3.1	Introduction	133
V.3.2	Simulation	133
V.4	Conclusion.....	135

Références Bibliographiques

Introduction générale

L'énergie électrique est utilisée depuis longtemps pour produire de l'énergie mécanique grâce à des convertisseurs électromécaniques réversibles, qui sont les machines électriques. Au fil de temps, cette tendance est accentuée à la fois dans le domaine industriel, tertiaire et domestique. Actuellement, elle constitue la majeure partie (95%) de l'énergie consommée dans l'industrie pour fournir la force motrice.

La technologie moderne des systèmes d'entraînement exige de plus en plus un contrôle précis et continu de la vitesse, du couple et de la position, tout en garantissant la stabilité, la rapidité et le rendement le plus élevé possible [1].

Entraîner des charges à vitesse variable, tout en contrôlant la vitesse ou le couple, est devenu incontournable dans les industries modernes. De la montre au concasseur, en passant par l'électroménager, les systèmes de traction, de levage, de propulsion, les applications et les besoins sont innombrables et variés, de même que les solutions techniques. Toutefois, depuis une vingtaine d'années, les entraînements par moteurs électriques connaissent un essor important. Ceci est dû en grande partie aux systèmes de commandes modernes, associant aux moteurs électriques des convertisseurs statiques et des commandes analogiques ou numériques performantes. On obtient ainsi des systèmes couvrant toutes les gammes de puissances, très souples d'emploi, sûrs et fiables.

La mise au point, la conception et la compréhension de tels systèmes, font appel à de nombreux domaines du génie électrique, tels l'électrotechnique, l'électronique de puissance, l'électronique analogique et numérique et l'automatique. Ceci donne

naissance à une nouvelle discipline, que l'on peut appeler Commande d'Ensemble Convertisseurs Machines [2].

Le moteur à courant continu, a satisfait une partie de ces exigences mais il est pourvu des balais frottant sur le collecteur à lames, ce qui limite la puissance et la vitesse maximale et présente des difficultés de maintenance et des interruptions de fonctionnement. Alors que le prix des machines électriques varie peu, celui des composants électroniques et microinformatiques baisse constamment, de telle façon que la part du variateur dans le coût d'un entraînement à vitesse variable diminue [3].

Pour toutes ces raisons, l'orientation vers les recherches aboutissant à des meilleures exploitations d'un robuste actionneur, est très justifiée, à savoir, le moteur asynchrone à cage et le moteur synchrone à aimants permanents, qui sont robustes et ont une construction simple qui limite le coût et augmente le rapport de puissance massique [1],[2],[3]. C'est pourquoi les machines à courant alternatif remplacent de plus en plus les moteurs à courant continu dans de nombreux domaines dont les servomoteurs.

Avec le progrès de l'électronique de puissance, lié à l'apparition de composants interrupteurs rapides, ainsi que le développement des techniques de commande, câblées ou programmées, il est possible à présent de choisir une structure de commande beaucoup plus évoluée [3]. La commande directe du couple des machines asynchrones et synchrones peut maintenant mettre en évidence des principes de commande permettant d'atteindre des performances équivalentes à celles de la machine à courant continu.

Ce présent travail fera l'objet d'une étude des techniques de commande de la vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP). Ces techniques de commande connaissent un développement important ces dernières années notamment avec l'évolution de l'intégration des techniques nouvelles de l'intelligence artificielle telles que, les réseaux de neurones, la logique floue.

Le contenu de ce mémoire sera présentée en cinq chapitres, selon la chronologie suivante:

Le chapitre I, présente les différents types des moteurs synchrones, les avantages des machines synchrones à aimants permanents (MSAP) et leurs domaines d'application ainsi les différentes approches utilisées dans la commande. Ce chapitre présentera la modélisation d'une MSAP en vue de sa commande et de sa simulation.

Nous présentons dans le deuxième chapitre, les détails sur la commande en Modulation de Largeur d'Impulsion d'un onduleur de tension triphasé.

Dans le chapitre III, nous développons une commande non linéaire avec le principe de la linéarisation entrées-sorties. Les résultats de simulation relatifs a ce type de commande seront illustré en vue de la validation de la commande de celle-ci.

Dans le chapitre IV, nous présentons dans la 1^{ère} partie, une étude sur les réseau de neurones, les différents modèle, leurs apprentissage et les différents structures de commande connus dans la littérature des réseaux de neurones. Dans la 2^{ème} partie nous présentons une étude sur la logique floue.

Enfin, le chapitre V fera l'objet de l'application de ces différentes techniques de commande pour le contrôle en vitesse de la MSAP. Nous clôturons ce chapitre par une comparaison des performances entre les différentes méthodes.

Moteur Synchrone à Aimants Permanents Modélisation, Commande

I.1 Généralité

I.1.1 Classification des moteurs synchrones :

Le moteur synchrone est utilisé dans une large gamme de puissance, allant du watt au mégawatt, dans des applications aussi diverses que le positionnement, la synchronisation, l'entraînement à vitesse constante, la traction. A ces nombreux domaines d'emplois, correspondant autant de technologies différentes, dont les plus répandues peuvent être scindées en deux grandes familles [2], [4]:

- les moteurs synchrones à inducteur bobiné, à pôles saillants ou à pôles lisses,
- les moteurs synchrones à aimants permanents, avec ou sans pièces polaires.

Les machines à aimants se développent de manière importante à l'heure actuelle, grâce à la mise en point d'aimants permanents de grande qualité, permettant l'obtention de couples massiques élevés. Lorsque le nombre de pôles est élevé, les puissances peuvent atteindre quelques centaines de kilowatt. Toutefois, leur domaine d'emploi privilégié reste les puissances inférieures à quelques dizaines de kilowatts, où l'aimant permanent permet d'obtenir, à taille égale, une induction dans l'entrefer plus élevée que les machines à rotor bobiné. Par ailleurs l'emploi d'aimants permanents à la place de l'enroulement inducteur annule les pertes par effet Joule au rotor et augmente le rendement.

Les machines synchrones à aimant permanent ont été largement utilisées dans la commandes de la vitesse pendant plus d'une décennie. Les applications les plus communes sont la commande des servo moteur dont la puissance s'étend de quelques watts à quelques kilowatts. Une machine synchrone à aimant permanent est fondamentalement une machine ordinaire à courant alternatif avec des enroulements distribués dans les fentes de redresseur de sorte que le flux créé par le courant de redresseur soit approximativement sinusoïdal.

Ce mémoire se concentre seulement sur les machines synchrones à aimant permanent (PMSMs) avec une distribution sinusoïdale de flux.

Récemment, il a y eu beaucoup d'intérêt en élargissant la chaîne d'application des MSAP. Le rendement élevé inhérent des MSAP prévoit une possibilité de remplacer par exemple des machines d'induction avec des MSAP dans l'industrie. Ces

applications industrielles par exemple les usines de papier, où la puissance s'étend des dizaines de kilowatts à plusieurs centaines de kilowatts sont communes.

I.2 Structures des Machines Synchrones

I.2.1 Machine synchrone à inducteurs bobinés :

Le stator : Les machines synchrones triphasées, qu'elles soient à pôles saillants ou à pôles lisses, ont un stator composé de trois enroulements identiques décalés de 120° dans l'espace. Ces enroulements sont logés dans les encoches du circuit magnétique. Dans la grande majorité des cas, les trois enroulements sont couplés en étoile, ce qui annule la composante homopolaire de courant. Lorsqu'on alimente les enroulements statoriques par un système triphasé équilibré de courants, il y a création d'un champ tournant est proportionnelle au nombre de pôles de la machine et à la pulsation des courants statoriques [1], [2], [5]. On note :

w : la pulsation des courants statoriques, exprimée en rad/ s,

p : le nombre de paires de pôles de la machine,

Ω : la vitesse de rotation de la machine, exprimée en rad/ s,

Soit :

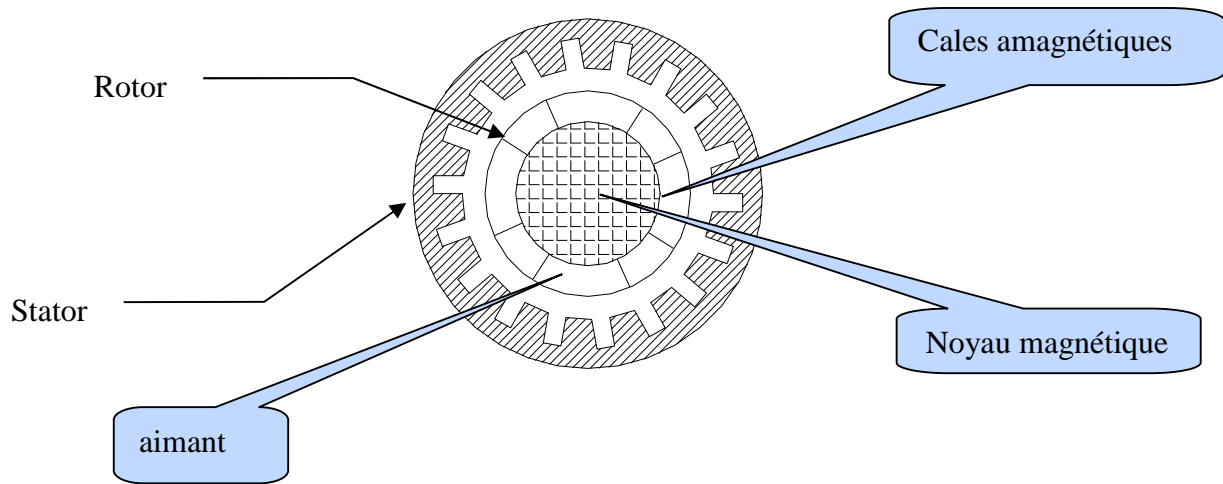
$$\Omega = w / p$$

Rotor à pôles saillants : Où les aimants sont montés entre les pièces polaires de la machine dite de structure (APP). Le rotor est constitué de pôles, autour desquels est bobiné l'enroulement inducteur (voir figure 1.1.d). Le sens de réalisation du bobinage est alterné à chaque pôle. Cet enroulement est traversé par un courant continu, et donne naissance à une force magnétomotrice le long de l'entrefer. Les pôles sont munis d'épanouissements polaires, dont la forme est étudiée de manière à obtenir une répartition quasi sinusoïdale de la force magnétomotrice créée par l'inducteur.

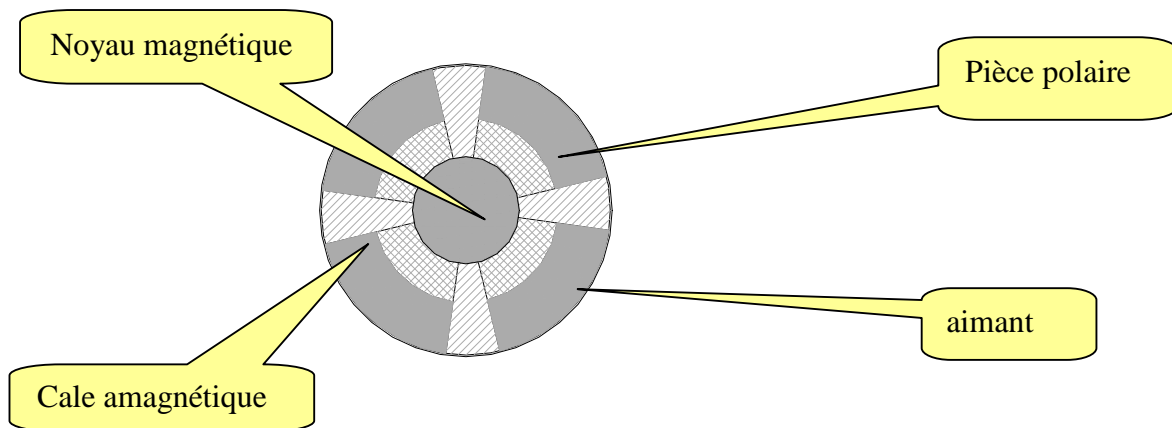
Lorsque l'inducteur est alimenté, il donne naissance à un champ magnétique qui entre en interaction avec le champ tournant créé par le stator, ce qui engendre un couple électromagnétique et entraîne le rotor en rotation. En régime permanent, la vitesse de rotation du rotor est identique à celle du champ tournant créé par le stator, d'où l'appellation « machine synchrone ».

Rotor à pôles lisses : Où les aimants utilisés sont sans pièces polaires (machines de structure SPP) sont disposés au niveau de l'entrefer sur un noyau ferromagnétique (voir figure 1.1.c). L'enroulement inducteur, traversé par un courant est logé dans ces encoches, il donne naissance à une force magnétomotrice que l'on supposera répartie sinusoïdalement le long de l'entrefer.

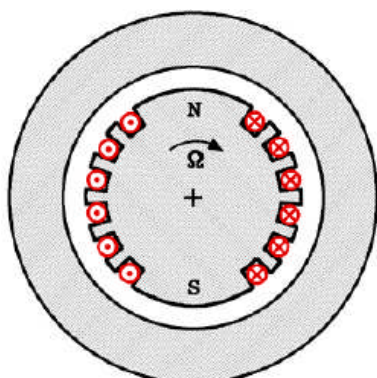
Comme dans la machine à pôles saillants, l'interaction entre le champ tournant créé par le stator et le champ dû à l'inducteur donne naissance à un couple électromagnétique qui entraîne la rotation du rotor. En régime permanent le rotor tourne à la même vitesse que le champ tournant produit par le stator.



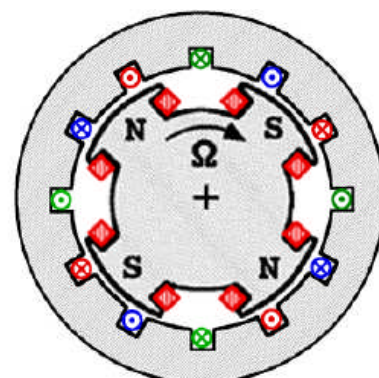
a) Machine sans pièces polaires 4 pôles



b) Rotor de machine avec pièces polaires



c) Machine à pôles lisses



d) Machine à pôles saillants

Figure. I.1 Différentes structures de la roue polaire d'un moteur synchrone

I.2.2 Machine Synchrone à Aimant Permanent

Les aimants permanents sont des matériaux magnétiques durs, créant un champ magnétique à l'extérieur du volume qu'ils occupent. L'aimant possède des régions où la polarisation présente une composante normale à la surface. Les pôles sont représentés par une flèche indiquant le sens de l'aimantation, tel qu'indiqué la figure Figure 1.2 suivante :

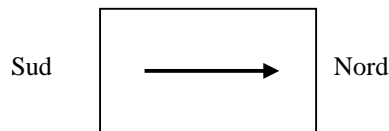


Figure I.2. Représentation de l'aimant permanent.

Les aimants permanents utilisés dans les machines synchrones ont pour fonction principale la création du flux inducteur. Ils doivent permettre l'obtention d'une puissance massique élevée, ce qui réduit le volume de la machine. D'autre part une faible sensibilité à la température est également indispensable, ce qui limite la désaimantation en fonctionnement normal. Dans ces conditions on peut obtenir le couple nominal pour tous les régimes de fonctionnement.

I.2.2.1. Moteurs synchrones à aimants permanents sans pièce polaire

a- Aimantation radiale :

On utilise des aimants permanents à aimantation radiale, que l'on peut répartir sur toute la circonférence du rotor, en alternant les pôles. Au niveau des aimants, on obtient une induction dans l'entrefer égale à celle de l'aimant.

La perméabilité magnétique relative des aimants étant proche de l'unité.

b- Aimantation tangentielle :

En utilisant des aimants à aimantation tangentielle, on peut réaliser des machines à induction sinusoïdale en répartissant convenablement les aimants et les cales le long de la circonférence du rotor.

I.2.2.2 Moteurs synchrones à aimants permanents avec pièce polaire

a- Aimantation tangentielle :

Une structure classique, permettant d'obtenir des machines synchrones de qualité, l'aimant est à base de terre rare, et les pièces polaires permettent de concentrer le flux. L'alimentation de l'entrefer est parallèle à l'entrefer, et les flux s'ajoutent au niveau des pièces polaires. On obtient ainsi une induction dans l'entrefer supérieure à celle de l'aimant, ce qui accroît le couple massique à volume d'aimant donné.

b- Aimantation radiale :

Le moteur synchrone à aimantation radiale donne naissance à une induction constante face à chaque pôle. En plaçant des pièces polaires sur la périphérie des aimants, on peut modifier la répartition.

I.3 Avantages des Machines Synchrones À Aimants Permanents

Les avantages associés à l'utilisation des machines à courant alternatif asynchrone et synchrone à aimants permanents ne sont pas à démontrer en terme de robustesse et de fiabilité.

Aujourd'hui, avec le progrès actuel des aimants permanents, le moteur synchrone est de plus en plus utilisé dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable à hautes performances. Son choix dans ce domaine est devenu attractif et concurrent de celui des moteurs à courant continu et des moteurs asynchrones. Cela est dû principalement à ses avantages multiples, relativement à ces deux types d'actionneurs [3]. On cite principalement :

- Facteur de puissance et rendement élevé par rapport à ceux des moteurs asynchrones;
- Robustesse incontestée par rapport au moteur à courant continu;
- Puissance massique élevée et précision de sa commande;
- Développement de la technologie des composants de l'électronique de puissance, et l'apparition des processeurs numériques à fréquence élevée et à forte puissance de calcul, surmontant ainsi le problème de l'implantation d'algorithmes de commande de l'onduleur assurant l'auto pilotage du MASP;
- Augmentation de la constante thermique et de la fiabilité, à cause de l'absence de contacts bague-balais dans ces machines.

I.4 Domaine d'application

Le moteur synchrone à aimants permanents est utilisé dans une large gamme de puissance, allant de centaines de Watts (servomoteurs) à plusieurs méga Watts (systèmes de propulsion des navires), dans des applications aussi diverses que le positionnement, la synchronisation l'entraînement à vitesse variable, et la traction.

- Il fonctionne comme compensateur synchrone.
- Il est utilisé pour les entraînements qui nécessitent une vitesse de rotation constante, tels que les grands ventilateurs, les compresseurs et les pompes centrifuges.

I.5 Différents types d'alimentation

La machine synchrone peut être alimentée en tension ou en courant. La source doit être réversible pour un fonctionnement dans les quatre quadrants (moteur/ générateur dans les deux sens de rotation).

Les convertisseurs alternatif/continu de l'électronique de puissance, sont utilisés dans des domaines d'application variés, dont le plus connu est sans doute celui de la variation de vitesse des machines à courants alternatifs. La forte évolution de cette fonction s'est appuyée sur le développement des composants à semi-conducteurs entièrement commandables, puissants, robustes et rapides.

I.5.1 Alimentation par un commutateur de courant

Dans le cas d'une alimentation en courant, la commutation peut être naturelle (le courant doit alors être en avance sur la tension. Pour faciliter ce mode de fonctionnement, la machine doit être surexcitée). En même temps, la commutation peut être aussi forcée. Par exemple, au démarrage, les f.e.m. ne sont pas suffisantes pour permettre l'extinction des thyristors.

L'alimentation de la machine doit être adaptée aux caractéristiques de celle-ci. Ainsi, il sera préféré une alimentation en créneaux de courant dans le cas d'une machine qui, lorsque deux de ses phases sont alimentées en série par un courant constant, possède une courbe de couple électromagnétique $C_e(\theta_m)$ de forme trapézoïdale (moteur synchrone à aimants sans pièces polaires). Cette alimentation minimise les ondulations de couple (la superposition des courbes de $C_e(\theta_m)$ lors des différentes séquences de fonctionnement donne une courbe de couple pratiquement constant).

I.5.2 Alimentation par un onduleur de tension

La commande d'un moteur synchrone peut se faire aussi à partir d'un convertisseur statique alimenté par une source de tension continue constante. Les onduleurs de tension permettent d'imposer aux enroulements statoriques de la machine des tensions d'amplitude et de fréquence réglables en agissant sur la commande des interrupteurs du convertisseur statique (GTO, transistors bipolaire, MOSFET, IGBT, etc.). Dans les années 90, le transistor IGBT a complètement relancé la construction des onduleurs nécessaires à l'alimentation des moteurs à courant alternatif asynchrones et synchrones [1]. Facile à commander, sa grille étant assimilable à un circuit de charge d'un condensateur, il présente les principaux avantages d'un transistor bipolaire, et il se prête aussi particulièrement bien à la mise en parallèle. Pour réaliser un onduleur triphasé classique alimenté par une source de tension continue (munie d'un filtrage capacitif), et dont le récepteur est une charge alternative qui se comporte comme une source de courant (le stator d'une machine à courant alternatif est inductif), on a besoin de 6 interrupteurs bidirectionnels en courant. Il faut aussi disposer donc de diodes rapides et performantes, montées en parallèle inverse avec les transistors IGBT. Cette configuration permet d'imposer aux moteurs des courants présentant une faible distorsion harmonique et conduit ainsi à l'élaboration des systèmes d'entraînements à base de moteurs à courant alternatif à hautes performances. Les techniques dites (Modulation de Largeur d'Impulsions, *MLI*) ou (Pulse Width Modulation, *PWM*, dans le jargon anglo-saxon) sont utilisées. Ces stratégies de commande des onduleurs s'appuient sur les performances en fréquence de découpage permises par les composants électroniques utilisés.

I.6 Onduleur triphasé

Dans la pratique, les onduleurs triphasés sont plus importants et sont plus utilisés que les onduleurs monophasés [6]. On les rencontre pour les puissances de quelques centaines de watts jusqu'à plusieurs centaines de kilowatts. Leur application principale consiste en l'alimentation des moteurs alternatifs à fréquences variables.

La commande en MLI : Dans un onduleur à modulation de largeur d'impulsion MLI (Pulse Width Modulation PWM) au lieu de former chaque alternance une tension de sortie avec un seul créneau rectangulaire, on la forme de plusieurs créneaux de largeurs convenables.

La commande de l'onduleur s'obtient en comparant des tensions de référence appelée modulatrice ou onde sinusoïdale avec un signal triangulaire symétrique dont la fréquence est multiple de celle de l'onde fondamentale. Ce signal est dit « porteuse ».

La modulation de largeur d'impulsion est une forme de commande en créneaux où les périodes de fermeture et d'ouverture sont variables de telle façon que la longueur des périodes de fermeture soit maximale à la crête de l'onde où le résidu harmonique d'ordre inférieur à l'onde MLI est nettement plus faible que celui de toute autre forme d'onde.

I.7 Principes fondamentaux sur la commande :

I.7.1 Commande vectorielle

Les principes de la commande vectorielle pour les machines synchrones à aimant permanent se ressemblent à la commande d'une machine à courant continu. L'idée est de commander le courant de quadrature de la machine avec le flux magnétique créé par les aimants permanents. Le couple est alors directement proportionnel au produit du flux créé par les aimants et le courant. Dans une machine à courant alternatif la rotation du rotor exige que le flux doit tourner à une certaine fréquence. Si le courant est alors commandé dans l'espace de quadrature avec le flux, le courant doit être un courant alternatif contrairement au courant continu d'une machine à courant continu [4].

Le modèle mathématique d'une machine synchrone à courant alternatif le plus conventionnel, est réalisé en utilisant un système de coordonnées, qui tourne synchroniquement avec l'axe magnétique du rotor, c.-à-d. avec le rotor. L'axe x - de ce système de coordonnées s'appelle l'axe direct (habituellement dénoté 'd ') et l'axe y - est l'axe de quadrature (dénoté 'q '). Le flux d'aimant se trouve sur l'axe 'd' et si le courant est commandé dans l'espace de quadrature avec le flux d'aimant il est aligné avec l'axe 'q'. On appelle généralement ce type de commande, commande pour $i_d = 0$.

Les différentes inductances de l'axe d et q sont le résultat de différents chemins de flux de l'axe d et q. Si les aimants sont montés sur la surface de rotor les flux de l'axe d et q doivent passer par l'aimant. La perméabilité relative des aimants permanents est habituellement près de l'unité, qui signifie que les aimants permanents sont comme

l'air dans le circuit magnétique. Le trou d'air efficace est donc très grand et les inductances dues au grand trou d'air sont tout à fait basses et presque égale dans l'axe d et q. Si les aimants sont montés dans les fentes à l'intérieur du rotor, les chemins de flux d'aimant sont tout à fait différents. Tout le flux ne doit pas passer par l'aimant et une différence considérable entre les inductances dans l'axe d et q est possible. Puisque le flux dans l'axe 'd' ne passe pas nécessairement par l'aimant, habituellement l'inductance de l'axe q est plus grande que l'inductance de l'axe d. C'est différent de la machine synchrone à alimentation séparée où l'inductance de l'axe d est plus grande.

La variation du couple ayant pour résultat la différence d'inductance devrait être utilisé dans la commande. Des expressions analytiques pour les courants de références qui maximisent le rapport du couple et du courant ont été formulées la première fois par Jahns et autres (1986). Ce genre de commande s'appelle généralement le couple maximum par commande d'ampère ou commande par courant minimum. Dans ce mémoire la commande vectorielle est employée pour toutes les méthodes de contrôle, qui commandent le couple par l'intermédiaire de commander les courants.

I.7.2 Commande directe de couple

Un nouveau genre de commande de moteur à courant alternatif a été suggéré par Takahashi et Noguchi (1986). Leur idée était de commander le flux du stator et le couple directement, pas par l'intermédiaire de commander le courant de stator. Ceci a été accompli en commandant les commutateurs de puissance employant directement les sorties des comparateurs d'hystérésis pour le couple et le module du flux statorique et choisissant un vecteur de tension approprié à partir d'une table de commutation prédéfinie. La table s'est appelée "la table optimale de commutation".

Depenbrock (1987) a proposé un même genre de commande (apparu également en Depenbrock, 1988). Au début, Takahashi et Noguchi n'ont donné aucun nom à leur nouveau principe de commande. Dans un papier par Takahashi et Ohmori (1987) le système de commande a été appelé *la commande directe de couple, DTC "direct torque control"*. Depenbrock a appelé sa méthode de contrôle "*Direct Self Control*", *DSC*. Après l'introduction de la première application industrielle du DTC (Tiitinen et autres, 1995) le nombre de papiers sur la DTC s'est développé énormément. Un certain nombre d'eux sont sur différents aspects du DTC pour les moteurs asynchrones (voir par exemple Griva et autres, 1998 ; Damiano et autres, 1999), mais ces dernières années là a été également intéressent pour appliquer la DTC aux moteurs synchrones à aimant permanent comme par exemple (Zolghadri (1997), Zolghadri et Roye (1998), Zhong (1997), Rahman (1998a) et Rahman (1998b)).

Aujourd'hui, la DTC est devenu une méthode de contrôle admise près de la commande par flux orienté. Même un manuel a été publié par Vas (1998), qui se concentre sur la DTC et d'autres méthodes de contrôle.

I.7.3 Comparaison des principes de commande

Dans beaucoup de références la commande d'une MSAP est séparée de la commande d'autres types de machines à C.A.. Cependant, on peut affirmer qu'une MSAP est une machine régulière à C.A. de flux tournant et la commande est semblable à celle

d'autres types de machines à C.A. Les différences suivantes peuvent néanmoins être notées :

- L'inductance du stator d'une MSAP peut être tout à fait basse ;
- L'inductance de l'axe de quadrature est plus grande ou égale à l'inductance de l'axe directe.
- Il n'y a généralement aucun enroulement amortisseur ;
- Le facteur de puissance, bien que contrôlable, ne décrit pas directement le rapport entre le couple et le courant du stator (comparant ceci à un bobinage à excitation séparée où le facteur de puissance peut être commandé à l'unité en commandant le courant de flux) ;
- Il n'y a pas de machine synchrone typique. Les inductances se diffèrent d'une machine à autre d'une négligeable inductance à une inductance près de l'unité. Comparer ceci aux machines d'induction, où l'inductance du stator est toujours au-dessus de l'unité.

I.8 Modélisation de la machine Synchrone à Aimants Permanents

I.8.1 Introduction

L'étude de tout système physique nécessite une modélisation. Celle-ci nous permet de simuler le comportement de ce système face à différentes sollicitations et d'appréhender ainsi les mécanismes régissant son fonctionnement.

Les représentations mathématiques de ces modèles peuvent se faire, selon le cas, de plusieurs manières différentes : un système d'équations linéarisées, des représentations d'états, des fonctions de transferts.

Les lois modernes de commande de plus en plus performantes permettent un meilleur contrôle des régimes transitoires tout en assurant, dans une grande plage de fonctionnement, un asservissement précis de la vitesse. Tous ces perfectionnements demandent une bonne connaissance de la machine et de son convertisseur, notamment en régime transitoire. Dans notre cas, nous en déduisons des lois de conception adaptées aux machines synchrones à aimants permanents [1], [2], [5].

I.8.2 Hypothèses simplificatrices

Les phénomènes physiques inhérents au fonctionnement du système peuvent être partiellement ou totalement pris en compte dans un modèle. Ils découlent plusieurs niveaux de modélisation liés aux hypothèses simplificatrices associées.

Plus le nombre d'hypothèses est grand, plus simple sera le modèle. Cela permet une étude et une exploitation plus aisées. Ces simplifications proviennent des propriétés des machines à courants alternatifs.

Dans ce but, on adopte les suppositions suivantes :

- La saturation est négligée, il en résulte que les inductances propres et mutuelles sont indépendantes des courants qui circulent dans les différents enroulements;
- Les f.m.m. sont réparties sinusoïdalement dans l'entrefer de la machine, il y a une symétrie par rapport à l'axe magnétique des enroulements;
- L'effet d'encoche est négligé;
- On ne tient pas compte de l'hystérésis et des courants de Foucault dans les parties magnétiques;
- La machine est équilibrée.
- l'inductance du stator est munie d'un enroulement triphasé A, B, C qui peut être couplé en triangle ou en étoile (dans notre cas le neutre de la source est isolé, il n'y a pas de courant homopolaire).

I.8.3 Mise en équation et modèle de *Park*

On peut modéliser les machines synchrones selon différentes méthodes, en fonction des objectifs recherchés.

- les modèles en abc, découlant des équations différentielles à coefficient périodiques régissant le fonctionnement de la machine. Ils sont utilisés essentiellement pour l'étude des régimes permanents.
- Les modèles issus de la transformation de Park, utilisés couramment pour l'étude des régimes transitoires et pour la commande vectorielle des moteurs.

Les représentations mathématiques de ces modèles peuvent se faire, selon le cas, de plusieurs manières différentes : un système d'équations linéarisées, des représentations d'états, des fonctions de transferts.

La mise en équations des moteurs synchrones triphasés aboutit à des équations différentielles à coefficients variables. L'étude analytique du comportement du système est alors difficile, vu le grand nombre de variables. On utilise des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement du moteur à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. Les transformations de *Concordia* ou de *Park* permettent d'obtenir un système équivalent formé de trois enroulements orthogonaux, deux de ces enroulements sont situés dans le même plan que les enroulements a , b , et c . Le troisième enroulement est situé dans le plan orthogonal au plan formé par les axes de phases a , b , et c et représente la composante homopolaire. La transformation de *Park* permet de passer d'une représentation dans le repère triphasé (a , b , c) à une représentation dans un repère dit de *Park* à axes orthogonaux (d , q , o) [1], [2], [3], [5].

En se basant sur les hypothèses simplificatrices, et en appliquant la transformation de *Park* ou la transformation de *Concordia* au stator et au rotor, on peut exprimer l'ensemble des relations de la machine dans ce repère. Le repère de *Park* (d, q, o) est à priori quelconque, on peut ainsi considérer qu'il tourne à une vitesse arbitraire. Des choix plus ou moins pertinents peuvent être faits en fonction du repère auquel on lie la représentation de *Park*. Tandis que la transformation de *Concordia* conserve la puissance instantanée, elle est donc invariante en puissance.

I.8.3.1 Mise en équation

À un système triphasé quelconque (a, b, c), on associe un système biphasé (d, q, o) donnant le même champ tournant dans un MSAP, les aimants sont représentés par un inducteur au rotor alimenté par une source de courant continu parfaite, comme le montre la figure suivante :

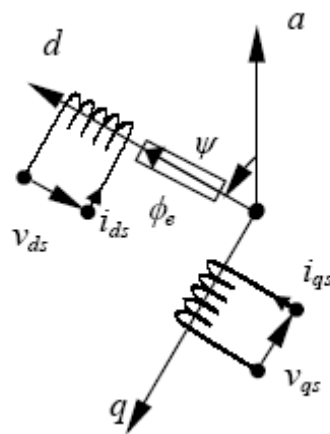


Figure I.3 Schéma équivalent d'un MSAP dans le repère (d, q) lié au rotor.

D'après le schéma de la figure (I.3) ; on donne les équations de la machine synchrone relatives au stator et au rotor :

- Équations des flux de la machine

Les vecteurs flux à travers les enroulements, exprimés par rapport aux matrices inductances et aux vecteurs courants sont :

$$\begin{aligned} \phi_e &= [M_{se}]^T [i_{abc}]_s + L_e I_e \\ [\phi_{abc}]_s &= [L_s] [i_{abc}]_s + [M_{sf}] I_f \end{aligned} \quad (\text{I.1})$$

- Équations de tension :

$$[v_{abc}]_s = [r_s] [i_{abc}]_s + \frac{d}{dt} [\phi_{abc}]_s \quad (\text{I.2})$$

Les équations électriques du modèle en abc s'écrivent alors :

$$[v_{abc}]_s = [r_s][i_{abc}] + d\{[L_s][i_{abc}]_s + [M_{sf}]I_f\}/dt \quad (\text{I.3})$$

La matrice $[L_s]$ est une matrice carrée de dimension 3×3 , composée de termes variables et de termes constants. En regroupant les termes variables dans la matrice $[L_{s2}]$ et les termes constants dans la matrice $[L_{s0}]$, on peut écrire :

$$[L_s] = [L_{s0}] + [L_{s2}] \text{ est la matrice inductance du stator,} \quad (\text{I.4})$$

Avec :

$$[L_{s0}] = \begin{bmatrix} L_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & L_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & L_{s0} \end{bmatrix}, \quad [L_{s2}] = L_{s2} \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta) \\ \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta) & \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

Et :

$$[M_{se}] = M_{se} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{I.5})$$

Où, $\theta = p\theta_m$ est l'angle électrique et θ_m est la position mécanique du rotor par rapport au stator, $[L_s]$ est la matrice des inductances statoriques, $[M_{se}(\theta)]$ correspond à la matrice des inductances mutuelles stator-rotor, et M_{se} est la valeur maximale de ces inductances mutuelles.

On peut remarquer que les flux s'expriment en fonction de deux courants l'un est statorique et l'autre est rotorique; ce qui implique un couplage entre les grandeurs du stator et du rotor. Ce couplage est à la base des non linéarités du moteur synchrone. La stratégie des commandes modernes telle que la commande vectorielle, et la DTC, est de découpler les grandeurs électriques du moteur afin de disposer de variables de contrôle indépendantes. La dernière relation importante complétant le modèle du MSAP, est l'équation fondamentale de la mécanique décrivant la dynamique du rotor de la machine :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} + f_r \Omega_r = C_e - C_r \quad (\text{I.6})$$

Avec :

J : c'est le moment d'inertie du moteur ;

Ω_r : c'est la vitesse angulaire mécanique du rotor ;

f_r : c'est le coefficient de frottement visqueux ;

C_e : c'est le couple électromagnétique délivré par le moteur ;

C_r : c'est le couple résistant, ou de charge.

On note les vecteurs triphasés de tensions, de courants ou de flux :

$$[x_{abc}] = [x_a \ x_b \ x_c]^T, \text{ et } [x_{\alpha\beta o}] = [x_\alpha \ x_\beta \ x_o]^T$$

I.8.3.2 Principe de la transformation de *Concordia*

La transformation directe de Concordia est définie par une matrice $[C]$. Aux vecteurs originaux $[v_{abc}]$, $[i_{abc}]$, $[\phi_{abc}]$, la transformation de *Concordia* fait correspondre les vecteurs $[v_{\alpha\beta o}]$, $[i_{\alpha\beta o}]$, $[\phi_{\alpha\beta o}]$. Elle est appliquée de manière identique aux tensions, aux courants, et aux flux. Le vecteur x_o représente la composante homopolaire, normale au plan formé par les vecteurs x_a , x_b et x_c . Les vecteurs x_α et x_β représentent les vecteurs diphasés qui correspondent aux vecteurs x_a , x_b et x_c . La transformation de *Concordia* est définie par :

$$\begin{aligned} [x_{abc}] &= [C][x_{\alpha\beta o}] \\ [x_{\alpha\beta o}] &= [C]^{-1}[x_{abc}] \end{aligned} \quad (\text{I.7})$$

Où $[C]$ est la matrice de transformation directe, elle est donnée par :

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.8})$$

La matrice de passage inverse est la transposée de la matrice $[C]$, on peut écrire donc :

$$\begin{aligned} [C]^T &= C^{-1} \\ [C] \cdot [C]^{-1} &= [I_3] \end{aligned}$$

Où $[I_3]$ représente la matrice identité d'ordre 3.

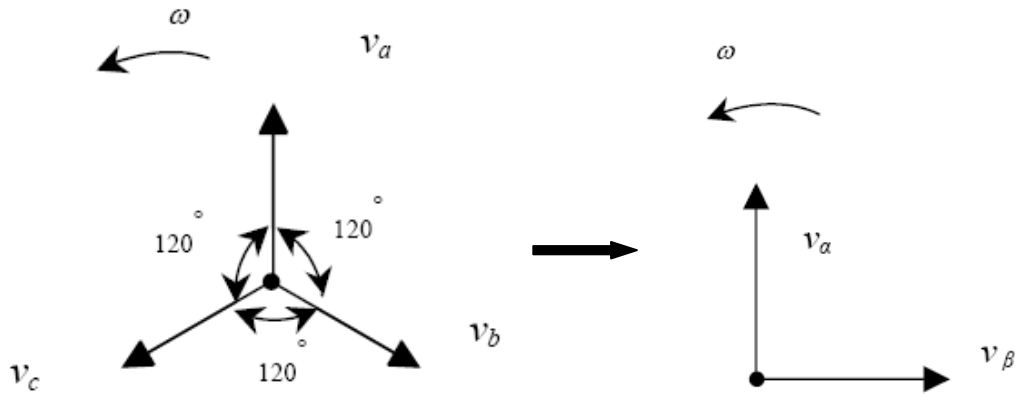


Figure I.4 Représentation vectorielle des vecteurs de tensions dans les repères (a, b, c) et (α, β, o) .

Les amplitudes des tensions v_α , v_β et v_o sont liées aux amplitudes des trois tensions v_a , v_b et v_c . Dans le cas général ces amplitudes ne sont pas identiques. Les deux systèmes de composantes sont représentés par des vecteurs de Fresnel tournant avec une vitesse de rotation angulaire ω dans le plan formé par v_a , v_b et v_c . Toutefois, les amplitudes des composantes prennent des valeurs caractéristiques dans certains cas particuliers (absence de neutre, système équilibré, régime permanent, ...etc.).

I.8.3.3 Principe de la transformation de *Park*

La transformation directe de *Park* est définie par la matrice $[P]$. Aux vecteurs originaux $[v_{abc}]$, $[i_{abc}]$ et $[\varphi_{abc}]$, la transformation de *Park* fait correspondre les vecteurs $[v_{dgo}]$, $[i_{dgo}]$ et $[\varphi_{dgo}]$. La transformation de *Park* est appliquée de manière identique au vecteur de tensions, de courants, et de flux $[x_{dgo}] = [x_o \ x_d \ x_q]^T$. Le vecteur x_o représente la composante homopolaire, normale au plan formé par les vecteurs x_a , x_b et x_c . Les vecteurs x_d et x_q représentent les vecteurs diphasés qui correspondent aux vecteurs x_a , x_b et x_c . La transformation de *Park* est définie par :

$$\begin{aligned} [x_{abc}] &= [P][x_{dgo}] \\ [x_{dgo}] &= [P]^{-1}[x_{abc}] \end{aligned} \quad (\text{I.9})$$

$[P]$ et $[P]^{-1}$ sont les matrices de passage direct et inverse, elles sont données par :

$$[P] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\psi) & \cos(\psi - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\psi + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\psi) & -\sin(\psi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\psi + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{1.10})$$

Où ψ correspond à la position du repère choisi pour la transformation :

$$[P]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\psi) & -\sin(\psi) & 1 \\ \cos\left(\psi - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\psi - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\psi + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\psi + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

Avec $\psi = \theta_s$ pour le stator ou $\psi = \theta_r$ pour le rotor.

I.8.3.4 Relation entre la transformation de Park et de Concordia, Matrice de rotation

- Cas des composantes avec les systèmes diphasés et homopolaires :

La transformation de Park est liée à la transformation de Concordia par la matrice rotation, que l'on note $\rho(\psi)$

$$\rho(\psi) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\psi) & -\sin(\psi) \\ 0 & \sin(\psi) & \cos(\psi) \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

Avec

$$[\rho(\psi)]^T \cdot [\rho(\psi)] = [I_3]$$

Par conséquent la matrice de rotation inverse s'écrit :

$$[\rho(\psi)]^{-1} = [\rho(\psi)]^T = [\rho(-\psi)]$$

Les relations entre les matrices de Park et de Concordia s'écrivent alors :

$$[P(\psi)] = [C][\rho(\psi)] \quad \text{et} \quad [P(\psi)]^{-1} = [\rho(-\psi)][C]^{-1}$$

Les relations de tensions v_o , v_d et v_q sont liées aux amplitudes des trois tensions v_a , v_b et v_c . Dans le cas général ces amplitudes ne sont pas identiques. Toutefois les amplitudes des composantes prennent des valeurs caractéristiques dans certains cas particuliers : absence de neutre, système équilibré, régime permanent.

- Cas des systèmes diphasés sans tenir compte de la composante homopolaire :

Si l'on fait abstraction des composantes homopolaires, on supprime la première ligne et la première colonne de la matrice de rotation, que l'on note $[R(\psi)]$. Les relations précédentes deviennent :

$$\rho(\psi) = \begin{bmatrix} \cos(\psi) & -\sin(\psi) \\ \sin(\psi) & \cos(\psi) \end{bmatrix}$$

On peut vérifier aisément la relation suivante :

$$[R(\psi)]^T \cdot [R(\psi)] = [I_2]$$

La matrice de rotation inverse s'écrit :

$$[R(\psi)]^{-1} = [R(\psi)]^T = [R(-\psi)]$$

I.8.3.5 Équations électriques d'un enroulement triphasé dans le repère dq

La loi des mailles s'exprime sur l'un des enroulements statoriques par la relation

$$v = ri + \frac{d\phi}{dt}$$

Une équation compacte peut être établie pour trois phases repérées par les indices a, b, c sous forme matricielle :

$$[v_{abc}] = [r][i_{abc}] + \frac{d[\phi_{abc}]}{dt}$$

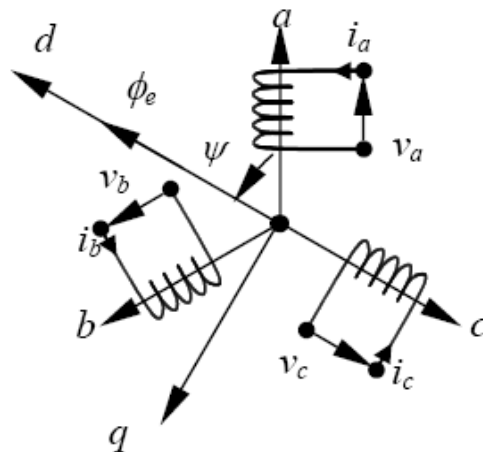


Figure I.5 Schéma d'un enroulement triphasé et du repère (d, q) .

Par application de la transformation de *Park* :

$$[P(\psi)]^{-1} [v_{dqo}] = [r][P(\psi)]^{-1} [i_{dqo}] + \frac{d\left\{ [P(\psi)]^{-1} [\phi_{dqo}] \right\}}{dt}$$

Soit en multipliant à gauche par $[P(\psi)]$:

$$\begin{bmatrix} v_{dqo} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dqo} \end{bmatrix} + \frac{d \begin{bmatrix} \phi_{dqo} \end{bmatrix}}{dt} + [P(\psi)] \left(\frac{d [P(\psi)]^{-1}}{dt} \right) \begin{bmatrix} \phi_{dqo} \end{bmatrix}$$

Après simplification, on obtient le système des équations des tensions dans le repère de *Park*, qui constitue un modèle électrique dynamique pour l'enroulement équivalent :

$$\begin{cases} v_d = r i_d + \frac{d\phi_d}{dt} - \frac{d\psi}{dt} \phi_q \\ v_q = r i_q + \frac{d\phi_q}{dt} - \frac{d\psi}{dt} \phi_d \\ v_o = r i_o + \frac{d\phi_o}{dt} \end{cases}$$

Dans le cas où le système est équilibré (la somme des composantes a, b, c est nulle), la troisième équation, toujours vérifiée car identiquement nulle, devient inutile.

I.8.3.6 Équation des flux du MSAP dans le repère de *Park*

Les équations des flux statoriques s'écrivent dans le repère de *Park* lié au rotor sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_d & 0 \\ 0 & l_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \phi_e \\ 0 \end{bmatrix}$$

I.8.3.7 Équation des tensions du MSAP dans le repère de *Park*

Les équations des tensions statoriques s'écrivent dans le repère de *Park* lié au rotor sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} = r_s \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l_s & 0 \\ 0 & l_q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + p\Omega_r \begin{bmatrix} 0 \\ \phi_e \end{bmatrix}$$

Pour agir sur les grandeurs réelles, il faut alors opérer un changement de référentiel c'est à dire la transformation inverse de *Park*. De même à partir des grandeurs saisies pour l'estimation ou la commande du système, il convient pour passer dans ce repère de *Park*, d'opérer les deux transformations de *Clarke* et de *Park* respectivement : $abc \rightarrow \alpha\beta$ et $\alpha\beta \rightarrow dq$.

I.8.3.7 Expression du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique peut être exprimé par plusieurs expressions, dont on retient la suivante qui convient à la commande directe, et qui correspond à la forme d'état précédente :

$$C_e = \frac{3}{2} p \left((l_d - L_q) i_d + \phi_e i_q \right)$$

Le couple électromagnétique se décompose en deux termes :

$$C_{ep} = p \phi_e i_q \quad \text{qui représente le couple principal;}$$

$$C_{er} = \frac{3}{2} p (l_d - l_q) i_d \quad \text{qui est le couple de réluctance variable.}$$

I.9 Simulation et interprétation :

Les figures suivantes, montrent principalement l'évolution de la vitesse et du couple électromagnétique lors

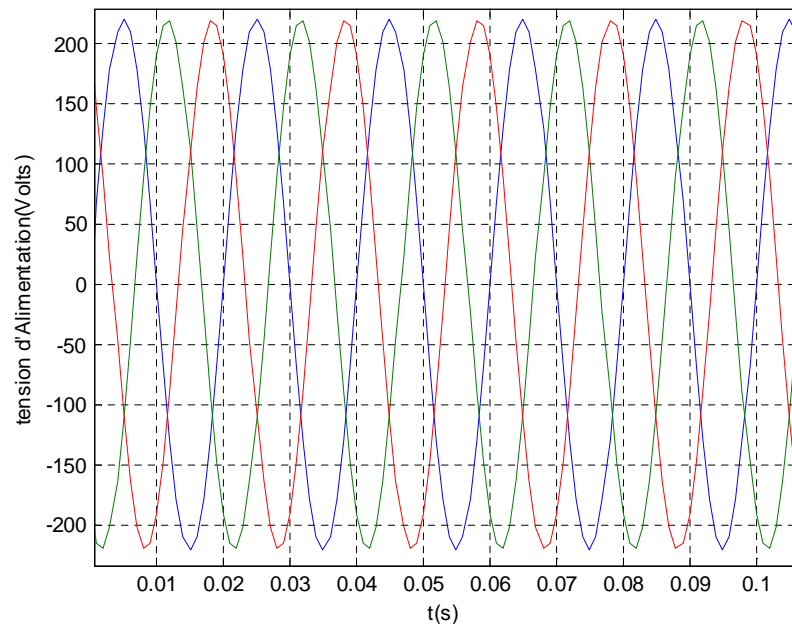


Figure I.6 Tensions triphasées d'alimentation

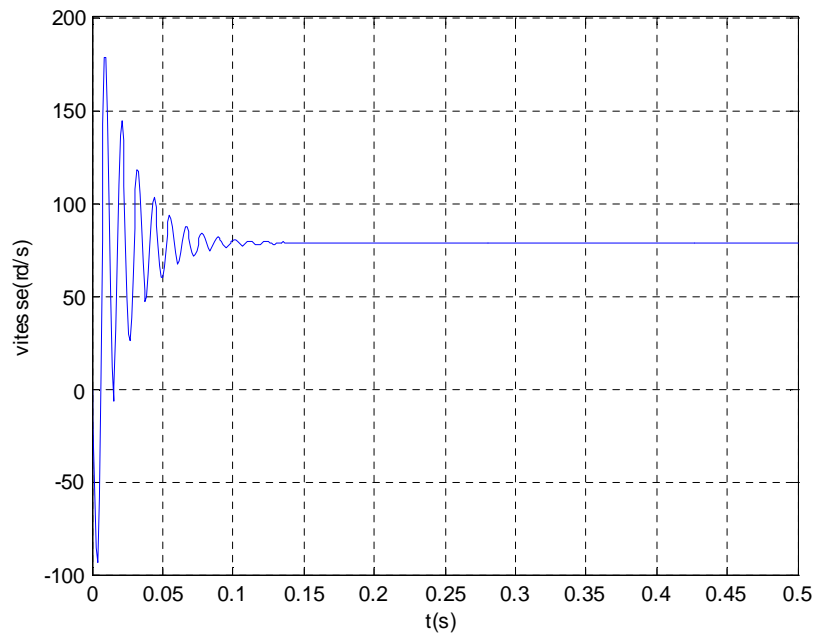


Figure I.7 Vitesse en régime pleine onde avec un couple de charge nul

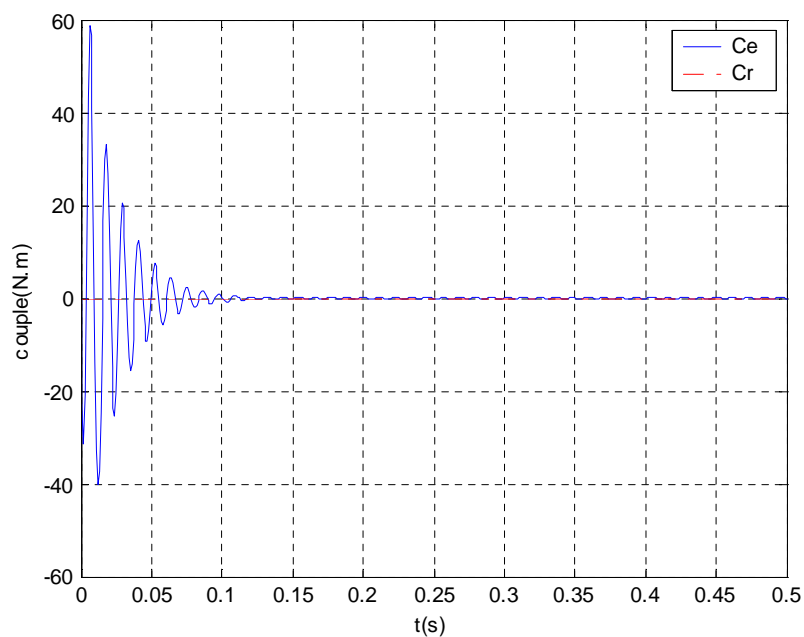


Figure I.8 Couple électromagnétique de la MSAP avec un couple de charge nul

Lors du démarrage de la machine avec un système triphasé équilibré, On remarque qu'avec ce type d'alimentation que la machine passe par un régime transitoire et se stabilise après un temps de démarrage d'environ 0,1 seconde, puis elle atteint en régime permanent d'environ 78,5 rd/s.

Alors que le couple présente des oscillations importantes lors de démarrage et se stabilise pour une valeur finale nulle pour un couple de charge nul.

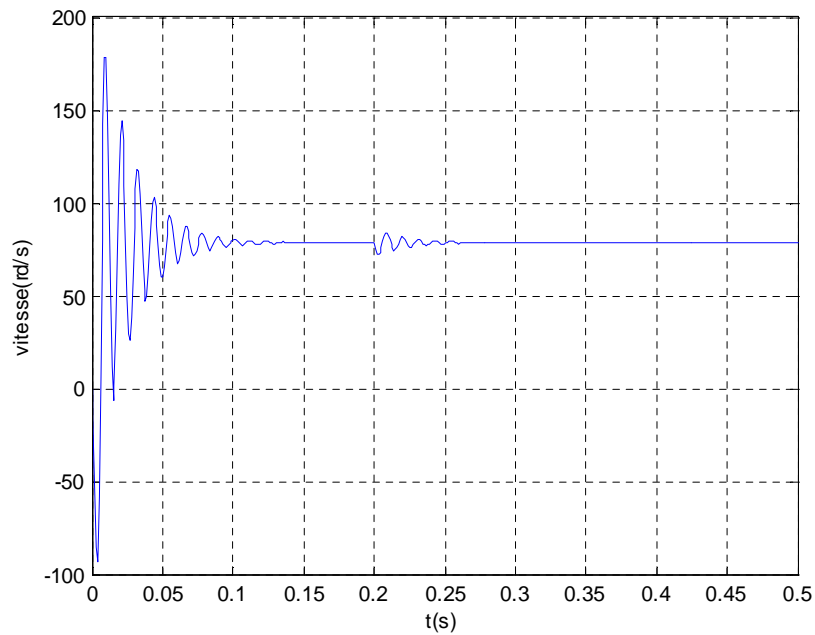


Figure I.9 Vitesse en régime pleine onde avec un passage du couple de charge de zéros à 3 N.m

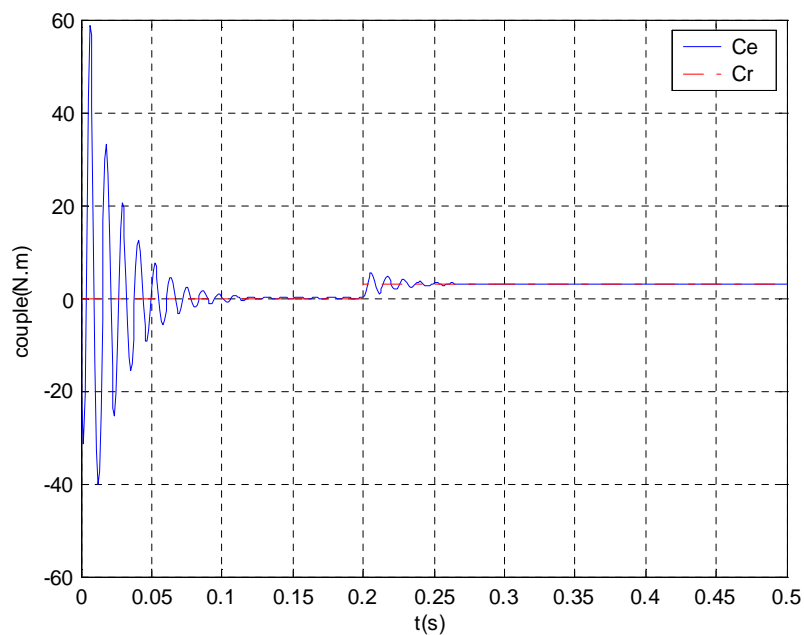


Figure I.10 Couple électromagnétique avec un passage du couple de charge de zéros à 3 N.m

Introduisant un couple de charge en $t = 0,2$ seconde, on remarque que la vitesse subit à des oscillations puis elle se stabilise après 0,05 seconde dans sa valeur nominale. Ainsi que le couple réagit directement lors de l'introduction du couple de charge à $t = 0,2$ seconde.

I.10 Conclusion

Le moteur synchrone à aimants permanents a été présenté en détails en vue de sa simulation et de l'étude de ses caractéristiques. Sa représentation en modèle de Park a été implantée sur le logiciel Matlab/Simulink. Les performances caractéristiques de cette machine ont été présentés et interprétés. Cette représentation sera reprise dans le chapitre suivant en vue de son alimentation par un Onduleur de tension, ceci afin d'assurer un fonctionnement à vitesse variable.

Chapitre 2

Onduleur de Tension Et Commande MLI

II.1 Système d'alimentation

L'alimentation doit pouvoir fournir et récupérer en cas de freinage, l'énergie électrique du moteur. Elle est généralement composée d'un convertisseur statique alimenté par une source de tension continue constante, qui permet d'imposer aux enroulements statoriques de la machine des tensions d'amplitude et de fréquence réglables en agissant sur la commande des interrupteurs du convertisseur statique. Elle présente la solution adéquate pour le démarrage des moteurs synchrones qui ne peuvent avoir couple hors synchronisme. L'implantation de la commande nécessite la modélisation complète de tout le système : La machine synchrone associée à un convertisseur statique.

L'alimentation du MSAP est constituée de deux étages qui sont connectés l'un à l'autre par un circuit intermédiaire constitué d'une inductance et /ou d'un condensateur. Alimenté par un réseau triphasé, le premier étage est un redresseur et le deuxième étage est un onduleur de tension. La source d'alimentation triphasée est supposée symétrique, d'une tension à amplitude et fréquence, imposées et constantes. Le redresseur et le filtre de tension doivent être dimensionnés convenablement afin de les associer à l'onduleur de tension alimentant le MSAP.

La figure (II.1) illustre le schéma synoptique d'un MSAP à vitesse variable et de son alimentation.

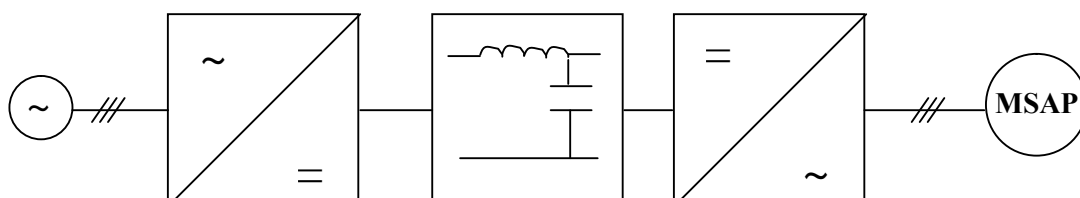


Figure II.1 Schéma global d'un MSAP à vitesse variable et de son alimentation.

La tension d'alimentation $U_c(t)$ de l'onduleur associé au MSAP est générée par une cascade composée d'un redresseur et d'un filtre passe-bas schématisée par la figure suivante :

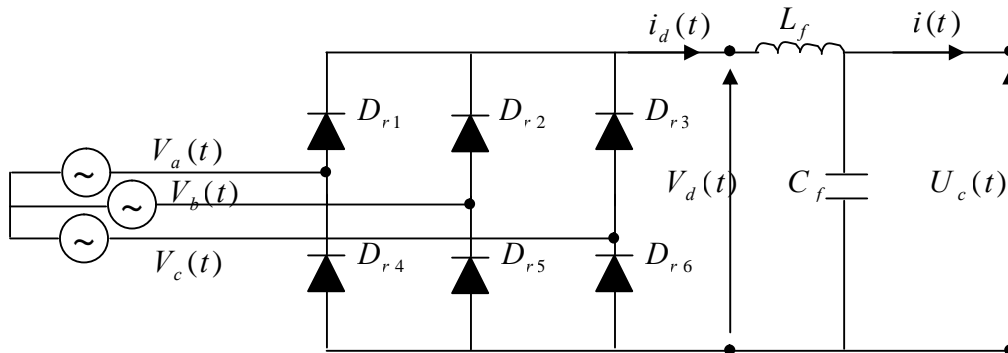


Figure. II.2 Redresseur et Filtre associé à un onduleur de tension triphasé.

Ce type de redresseurs comporte trois diodes à cathode commune assurant l'aller du courant $i_d(t)$, D_{r1} , D_{r2} et D_{r3} , et trois diodes à anode commune assurant le retour du courant $i_d(t)$: D_{r4} , D_{r5} et D_{r6} . Si l'effet de l'empiètement est négligé, la valeur instantanée de la tension redressée peut être exprimée par :

$$V_d(t) = \max(V_a(t), V_b(t), V_c(t)) - \min(V_a(t), V_b(t), V_c(t)) \quad (\text{II.1})$$

Afin de réduire le taux d'ondulation de cette tension redressée, on utilise un filtre passe bas (LC), caractérisé par les équations différentielles suivantes :

$$\begin{cases} \frac{di_d(t)}{dt} = \frac{1}{L} [V_d(t) - U_c(t)] \\ \frac{dU_c(t)}{dt} = \frac{1}{C} [i_d(t) - i_f(t)] \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

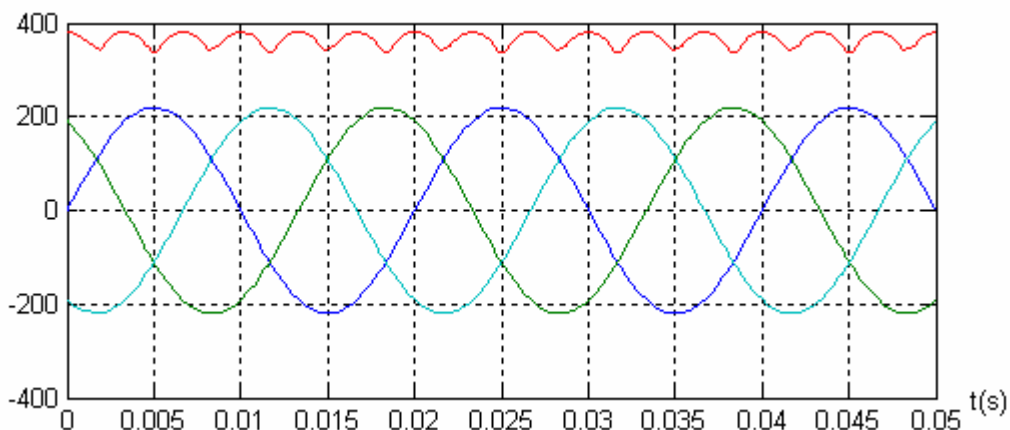


Figure. II.3 Sortie du Redresseur et du Filtre

II.2 Onduleur de tension triphasé

II.2.1 Définition

Un onduleur de tension est un convertisseur statique assurant la conversion continu-alternatif.

Un onduleur de tension triphasé dont les composants semi-conducteurs contrôlables sont des transistors ou des thyristor GTO, est le coeur de l'organe de commande du MSAP. Il peut être considéré comme un amplificateur de puissance, et il est constitué de trois bras, de deux interrupteurs pour chacun. Chaque interrupteur est monté en parallèle inverse avec une diode de récupération. Pour assurer la continuité des courants alternatifs et éviter le court-circuit de la source, les interrupteurs $K1$ et $K4$, $K2$ et $K5$, $K3$ et $K6$ doivent être contrôlés de manière complémentaire. Le schéma structurel d'un tel convertisseur statique alimentant le stator du MSAP est illustré par la figure :

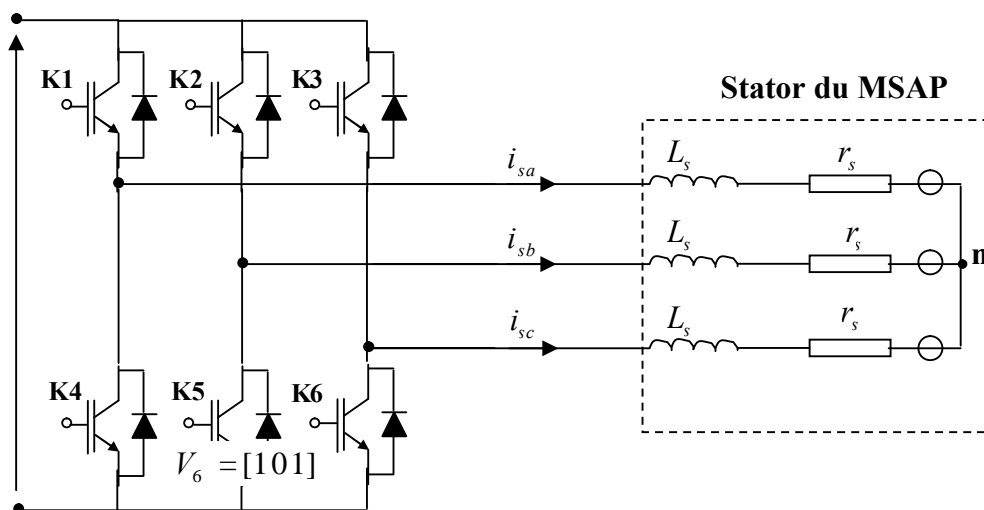


Figure. II.4 Schéma d'un onduleur de tension triphasé alimentant le stator du MSAP.

Pour simplifier l'étude, on supposera que [6],[7] :

- La commutation des interrupteurs est instantanée;
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable;
- La charge triphasée, est équilibrée, couplée en étoile avec un neutre isolé.

Les tensions simples s'écrivent en fonction des tensions composées u_{sab} , u_{sbc} et u_{sca} sous la forme suivante :

$$\begin{cases} v_{sa} = \frac{1}{3}(u_{sab} - u_{sca}) \\ v_{sb} = \frac{1}{3}(u_{sbc} - u_{sab}) \\ v_{sc} = \frac{1}{3}(u_{sca} - u_{sbc}) \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

Les diodes $D_i=1,2, \dots,6$, sont des diodes de protection des transistors assurant la roue libre ou la récupération.

Plusieurs méthodes sont utilisées pour commander les interrupteurs d'un onduleur. La stratégie la plus utilisée est la *Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI)*.

II.2.2 Onduleur de Tension à MLI

Plusieurs types de *MLI* se présentent pratiquement, dont on peut citer :

- Les modulations *sinus-triangle* effectuant la comparaison d'un signal de référence sinusoïdal à une porteuse en général triangulaire.
- Les modulations *précalculées* pour lesquelles les angles de commutation sont calculés hors ligne pour annuler certaines composantes du spectre de la tension, et donner une certaine onde fondamentale.
- Les modulations *postcalculées* appelées encore *MLI* régulières symétriques ou *MLI* vectorielles dans lesquelles les angles de commutation sont calculés on-line.

II.2.3 Modulation de Largeur d'Impulsions Sinus-Triangle

La *MLI* permet de former à la sortie d'un onduleur chaque alternance de la tension à l'aide d'une succession de créneaux rectangulaires, dont la largeur varie suivant une loi de commande qui a pour but de :

- repousser les fréquences des harmoniques en haut pour faciliter leur filtrage,
- faire varier la valeur efficace du fondamental de la tension de sortie.

Le réglage est effectué par les durées d'ouverture et de fermeture des interrupteurs et par les séquences de fonctionnement. La loi de modulation est une comparaison entre une tension de référence sinusoïdale $V_{ref}(t)$ et une onde triangulaire appelée porteuse d'une fréquence f . Le signal de commande de l'interrupteur électronique d'un bras de l'onduleur triphasé $Ki=1,2,3$ est fermé si l'onde de référence de la phase correspondante est supérieure ou égale à la porteuse triangulaire, et vice versa :

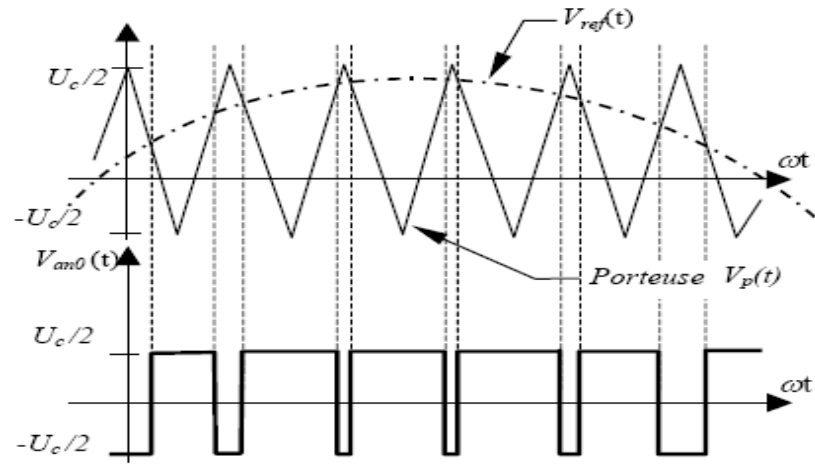


Figure. II.5 MLI sinus-triangle bipolaire

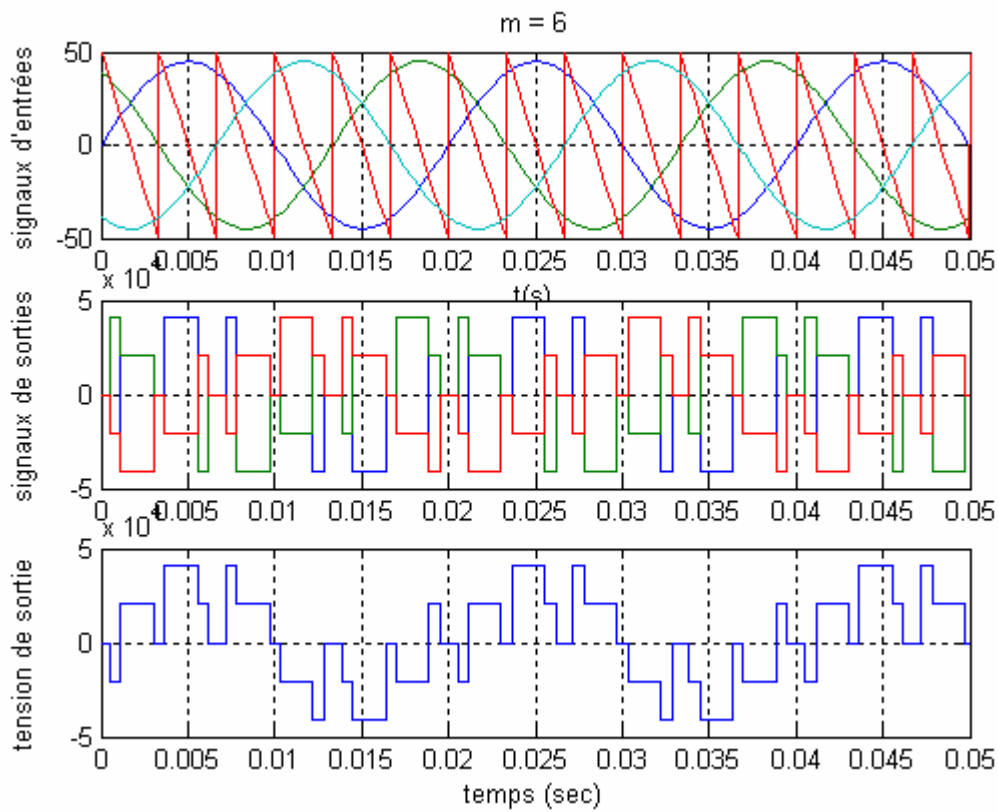


Figure. II.6 signaux d'entrée, de commandes et de sorties pour un onduleur de tension triphasé (pour un indice de modulation $m = 6$)

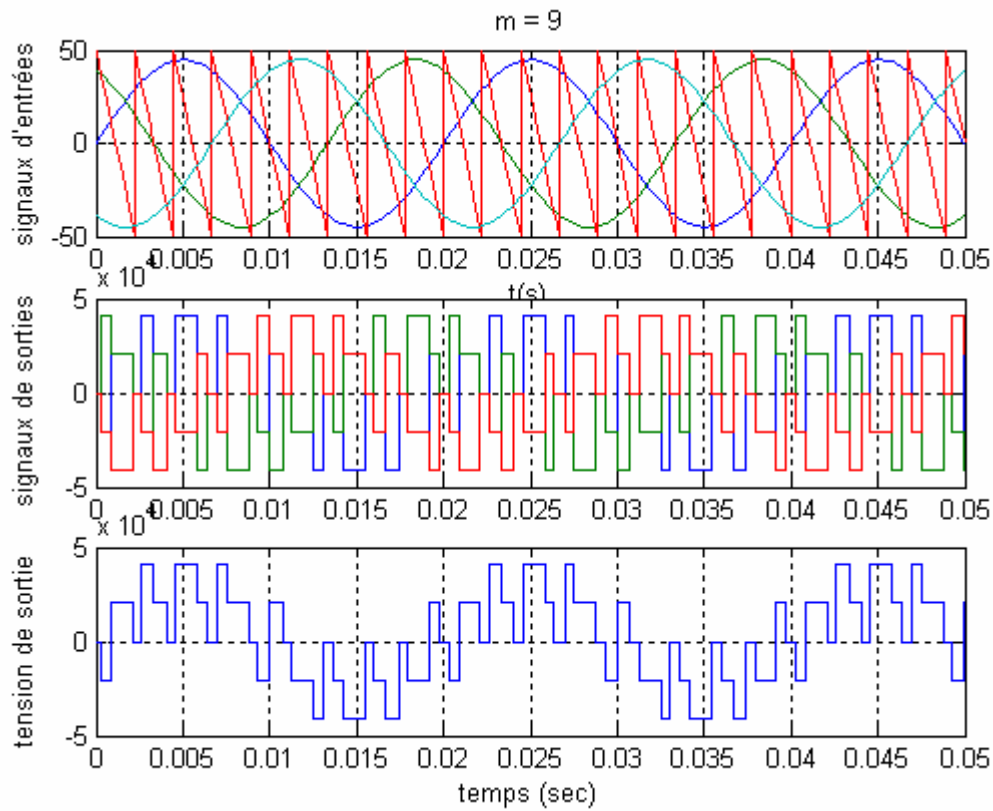


Figure. II.7 signaux d'entrée, de commandes et de sorties pour un onduleur de tension triphasé (pour un indice de modulation $m = 9$)

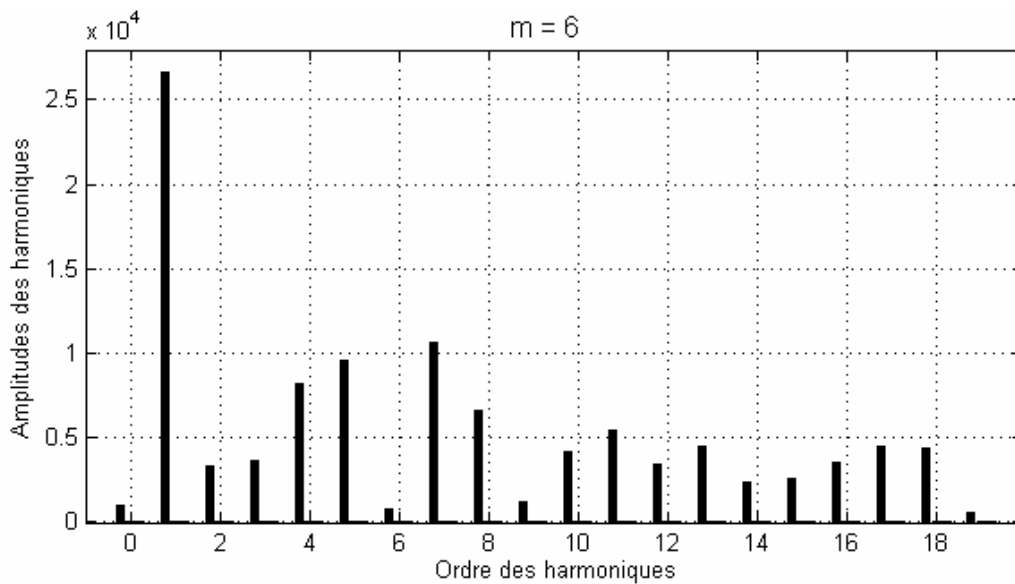


Figure II.8 Spectre de la tension simple de sortie de l'onduleur $\text{fft}(V_A)$ pour $m = 6$

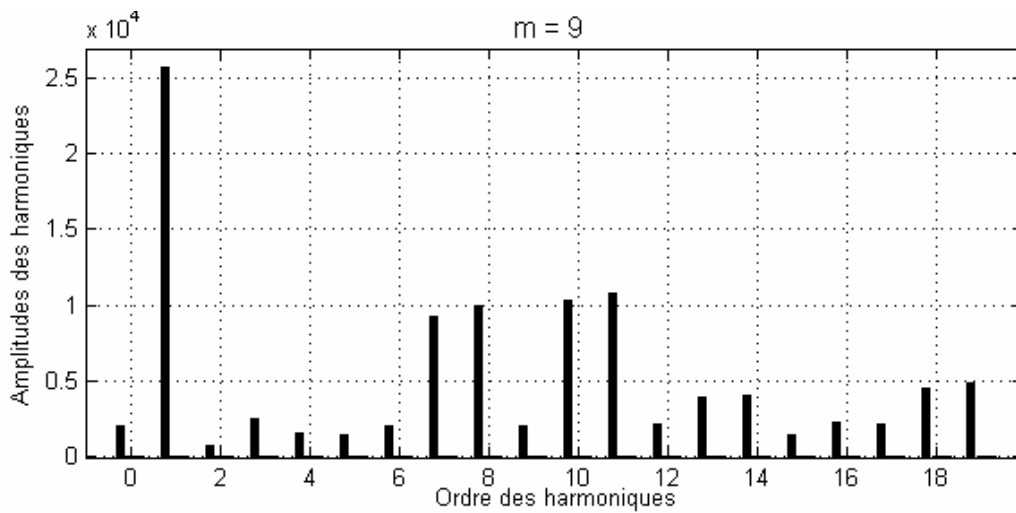


Figure II.9 Spectre de la tension simple de sortie de l'onduleur $fft(V_A)$ pour $m = 9$

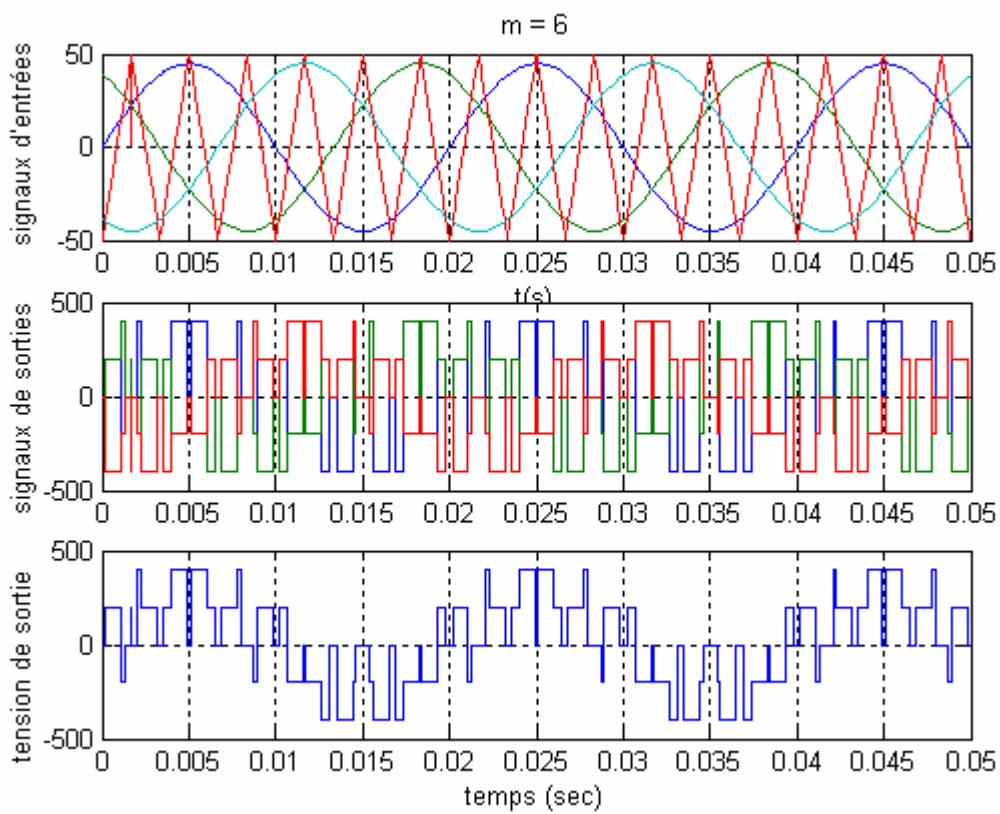


Figure. II.10 signaux d'entrée, de commandes et de sorties pour un onduleur de tension triphasé (pour un indice de modulation $m = 6$)

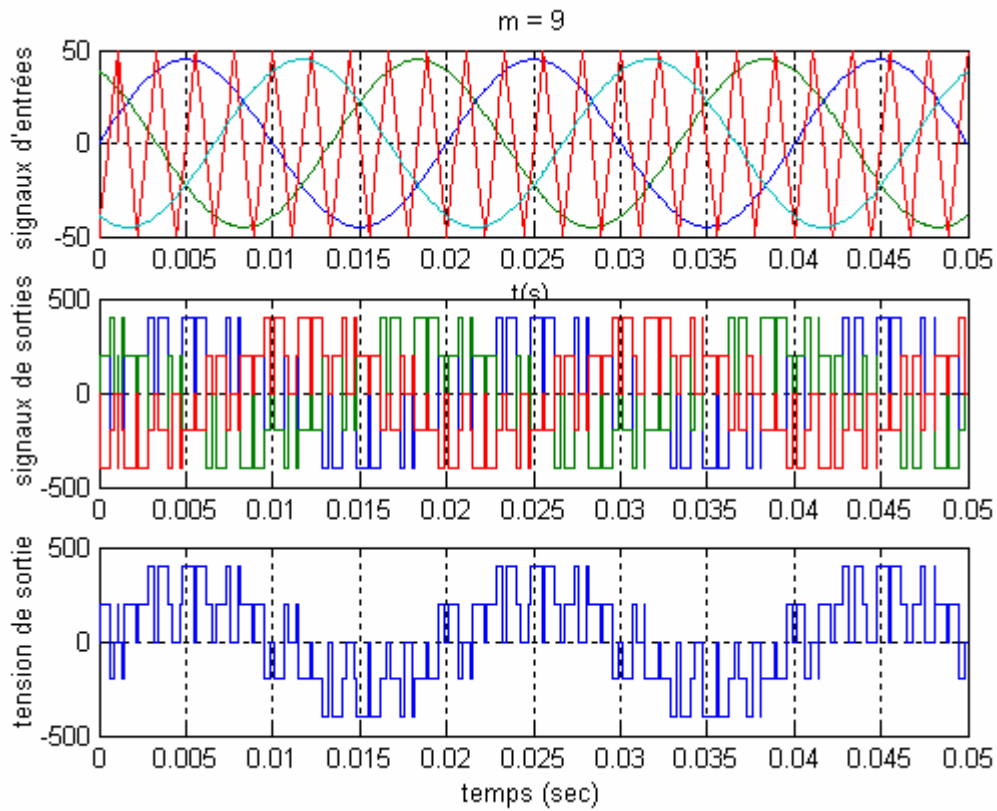


Figure. II.11 signaux d'entrée, de commandes et de sorties pour un onduleur de tension triphasé (pour un indice de modulation $m = 9$)

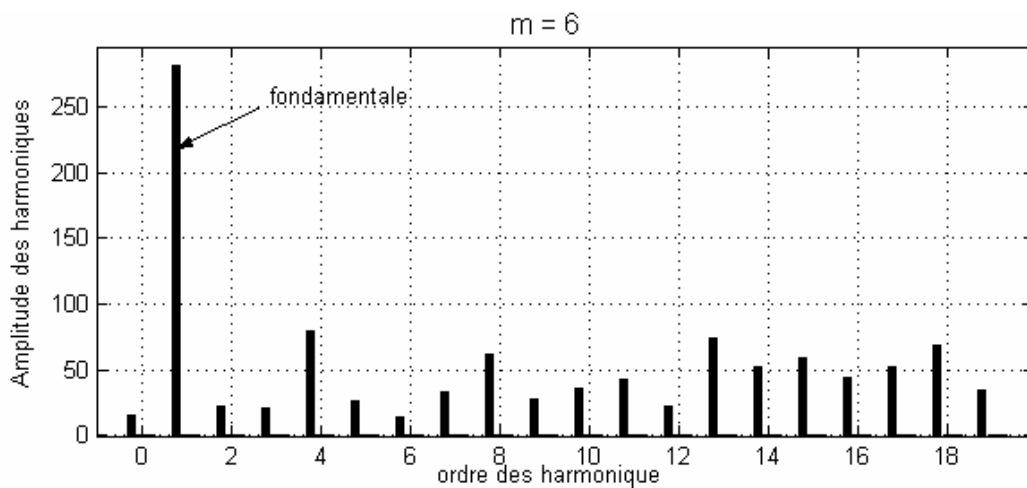


Figure II.12 Spectre de la tension simple de sortie de l'onduleur $fft(V_A)$ pour $m = 6$

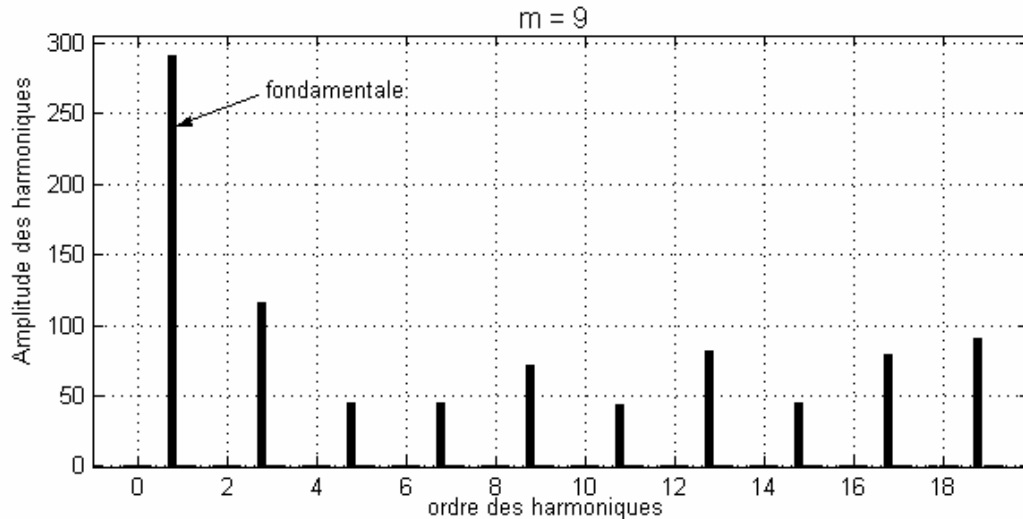


Figure II.13 Spectre de la tension simple de sortie de l'onduleur $\text{fft}(V_A)$ pour $m = 9$

II.2.4 MLI Vectorielle

Cette modulation est utilisée par les commandes modernes des machines à courant alternatif. Les tensions de référence sont les tensions simples désirées à la sortie de l'onduleur. Cette technique de *MLI* est basée sur les principes suivants :

- Le signal de référence est échantillonné sur des intervalles T (*MLI* régulière),
- Pour chaque phase, on envoie une impulsion de largeur T centrée sur la période (*MLI* symétrique) dont la valeur moyenne est égale à la valeur de la tension de référence à l'instant d'échantillonnage,
- Tous les interrupteurs d'un même demi-pont ont un état identique au centre et aux deux extrémités de la période.

Cette *MLI* vectorielle ne s'appuie pas sur des calculs séparés pour chaque bras de l'onduleur, mais sur la détermination d'un vecteur de contrôle global approximé sur une période de modulation Tm .

Elle consiste, à approcher trois tensions instantanées par une action sur les signaux de commande des interrupteurs, du mieux possible. Pour ce faire, l'objectif est de trouver la bonne combinaison de contrôle des interrupteurs, de façon à reconstituer par palier, c'est-à-dire sur chaque période de commutation, la forme de ces signaux sinusoïdaux.

Soit $C_{K_1}, C_{K_2}, C_{K_3}$ les signaux logiques de commande des interrupteurs K_1, K_2 et K_3 respectivement, ($C_{K_1} = 1$ si l'interrupteur en haut d'un bras est fermé et celui en bas est ouvert, $C_{K_1} = 0$ si l'interrupteur en haut est ouvert et celui en bas est fermé).

On pose :

$$C_K = [C_{K_1} \quad C_{K_2} \quad C_{K_3}]^T; v_{sabc} = [v_{sa} \quad v_{sb} \quad v_{sc}]^T$$

Ou v_{sabc} est le vecteur des tensions simples à la sortie de l'onduleur, donné par

$$v_{sabc} = \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_c \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_{K1} \\ C_{K2} \\ C_{K3} \end{bmatrix} = U_c [T_s] [C_K] \quad (\text{II.4})$$

Il existe huit combinaisons possibles pour commander les interrupteurs de l'onduleur dont six sont des séquences actives alimentant la charge. Celles-ci définissent six vecteurs de tensions ($V_i=1,2,..6$) à la sortie de l'onduleur : Les deux séquences restantes sont des séquences de roue libre et définissent deux vecteurs de tensions nuls V_0 et V_7

Les six vecteurs non nuls de tension, forment les axes d'un hexagone régulier et les deux vecteurs inactifs nuls coïncident avec l'origine. L'objectif de cette MLI est d'approximer la tension de commande par une combinaison de ces huit vecteurs de tension que peut délivrer l'onduleur (V_0 à V_7). Le vecteur de sortie peut être à tout instant, approximé par une combinaison linéaire de deux de ces six vecteurs non nuls.

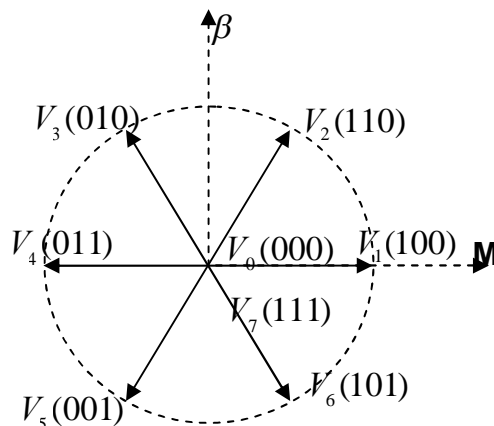


Figure. II.14 Vecteurs de tension et états des interrupteurs d'un onduleur de tension triphasé, dans le plan (α, β) .

II.3 Etude d'un exemple

II.3.1. Description de problème

Dans cette exemple, nous étudierons la technique de la modulation de largeur d'impulsion vectorielle MLI vectorielle (SVPWM : Space Vector Pulse Width Modulation).

Et pour cela nous utiliserons le convertisseur de puissance à base de transistor IGBT à cette. Le système la configuration est donné ci-dessous

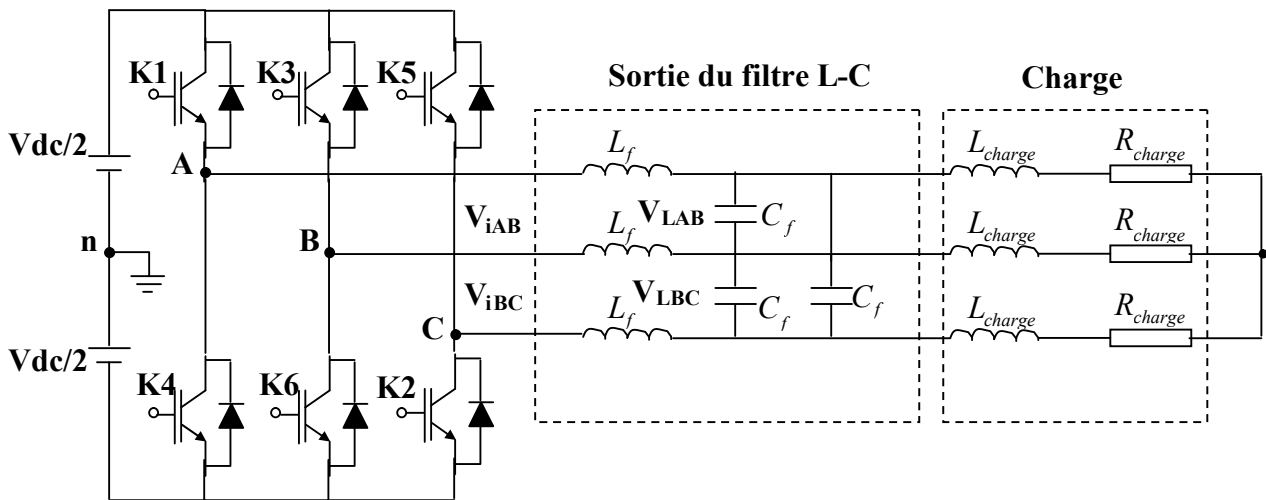


Figure. II.15 Modèle de circuit d'un convertisseur MLI triphasé alimenté par une source de tension continu

Les paramètres de système pour ce convertisseur sont comme suit :

- IGBTs : SEMIKRON SKM 50 GB 123D, $V_{CES} = 600 \text{ V}$, $I_C = 80 \text{ A}$
- Tension d'alimentation : $V_{dc} = 400 \text{ V}$
- Fréquence fondamentale : $f = 50 \text{ hertz}$
- Fréquence de la porteuse MLI : $f_z = 3 \text{ kHz}$
- Indice de modulation : $m = 0.6$
- Paramètres du filtre : $L_f = 800 \mu\text{H}$ et $C_f = 400 \mu\text{F}$
- Charge : $L_{charge} = 2 \text{ mH}$ and $R_{charge} = 5 \Omega$

En utilisant le logiciel Matlab/Simulink, pour simuler le modèle de circuit décrit dans la figure II.10 et tracer les différentes formes d'onde de $V_i (= [V_{iAB} \ V_{iBC} \ V_{iCA}])$, $i_i (= [i_{iA} \ i_{iB} \ i_{iC}])$, $V_L (= [V_{LAB} \ V_{LBC} \ V_{LCA}])$, et $i_L (= [i_{LA} \ i_{LB} \ i_{LC}])$.

II.3.2. MLI vectorielle :

II.3.2.1 Principe de la modulation de largeur d'impulsion (MLI)

figure II.10 montre le modèle de circuit d'un convertisseur monophasé alimenté par une source de tension continu.

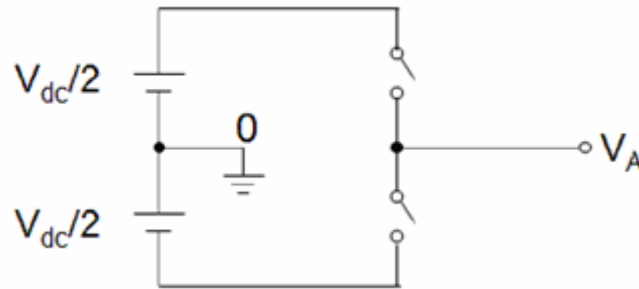


Figure. II.16 modèle de circuit d'un convertisseur monophasé.

II.3.2.2 Principe de la MLI vectorielle

Le modèle de circuit d'un convertisseur MLI triphasé typique de source de tension est montré dans fig. 4.S1 à S6 sont les six commutateurs de puissance qui forment la sortie, qui sont commandés par les variables de commutation a, a', b, b', c et c'. Quand un transistor supérieur est alimenté, c.-à-d., quand a, b ou c sont a 1, le transistor inférieur correspondant est coupé, c.-à-d., la correspondance a', b' ou c' sont a 0.

Par conséquent, les états marche-arrêt des transistors supérieurs S1, S3 et S5 peuvent être employés pour déterminer la tension de sortie.

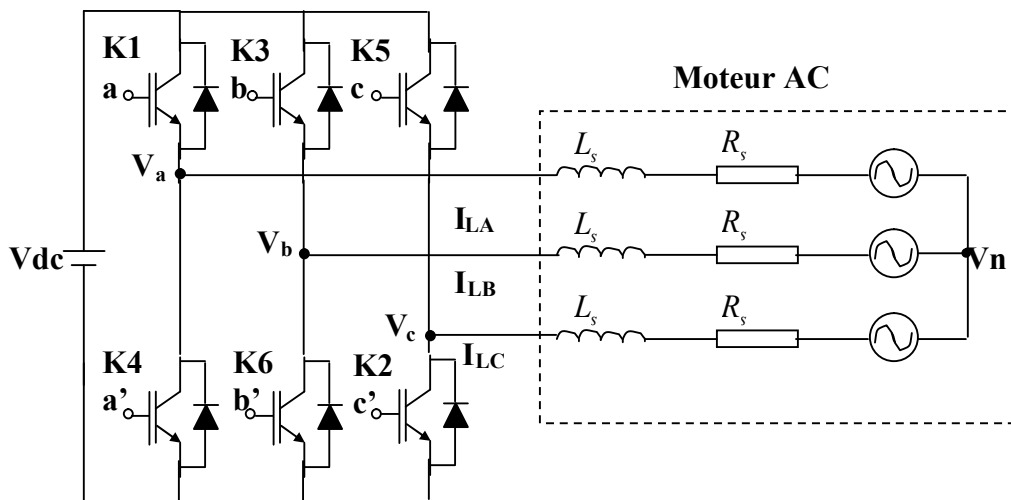


Figure. II.17 convertisseur MLI triphasé de tension

Le rapport entre le vecteur de commutation $[a, b, c]^T$ et le vecteur des tensions composées $[V_{ab} \ V_{bc} \ V_{ca}]^T$ est donné par :

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = V_{dc} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \tag{II.5}$$

En outre, le rapport entre le vecteur variable de commutation $[a, b, c]^T$ et le vecteur de tension de phase $[V_a, V_b, V_c]^T$ peut être exprimé comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

Comme illustré dans la figure II.17, il y a huit combinaisons possibles pour les trois commutateurs de puissance supérieurs. Les états fermé-ouvert des dispositifs de puissance inférieurs sont vis-à-vis les supérieurs et ainsi sont facilement déterminés une fois que les états des transistors de puissance supérieurs sont déterminés. Selon les équations (II.5) et (II.6), les huit vecteurs de commutation, tension de sortie par rapport au neutre (tension de phase), et les tensions entre phases en fonction de la tension d'alimentation V_{dc} , sont donnés dans la Table II.1. La figure II.18 montre les huit configurations du convertisseur et les vecteur de tensions correspondant (V_0 à V_7).

Vecteurs tension	Vecteurs de commutation			Tensions Simples			Tensions Composées		
	a	b	c	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}
V_0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
V_1	1	0	0	$2/3$	$-1/3$	$-1/3$	1	0	-1
V_2	1	1	0	$1/3$	$1/3$	$-2/3$	0	1	-1
V_3	0	1	0	$-1/3$	$2/3$	$-1/3$	-1	1	0
V_4	0	1	1	$-2/3$	$1/3$	$1/3$	-1	0	1
V_5	0	0	1	$-1/3$	$-1/3$	$2/3$	0	-1	1
V_6	1	0	1	$1/3$	$-2/3$	$1/3$	1	-1	0
V_7	1	1	1	0	0	0	0	0	0

Table II.1 Vecteurs de commutation, tensions de phase (simples) et tensions entre phases (composés) en fonction du tension d'alimentation V_{dc}

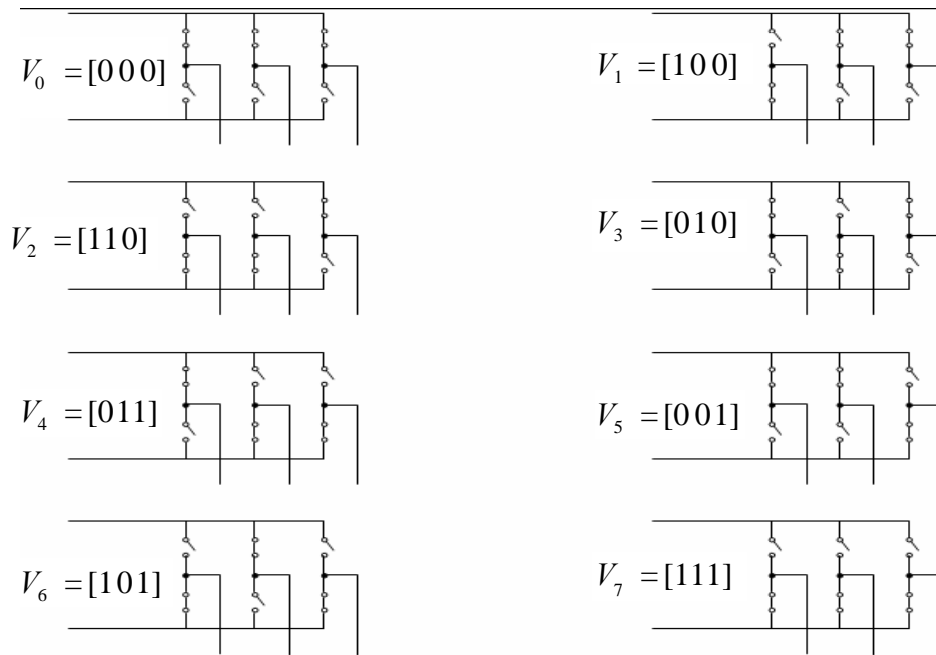


Figure. II.18 les huit vecteurs de tension d'inverseur (V_0 à V_7).

La MLI vectorielle se rapporte à une séquence de commutation spéciale des trois transistors de puissance supérieurs d'un convertisseur triphasé. On a vu que pour généré moins de déformation harmonique dans les tensions de sortie et ou des courants appliqués aux phases d'un moteur à courant alternatif et pour fournir une utilisation plus efficace de tension d'alimentation comparée à la technique de modulation sinusoïdale comme montré dans la figure II.14.

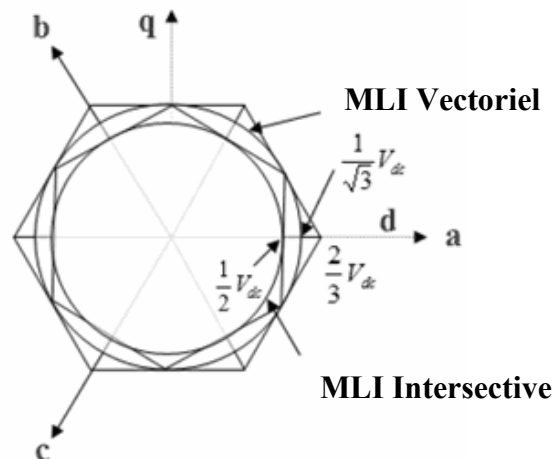


Figure. II.19 Comparaison de tension de commande entre la MLI sinus et la MLI vectorielle.

Pour mettre en application la MLI vectorielle, les équations de tension dans la référence abc peuvent être transformées dans le référentiel stationnaire dq constitué des axes horizontale (d) et verticale (q) comme représenté dans la figure II.20.

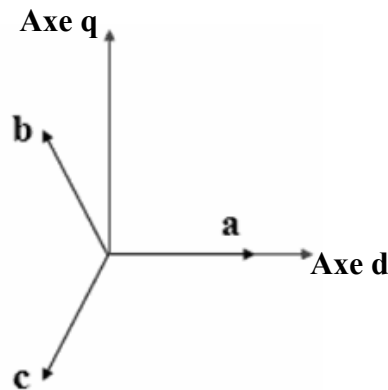


Figure. II.20 Relation entre le référentiel abc et dq

De cette figure, la relation entre les deux références est comme suit

$$f_{dqo} = K_s f_{abc} \quad (\text{II.7})$$

Où,

$$K_s = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix}, f_{dqo} = [f_d \ f_q \ f_o]^T, f_{abc} = [f_a \ f_b \ f_c]^T$$

et f dénote la variable de tension ou de courant.

Comme décrit dans la figure II.15, cette transformation est équivalente à une projection orthogonale de $[a, b, c]^T$ sur la perpendiculaire bidimensionnelle au vecteur $[1, 1, 1]^T$ (l'équivalence de d-q) dans un système du même rang tridimensionnel. En conséquence, six vecteurs différents de zéro et deux vecteurs nul sont possibles. Six vecteurs non nul ($V_1 - V_6$) forment les axes d'un hexagonal comme représenté dans la figure II.16, et fournissent la charge de l'énergie électrique. L'angle entre deux vecteurs adjacents différents de zéro est de 60 degrés. Les deux vecteurs nul (V_0 et V_7) sont à l'origine et appliquent une tension nulle à la charge. Les huit vecteurs s'appellent les vecteurs de base de l'espace et sont dénotés par $V_0, V_1, V_2, V_3, V_4, V_5, V_6,$ et V_7 . La même transformation peut être appliquée à la tension de sortie désirée pour obtenir le vecteur désiré V_{ref} de tension de référence dans d-q.

L'objectif de la technique du MLI vectorielle est de rapprocher le vecteur de tension référence V_{ref} en utilisant les huit modèles de commutation. Une méthode d'approximation simple est de produire la sortie moyenne du convertisseur dans une petite période, T pour rapprocher au mieux de V_{ref} dans la même période.

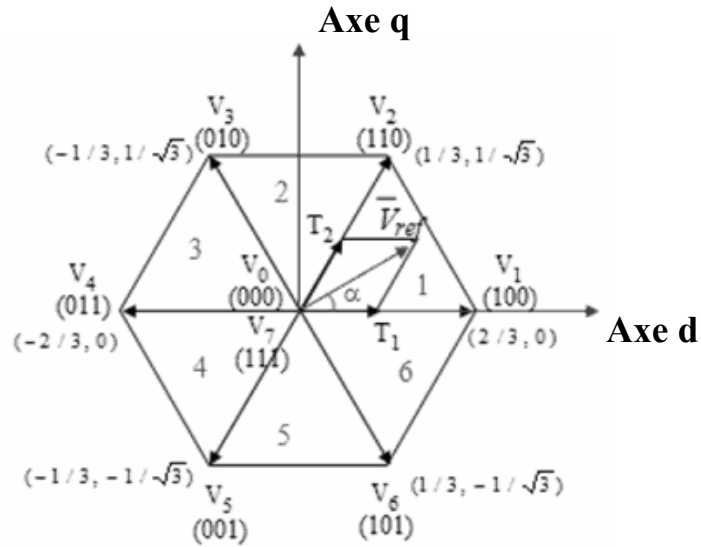


Figure. II.21 Vecteurs et secteurs de base de commutation

Par conséquent, la MLI vectorielle peut être mis en application par les étapes suivantes :

- Étape 1. Déterminer V_d , V_q , V_{ref} , et l'angle (α)
- Étape 2. Déterminer la durée T_1 , T_2 , T_0
- Étape 3. Déterminer la période de commutation de chaque transistor (K_1 à K_6)

Étape 1 : Détermination de V_d , V_q , V_{ref} , et l'angle (α)

À partir de la figure II.17, V_d , V_q , V_{ref} , et l'angle (α) peuvent être déterminés comme suit :

$$V_d = V_{an} - V_{bn} \cdot \cos 60 - V_{cn} \cdot \cos 60$$

$$= V_{an} - \frac{1}{2}V_{bn} - \frac{1}{2}V_{cn}$$

$$V_q = 0 + V_{bn} \cdot \cos 30 - V_{cn} \cdot \cos 30$$

$$= V_{an} + \frac{\sqrt{3}}{2}V_{bn} - \frac{\sqrt{3}}{2}V_{cn}$$

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix}$$

$$|\bar{V}_{ref}| = \sqrt{V_d^2 + V_q^2}$$

$$\alpha = \tan^{-1} \left(\frac{V_q}{V_d} \right) = \omega t = 2\pi \cdot f \cdot t$$

où f = fréquence fondamentale

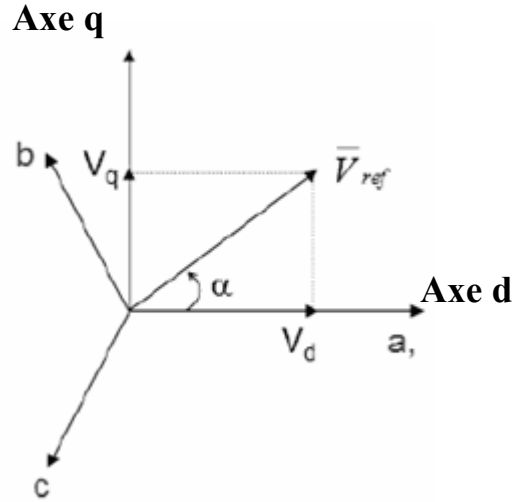


Figure. II.22 Espace de vecteur de tension et ses composants dans (d, q).

Étape 2 : Déterminer la durée T_1 , T_2 , T_0

À partir de la figure II.18, la durée de commutation peut être calculée comme suit :

- Durée de commutation au secteur 1

$$\int_0^{T_z} \bar{V}_{ref} dt = \int_0^{T_1} \bar{V}_1 dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} \bar{V}_2 dt + \int_{T_1+T_2}^{T_z} \bar{V}_0 dt, \quad T_z \cdot \bar{V}_{ref} = (T_1 \cdot \bar{V}_1 + T_2 \cdot \bar{V}_2)$$

$$\Rightarrow T_z \cdot |\bar{V}_{ref}| \cdot \begin{bmatrix} \cos(\alpha) \\ \sin(\alpha) \end{bmatrix} = T_1 \cdot \frac{2}{3} V_{dc} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_2 \cdot \frac{2}{3} V_{dc} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\pi/3) \\ \sin(\pi/3) \end{bmatrix}$$

(où $0 \leq \alpha \leq 60^\circ$)

- $T_1 = T_z \cdot a \cdot \frac{\sin(\pi/3 - \alpha)}{\sin(\pi/3)}$

- $T_2 = T_z \cdot a \cdot \frac{\sin(\alpha)}{\sin(\pi/3)}$

- $T_0 = T_z - (T_1 + T_2), \left(\text{où } T_z = \frac{1}{f_z} \text{ et } a = \frac{|\bar{V}_{ref}|}{\frac{2}{3} V_{dc}} \right)$

- Durée de temps de commutation à tout secteur

$$T_1 = \frac{\sqrt{3} \cdot T_z \cdot V_{ref}}{V_{dc}} \left(\sin \left(\frac{\pi}{3} - \alpha + \frac{n-1}{3} \pi \right) \right) = \frac{\sqrt{3} \cdot T_z \cdot V_{ref}}{V_{dc}} \left(\sin \frac{n}{3} \pi \cos \alpha - \cos \frac{n}{3} \pi \sin \alpha \right)$$

$$T_2 = \frac{\sqrt{3} \cdot T_z \cdot |\bar{V}_{ref}|}{V_{dc}} \left(\sin \left(\alpha - \frac{n-1}{3} \pi \right) \right) = \frac{\sqrt{3} \cdot T_z \cdot |\bar{V}_{ref}|}{V_{dc}} \left(-\cos \alpha \cdot \sin \frac{n-1}{3} \pi + \sin \alpha \cos \frac{n-1}{3} \pi \right)$$

$$T_0 = T_z - (T_1 + T_2), \left(\text{où } n = 1 \text{ à } 6 \text{ (c'est les secteurs de 1 à 6)} \right. \\ \left. 0 \leq \alpha \leq 60^\circ \right)$$

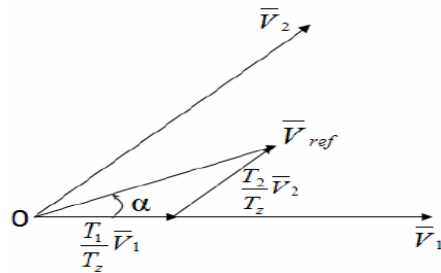


Figure. II.23 Vecteur de référence comme combinaison des vecteurs adjacents au secteur 1.

Étape 3 : Déterminer la période de commutation de chaque transistor (K₁ à K₆)

La figure II.24 montre des modèles de commutation de la MLI vectorielle à chaque secteur.

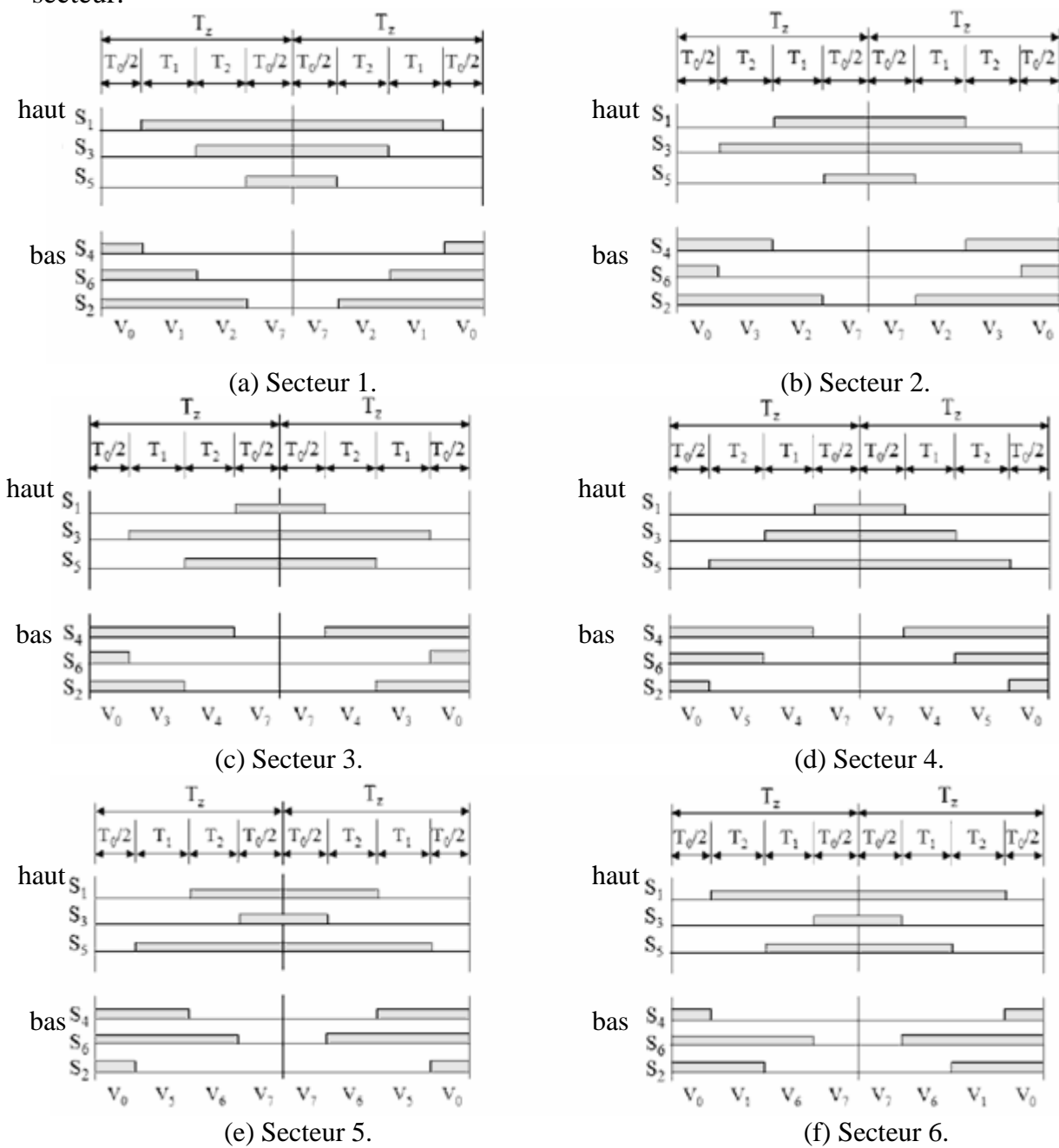


Figure. II.24 modèles de commutation de la MLI vectorielle à chaque secteur.

Basé sur la figure II.24, le temps de commutation à chaque secteur est récapitulé dans le tableau II.3,

secteur	Commutateur en haut (S_1, S_2, S_3)	Commutateur en bas (S_4, S_6, S_2)
1	$S_1 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_3 = T_2 + T_0/2$ $S_5 = T_0/2$	$S_4 = T_0/2$ $S_6 = T_1 + T_0/2$ $S_2 = T_1 + T_2 + T_0/2$
2	$S_1 = T_1 + T_0/2$ $S_3 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_5 = T_0/2$	$S_4 = T_2 + T_0/2$ $S_6 = T_0/2$ $S_2 = T_1 + T_2 + T_0/2$
3	$S_1 = T_0/2$ $S_3 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_5 = T_2 + T_0/2$	$S_4 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_6 = T_0/2$ $S_2 = T_1 + T_0/2$
4	$S_1 = T_0/2$ $S_3 = T_1 + T_0/2$ $S_5 = T_1 + T_2 + T_0/2$	$S_4 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_6 = T_2 + T_0/2$ $S_2 = T_0/2$
5	$S_1 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_3 = T_0/2$ $S_5 = T_1 + T_0/2$	$S_4 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_6 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_2 = T_0/2$
6	$S_1 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_3 = T_0/2$ $S_5 = T_1 + T_0/2$	$S_4 = T_0/2$ $S_6 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_2 = T_2 + T_0/2$

Table II.3 Calcul de temps de commutation à chaque secteur

II.3.3. Modèle du système

De la figure II.20 on obtient les équations de tension et de courant de sortie du filtre LC.

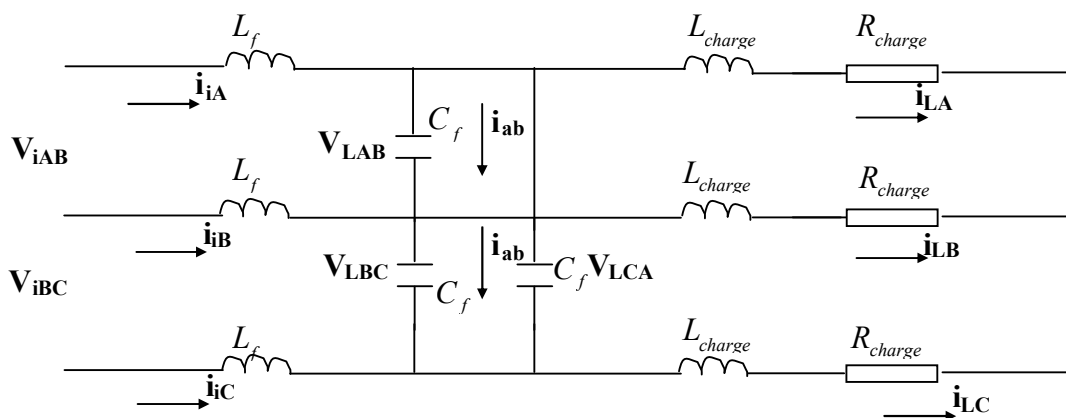


Figure. II.25 tension et courant de sortie du filtre LC.

Appliquant la loi de Kirchoff aux courants aux noeuds a, b, et c, respectivement, les équations de courants suivantes sont dérivées :

1 noeuds "a" :

$$i_{iA} + i_{ca} = i_{ab} + i_{LA} \Rightarrow i_{iA} + C_f \frac{dV_{LCA}}{dt} = \frac{dV_{LAB}}{dt} + i_{LA} \quad (\text{II.8})$$

2 noeud "b" :

$$i_{iB} + i_{ab} = i_{bc} + i_{LB} \Rightarrow i_{iB} + C_f \frac{dV_{LAB}}{dt} = \frac{dV_{LBC}}{dt} + i_{LB} \quad (\text{II.9})$$

3 noeud "c" :

$$i_{iC} + i_{bc} = i_{ca} + i_{LC} \Rightarrow i_{iC} + C_f \frac{dV_{LBC}}{dt} = \frac{dV_{LCA}}{dt} + i_{LC} \quad (\text{II.10})$$

où,

$$i_{ab} = C_f \frac{dV_{LAB}}{dt}, \quad i_{bc} = C_f \frac{dV_{LBC}}{dt}, \quad i_{ca} = C_f \frac{dV_{LCA}}{dt} \quad (\text{II.11})$$

En outre, (II.8) à (II.10) peut être récrit respectivement comme suit:

1- soustrayant (II.9) de (II.8) :

$$\begin{aligned} i_{iA} - i_{iB} + C_f \left(\frac{dV_{LCA}}{dt} - \frac{dV_{LAB}}{dt} \right) &= C_f \left(\frac{dV_{LAB}}{dt} - \frac{dV_{LBC}}{dt} \right) + i_{LA} - i_{LB} \\ \Rightarrow C_f \left(\frac{dV_{LCA}}{dt} + \frac{dV_{LAB}}{dt} - 2 \frac{dV_{AB}}{dt} \right) &= -i_{iA} + i_{iB} + i_{LA} - i_{LB} \end{aligned} \quad (\text{II.12})$$

2- soustrayant (II.9) de (II.8) :

$$\begin{aligned} i_{iB} - i_{iC} + C_f \left(\frac{dV_{LAB}}{dt} - \frac{dV_{LBC}}{dt} \right) &= C_f \left(\frac{dV_{LBC}}{dt} - \frac{dV_{LCA}}{dt} \right) + i_{LB} - i_{LC} \\ \Rightarrow C_f \left(\frac{dV_{LAB}}{dt} + \frac{dV_{LCA}}{dt} - 2 \frac{dV_{BC}}{dt} \right) &= -i_{iB} + i_{iC} + i_{LB} - i_{LC} \end{aligned} \quad (\text{II.13})$$

3- soustrayant (II.8) de (II.10) :

$$\begin{aligned} i_{iC} - i_{iA} + C_f \left(\frac{dV_{LBC}}{dt} - \frac{dV_{LCA}}{dt} \right) &= C_f \left(\frac{dV_{LCA}}{dt} - \frac{dV_{LAB}}{dt} \right) + i_{LC} - i_{LA} \\ \Rightarrow C_f \left(\frac{dV_{LAB}}{dt} + \frac{dV_{LBC}}{dt} - 2 \frac{dV_{CA}}{dt} \right) &= -i_{iC} + i_{iA} + i_{LC} - i_{LA} \end{aligned} \quad (\text{II.14})$$

Pour simplifier (II.12) à (II.14), nous supposons que la somme algébrique des tensions entre phases de charge est égale à zéro :

$$V_{LAB} + V_{LBC} + V_{LCA} = 0 \quad (\text{II.15})$$

Basons sur (II.15), (II.12) à (II.14) peut être modifié selon une équation de premier ordre, respectivement :

$$\begin{cases} \frac{dV_{LAB}}{dt} = \frac{1}{3C_f} i_{iAB} - \frac{1}{3C_f} (i_{LAB}) \\ \frac{dV_{LBC}}{dt} = \frac{1}{3C_f} i_{iBC} - \frac{1}{3C_f} (i_{LBC}) \\ \frac{dV_{LCA}}{dt} = \frac{1}{3C_f} i_{iCA} - \frac{1}{3C_f} (i_{LCA}) \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

Où, $i_{iAB} = i_{iA} - i_{iB}$, $i_{iBC} = i_{iB} - i_{iC}$, $i_{iCA} = i_{iC} - i_{iA}$ et $i_{LAB} = i_{LA} - i_{LB}$, $i_{LBC} = i_{LB} - i_{LC}$, $i_{LCA} = i_{LC} - i_{LA}$

En appliquant la loi de Kirchoff sur les tensions du côté de la sortie du convertisseur, les équations suivantes de tension peuvent être dérivées :

$$\begin{cases} \frac{di_{iAB}}{dt} = -\frac{1}{L_f} V_{LAB} + \frac{1}{L_f} V_{iAB} \\ \frac{di_{iBC}}{dt} = -\frac{1}{L_f} V_{LBC} + \frac{1}{L_f} V_{iBC} \\ \frac{di_{iCA}}{dt} = -\frac{1}{L_f} V_{LCA} + \frac{1}{L_f} V_{iCA} \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

En appliquant la loi de Kirchoff sur les tensions du côté de charge, les équations suivantes de tension peuvent être dérivées :

$$\begin{cases} V_{LAB} = L_{load} \frac{di_{LA}}{dt} + R_{load} i_{LA} - L_{load} \frac{di_{LB}}{dt} - R_{load} i_{LB} \\ V_{LBC} = L_{load} \frac{di_{LB}}{dt} + R_{load} i_{LB} - L_{load} \frac{di_{LC}}{dt} - R_{load} i_{LC} \\ V_{LCA} = L_{load} \frac{di_{LC}}{dt} + R_{load} i_{LC} - L_{load} \frac{di_{LA}}{dt} - R_{load} i_{LA} \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

L'équation (II.18) peut être réécrite comme :

$$\begin{cases} \frac{di_{LAB}}{dt} = -\frac{R_{ch}}{L_{ch}} i_{LAB} + \frac{1}{L_{ch}} V_{LAB} \\ \frac{di_{LBC}}{dt} = -\frac{R_{ch}}{L_{ch}} i_{LBC} + \frac{1}{L_{ch}} V_{LBC} \\ \frac{di_{LCA}}{dt} = -\frac{R_{ch}}{L_{ch}} i_{LCA} + \frac{1}{L_{ch}} V_{LCA} \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

Par conséquent, nous pouvons récrire (II.16), (II.17) et (II.19) dans une forme de matrice, respectivement :

$$\begin{aligned}\frac{dV_L}{dt} &= \frac{1}{3C_f} I_i - \frac{1}{3C_f} I_L \\ \frac{dI_i}{dt} &= -\frac{1}{L_f} V_L + \frac{1}{L_f} V_i \\ \frac{dI_L}{dt} &= \frac{1}{L_{ch}} V_L - \frac{R_{ch}}{L_{ch}} I_L\end{aligned}\quad (\text{II.20})$$

où, $V_L = [V_{LAB} \ V_{LBC} \ V_{LCA}]^T$, $I_i = [i_{iAB} \ i_{iBC} \ i_{iCA}]^T$, $V_i = [V_{iAB} \ V_{iBC} \ V_{iCA}]^T$, $I_L = [i_{LAB} \ i_{LBC} \ i_{LCA}]^T$.

En conclusion, le modèle (II.19) peut être exprimé comme équation d'état :

$$\dot{X}(t) = AX(t) + bu(t) \quad (\text{II.21})$$

où :

$$X = \begin{bmatrix} V_L \\ I_i \\ I_L \end{bmatrix}_{9 \times 1}, \quad A = \begin{bmatrix} 0_{3 \times 3} & \frac{1}{3C_f} I_{3 \times 3} & -\frac{1}{3C_f} I_{3 \times 3} \\ -\frac{1}{L_f} I_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} \\ \frac{1}{L_{ch}} & 0_{3 \times 3} & -\frac{R_{ch}}{L_{ch}} I_{3 \times 3} \end{bmatrix}_{9 \times 9}, \quad B = \begin{bmatrix} 0_{3 \times 3} \\ \frac{1}{L_f} I_{3 \times 3} \\ 0_{3 \times 3} \end{bmatrix}_{9 \times 3}, \quad u = [V_i]_{9 \times 3}$$

la tension entre phases V_L , courant de sortie de charge du convertisseur I_i , et le courant de charge I_L sont les variables d'état du système, et la tension entre phases produite par le convertisseur V_i est l'entrée de commande (u).

II.3.4. Étapes de simulation

- 1) Initialiser les paramètres de système
- 2) Établir le modèle
 - Déterminer le secteur
 - Déterminer la durée T_1 , T_2 , T_0 de temps
 - Déterminer le temps de commutation (T_a , T_b , et T_c) de chaque transistor (K_1 à K_6)
 - Produire des tensions de sortie du convertisseur (V_{iAB} , V_{iBC} , V_{iCA}) pour l'entrée de commande (u)
 - Envoyer les données à la zone de travail
- 3). Tracer les résultats de simulation en utilisant Matlab

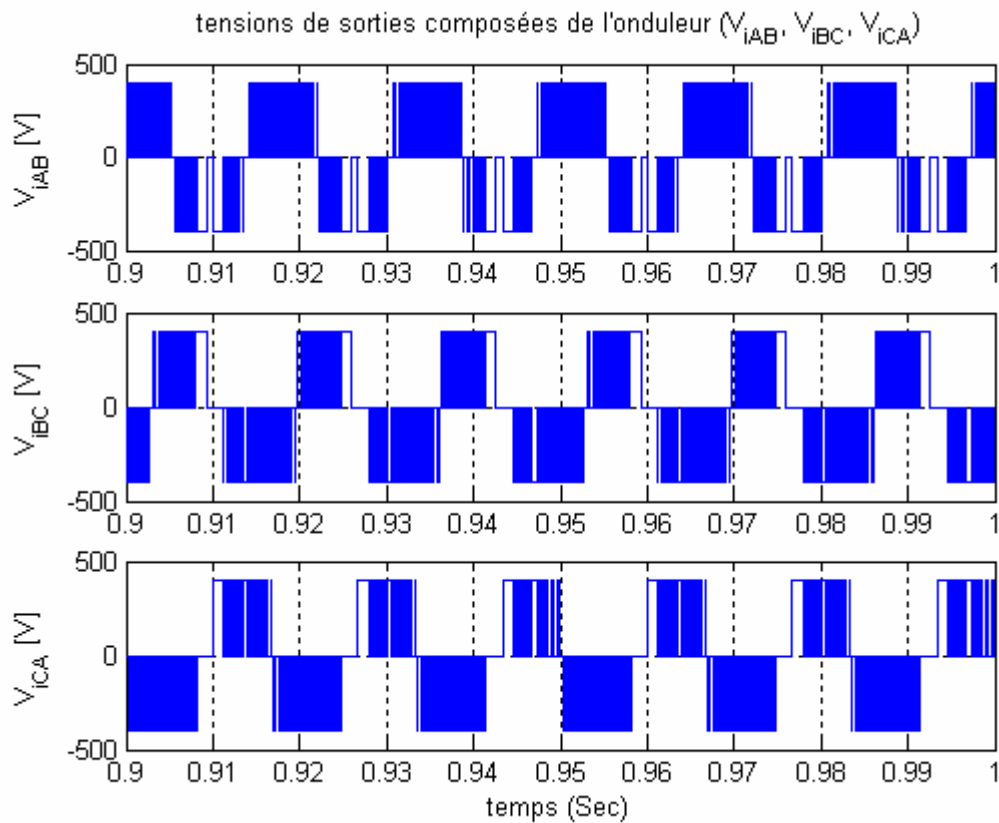


Figure. II.26 tension de sortie de l'onduleur commandé par MLI vectorielle

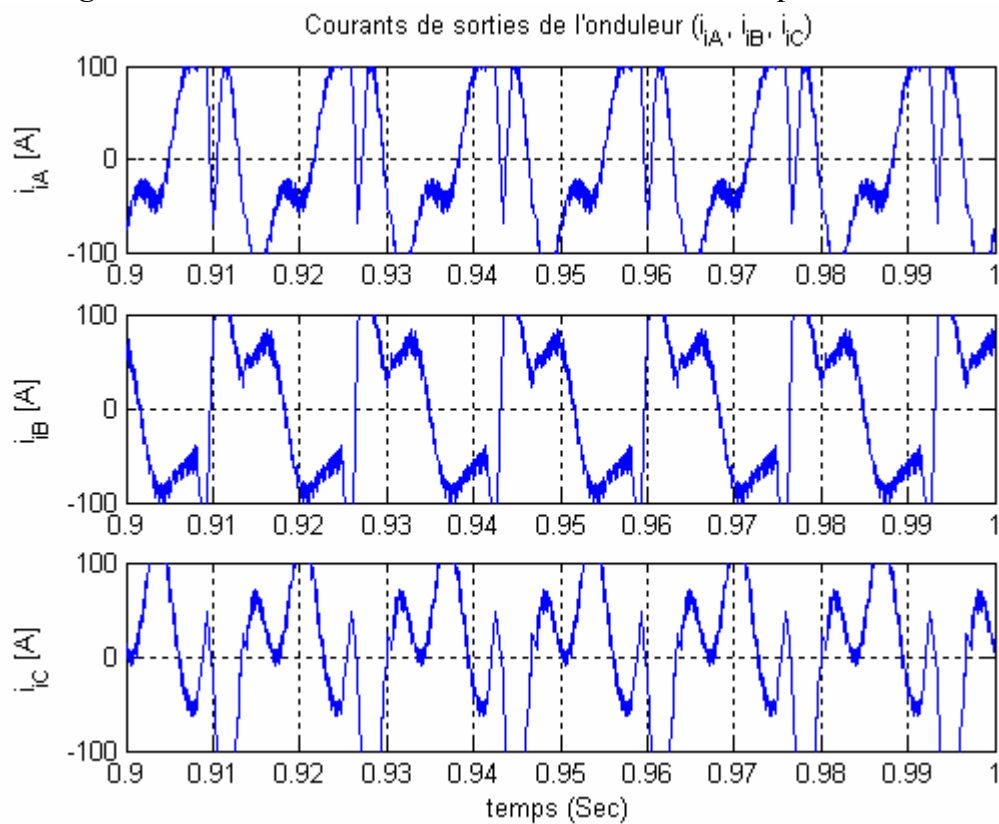


Figure. II.27 courants de sortie de l'onduleur commandé par MLI vectorielle

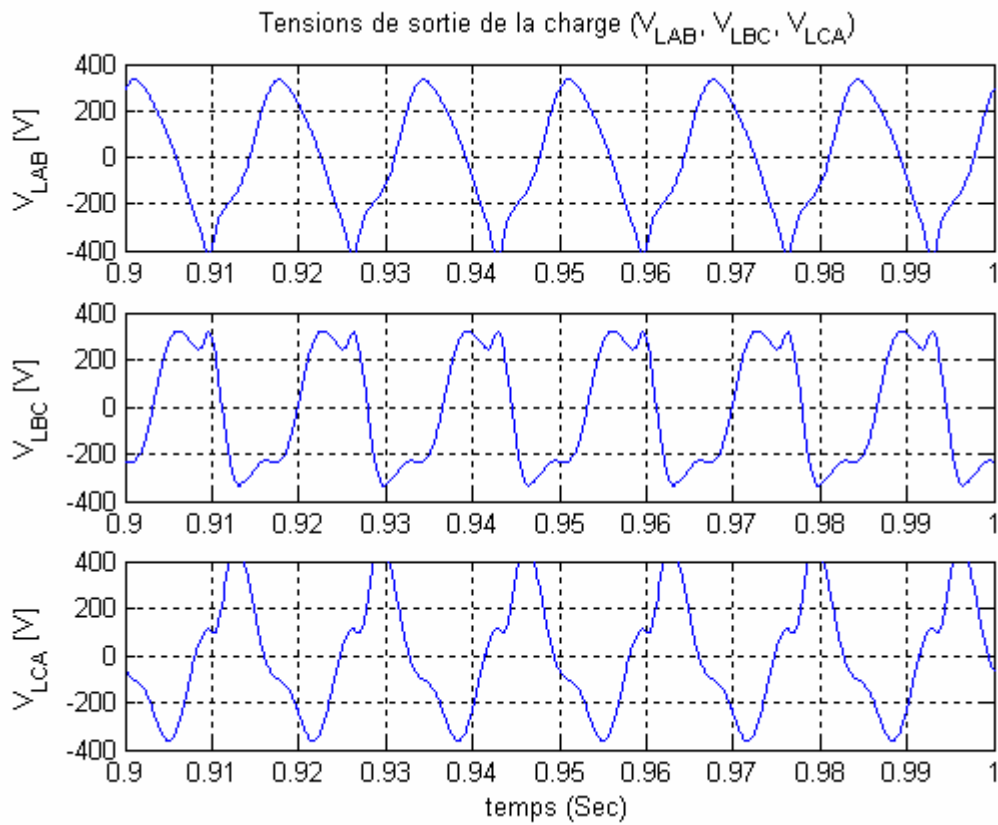


Figure. II.28 tension de sortie de la charge

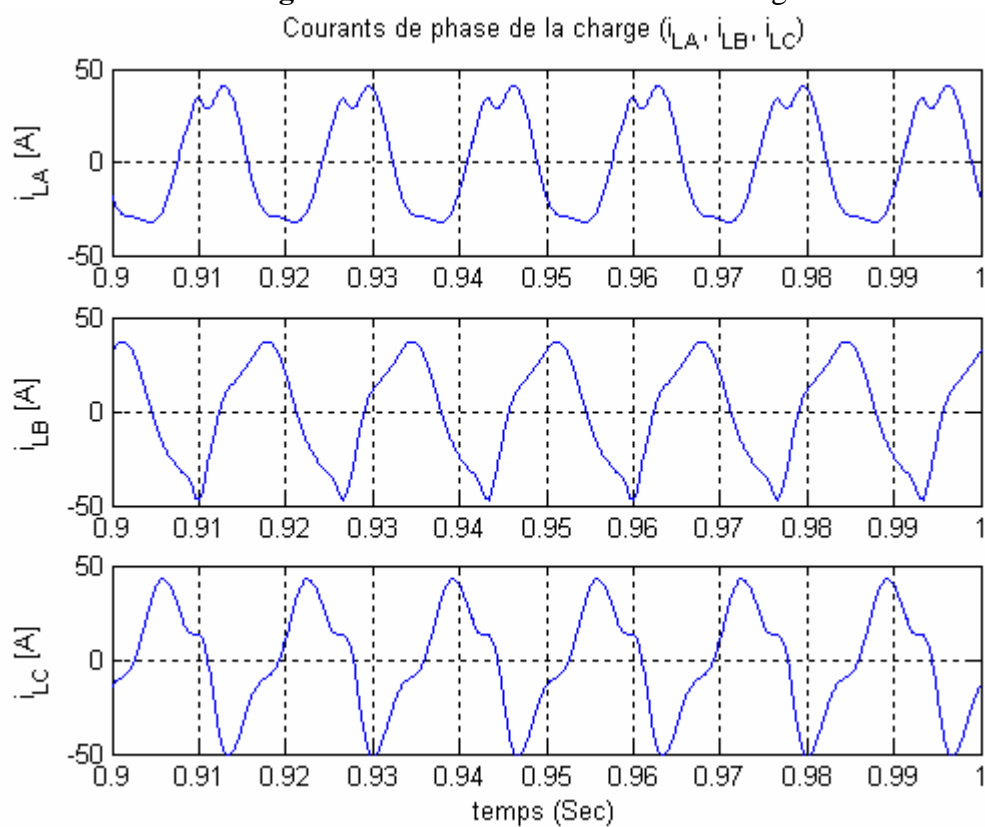


Figure. II.29 courants de phases de la charge

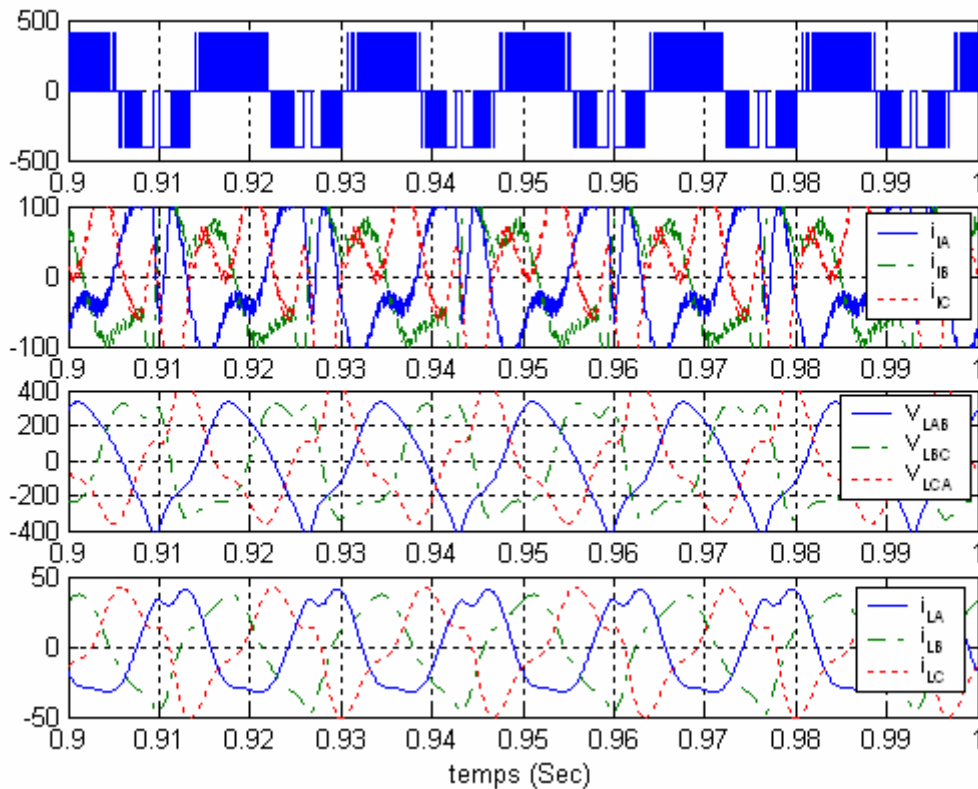


Figure. II.30 différents signaux pour une commande vectorielle d'une charge inductif triphasé alimenté par onduleur de tensions

II.4. Onduleur de tension à trois niveaux :

Dans les applications de fortes puissances (10MVA, 6KV) [52], la structure à trois niveaux est la plus adaptée, par rapport à la structure à deux niveaux, du fait que les tensions et les courants de sortie présentent un taux de distorsion harmoniques nettement inférieur et les tensions du mode homopolaire sont réduites. La tension aux bornes de chaque interrupteur est divisée par deux et la fréquence de hachage est plus basse.

En général, les onduleurs de tension multi niveaux peuvent être vu comme des synthétiseurs de tension, dans lesquels la tension de sortie est synthétisée de plusieurs niveaux de tension discrets. Les avantages de cette nouvelle génération d'onduleurs sont :

- La tension des dispositifs existants peut être augmentée plusieurs fois sans complications au niveau des tensions statiques et dynamique (les interrupteurs sont connectés en série)
- Les performances spectrales des formes d'ondes des grandeurs de sortie d'un onduleur multiniveaux sont supérieures à celles d'un onduleur à deux niveaux.

- Les formes d'onde des grandeurs de sorties d'un onduleur multiniveaux limitent naturellement les problèmes des surtensions.

II.4.1 Modélisation et commande d'un onduleur a trois niveaux "structure NPC"

II.4.1.1 Structure topologique de l'onduleur

La figure (II.26) présente une structure classique d'une conversion indirecte alternative - alternative composée d'un pont redresseur triphasé à diode, d'un filtre de tension, composé d'une self et de deux condensateurs à point milieu commun, pour former les deux sources continues nécessaires au bon fonctionnement de l'onduleur de tension triphasé à trois niveaux, qui alimente à son tour une charge triphasée équilibrée à caractère inductif, couplée en étoile avec un neutre isolé.

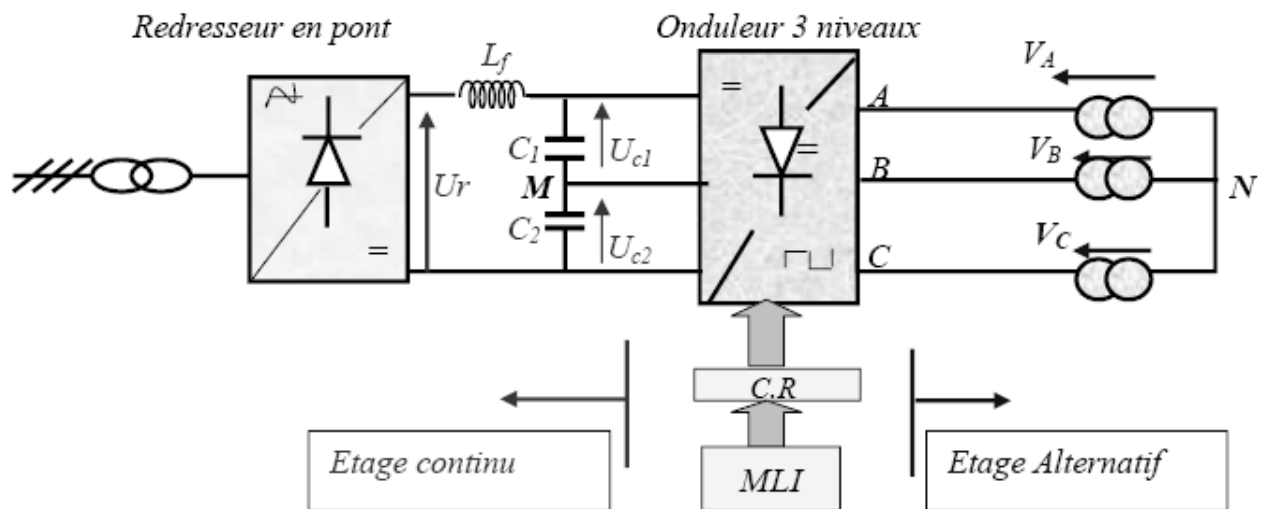


Figure II.31 Structure d'une conversion indirecte AC/AC

La figure (II.32) représente la structure topologique d'un onduleur triphasé à trois niveaux. Elle est composée de trois bras monophasés. A partir de la source principale de tension continu, et à l'aide d'un diviseur de tension capacitif formé par les condensateurs de filtrage C_1 et C_2 de même capacité, on obtient deux sources secondaires de tension continue délivrant chacune une demi tension ($E/2$). Cette structure crée alors un point neutre (M) entre les deux condensateurs. Les condensateurs sont identiques de manière à éviter le déséquilibre de charge ($C_1=C_2$ & $U_{C1}=U_{C2}$).

Chaque demi-bras de l'onduleur se compose de deux interrupteurs (T) en série avec leur point commun relié par une diode de bouclage au point neutre des sources (M). Une diode en anti-parallèle est montée sur chaque interrupteur pour assurer la réversibilité des courants dans la charge.

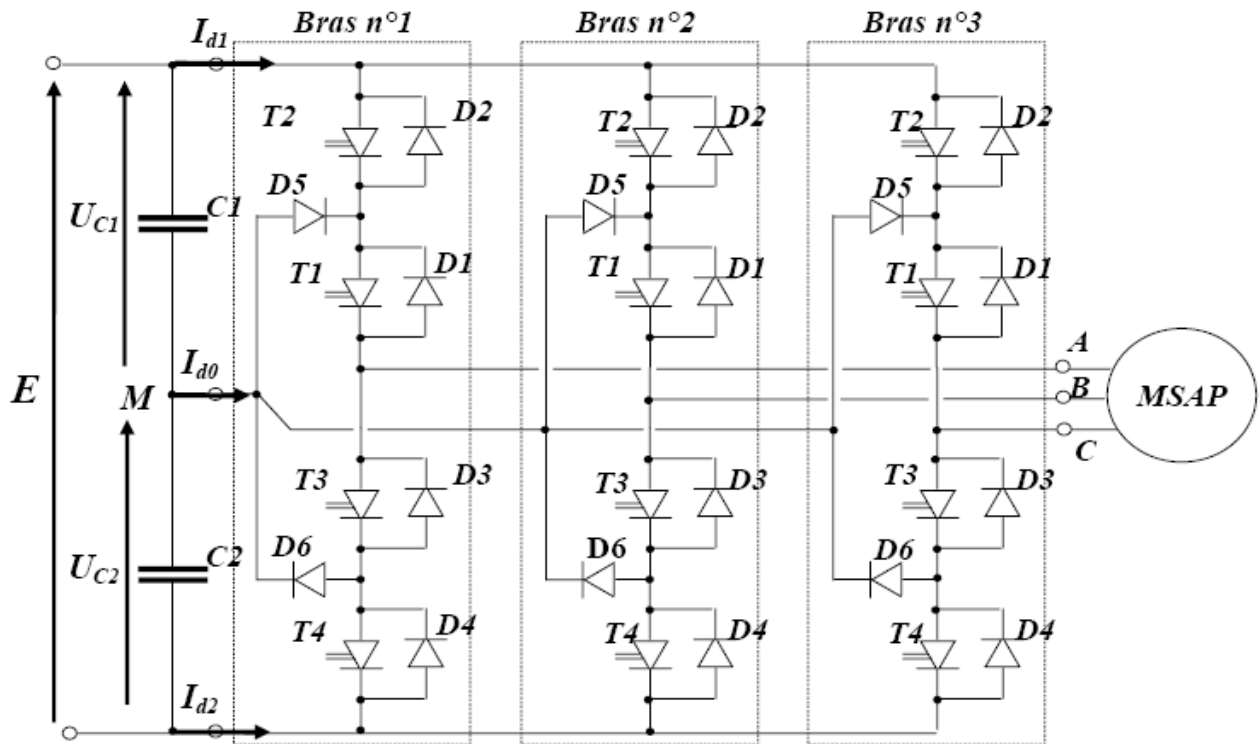


Figure II.32 Structure de puissance de l'onduleur à trois niveaux de type NPC

II.4.1.2 Modélisation de l'onduleur à trois niveaux

Pour ce faire, on va étudier le modèle d'un seul bras de l'onduleur, puis on va généraliser l'approche.

II.4.1.2.1 Modèle de l'interrupteur bidirectionnel en courant

L'ensemble interrupteur (T) et la diode (D) peut être remplacé par un interrupteur bidirectionnel en courant :

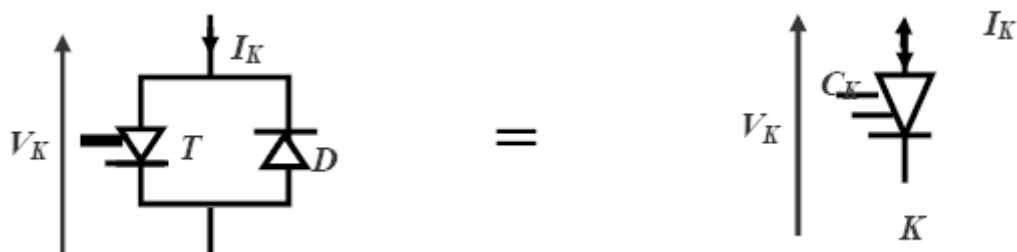


Figure II.33 Interrupteur bidirectionnel en courant

Avec : C_K la commande de l'interrupteur (K)

On définit deux états stables pour l'interrupteur (K) :

- (1) : pour l'état fermé de l'interrupteur (K).
- (0) : pour l'état ouvert de l'interrupteur (K).

Le passage entre les deux états stables est subordonnée par des conditions de transitions, ce qui aboutit au modèle suivant :

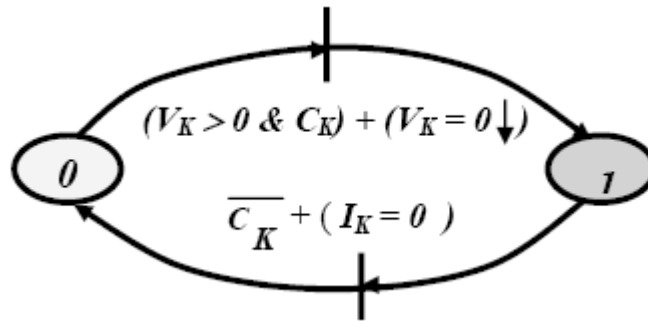


Figure II.34 Modèle de Pétri de l'interrupteur bidirectionnel en courant

II.4.1.2.2 Modèle de fonctionnement d'un bras de l'onduleur

Pour décrire le fonctionnement de l'onduleur du type NPC, on étudie le comportement d'un seul bras.

La tension polaire VAM entre la borne A de la charge et le point neutre M est entièrement définie par l'état des quatre interrupteurs bidirectionnels en courant (K) du bras d'onduleur ; cette tension doit prendre les trois potentiels (-UC,0,+UC) d'où l'appellation onduleur triphasé à trois niveaux.

- Les différentes configurations électriques du bras d'onduleur

Les configurations possibles d'un seul bras de 04 interrupteurs est de $2^4=16$ états que l'on peut représenter par un quadruplet de 0 et de 1 suivant l'état des interrupteurs K1, K2, K3 et K4.

Une analyse topologique d'un bras d'onduleur montre cinq configurations électriques possibles :

- **Configuration 0** : $(C_{11} \ C_{12} \ C_{13} \ C_{14}) = (0 \ 0 \ 0 \ 0)$

Les interrupteurs (K1, K2) et (K3, K4) sont bloqués et la tension de sortie VAM est imposée par la charge ; cette configuration est indésirable pour la commande de l'onduleur.

- **Configuration 1** : $(C_{11} \ C_{12} \ C_{13} \ C_{14}) = (1 \ 1 \ 0 \ 0)$

Les interrupteurs (K1, K2) sont passants et (K3, K4) sont bloqués et la tension de sortie : $V_{AM} = +UC = +E/2$.

- **Configuration 2** : $(C_{11} \ C_{12} \ C_{13} \ C_{14}) = (1 \ 0 \ 0 \ 0)$

L'interrupteur K1 est passant et (K2, K3, K4) sont bloqués et la tension de sortie : $V_{AM} = 0$.

- **Configuration 3** : $(C_{11} \ C_{12} \ C_{13} \ C_{14}) = (0 \ 0 \ 1 \ 1)$

Les interrupteurs (K1, K2) sont bloqués et (K3, K4) sont passants et la tension de sortie : $V_{AM} = -UC = -E/2$.

• **Configuration 4 :** $(C11\ C12\ C13\ C14) = (0\ 0\ 1\ 0)$

L'interrupteurs K3 est passant et (K2, K1, K4) sont bloqués et la tension de sortie : $VAM = 0$.

Les autres configurations sont à éviter, car:

- Soit, elles provoquent le court circuit des sources continues.
- Soit, elles n'assurent pas la connexion de la charge au point neutre des sources continues.

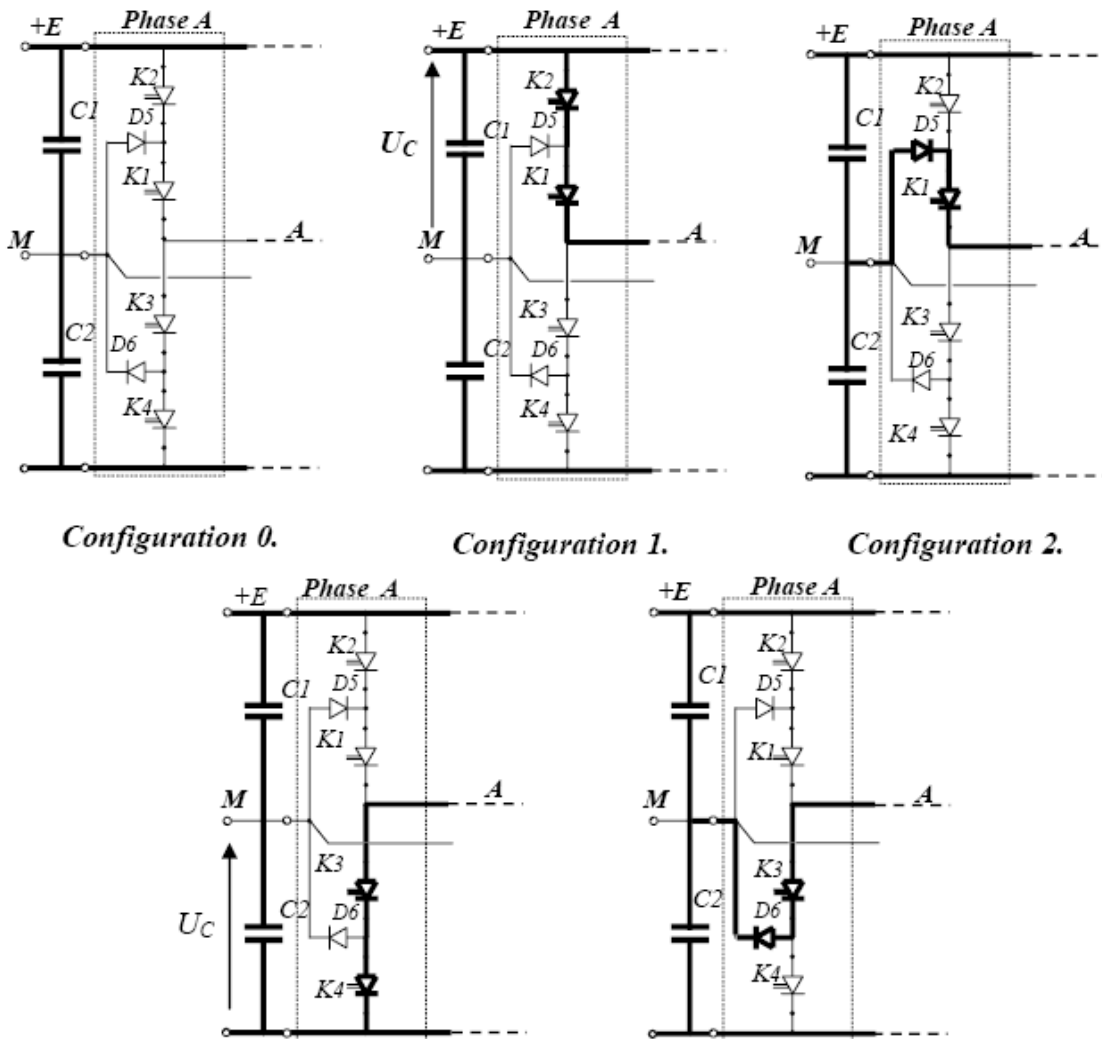
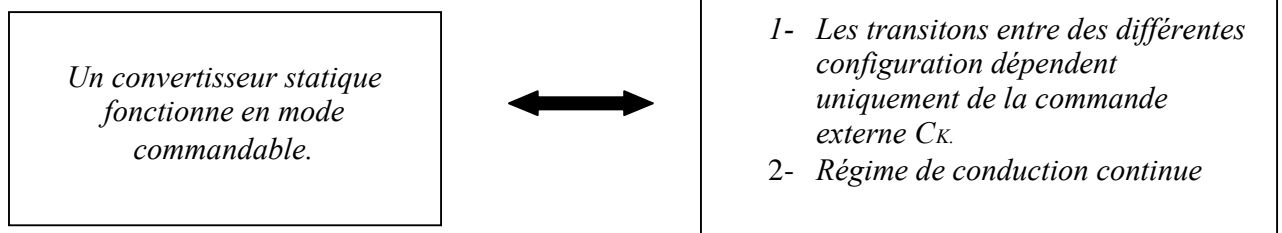


Figure II.35 Les différentes configurations électriques d'un bras de l'onduleur

II.4.1.3 Modélisation par réseau de Pétri de l'onduleur

Pour avoir un fonctionnement en mode commandable, on doit étudier la commande complémentaire optimale des interrupteurs du bras d'onduleur, puis déterminer les conditions de transitions entre les différentes configurations pour déterminer un modèle par réseau de Pétri du bras.

II.4.1.3.1 Commandabilité des convertisseurs statiques



Par la suite, on suppose que la deuxième condition est toujours vérifiée.

II.4.1.3.2 Commande complémentaire des interrupteurs

Pour éviter la mise en conduction simultanée des quatre interrupteurs d'un seul bras, qui provoque un court-circuit aux bornes des sources continue et par conséquent le risque de destruction des condensateurs et des composants semi-conducteurs par sur intensité et qui peut engendrer la destruction par surtension des interrupteurs lors de l'ouverture simultanée de ces derniers, on adopte la solution classique suivante :

On doit réaliser des commandes complémentaires des différents interrupteurs d'un même bras de l'onduleur. La commande complémentaire, en plus des deux conditions précédentes, assure un fonctionnement totalement commandable de l'onduleur. Pour le bras d'onduleur $i=1$, trois commandes complémentaires sont possibles :

$$\begin{aligned}
 C_{11} &= \bar{C}_{12} \quad \& \quad C_{13} = \bar{C}_{14} \\
 C_{11} &= \bar{C}_{13} \quad \& \quad C_{12} = \bar{C}_{14} \\
 C_{11} &= \bar{C}_{14} \quad \& \quad C_{12} = \bar{C}_{13}
 \end{aligned}
 \tag{II.22}$$

On établit le tableau d'excitation, relatif à cette commande complémentaire.

C_{11}	C_{12}	C_{13}	C_{14}	V_{AM}
0	0	1	1	$-U_C$
0	1	0	1	Inconnue
1	0	1	0	0
1	1	0	0	$+U_C$

Tableau II.3 : Tableau des excitations relatif au bras n° 1

En conclusion : La commande complémentaire (IV.3) s'est avérée celle qui donne les trois niveaux de tension ($-U_C$, 0, $+U_C$) de façon optimale et Si on élimine le cas inconnu (0,1,0,1), on obtient un fonctionnement de l'onduleur en mode commandable.

II.4.1.3.3 Modèle d'un bras en mode commandable par réseau de Pétri

L'analyse fonctionnelle du bras par le formalisme de Pétri consiste à

- Déterminer les différentes configurations physiquement réalisables.
- Attribuer un modèle électrique équivalent pour chaque configuration.
- Définir les conditions de transition entre les différentes configurations.

Ces conditions de transitions donnent les réceptivités du réseau de Pétri.

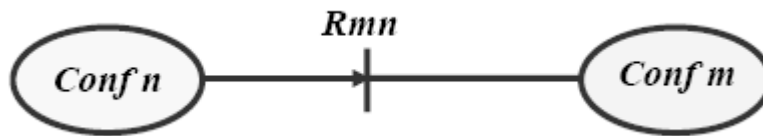


Figure II.36 Transition entre deux configurations

Avec : R_{mn} comme réceptivité de transition entre la configuration (m) et la configuration (n).

La réceptivité R_{mn} est une fonction logique entre :

- Une commande externe (C_{ij}) des interrupteurs (K_{ij})
- Et, des paramètres électriques du bras, définis par :
 - Le signe du courant du bras : I_i ($i = 1, 2, 3$)
 - Et, le signe des tensions aux bornes des interrupteurs (V_{ij}), du bras i , avec ($i = 1, 3$) et ($j = 1, 2, 3$)

Après définition des quatre configurations possibles du bras d'onduleur, analyse des conditions de transition entre ces dernières et avec la commande complémentaire, on a pu définir les réceptivités de transition du bras n°1, comme suit :

$$\begin{aligned}
 R_{12} &= [C_{11} \& \bar{C}_{12}] \& [I_1 > 0] \\
 R_{21} &= [C_{11} \& C_{12}] \\
 R_{23} &= [\bar{C}_{11}] \\
 R_{32} &= [C_{11} \& \bar{C}_{12}] \& [I_1 > 0] \\
 R_{13} &= [\bar{C}_{11} \& \bar{C}_{12}] \\
 R_{31} &= [C_{11} \& C_{12}] \\
 R_{34} &= [C_{11} \& \bar{C}_{12}] \& [I_1 < 0] \\
 R_{43} &= [\bar{C}_{11} \& \bar{C}_{12}] \\
 R_{14} &= [C_{11} \& \bar{C}_{12}] \& [I_1 < 0] \\
 R_{41} &= [C_{12}]
 \end{aligned} \tag{II.23}$$

Après définition des réceptivités, on adopte une modélisation, par réseau de Pétri série, du bras (n°1) de l'onduleur :

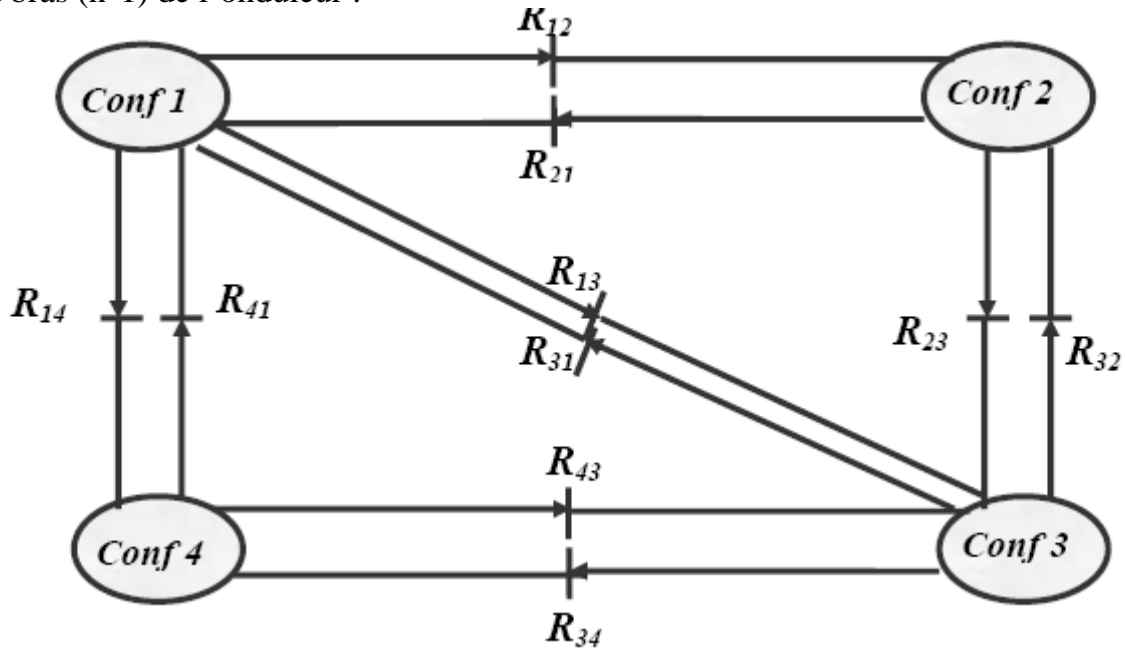


Figure II.37 Réseau de Pétri série de fonctionnement d'un bras d'onduleur trois niveaux de type NPC, en mode commandable.

II.4.1.4 Modèle de commande de l'onduleur

A Chaque interrupteur (K_{ij}), on lui associe une fonction de connexion F_{ij} , définie par

$$F_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{si } K_{ij} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } K_{ij} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

Avec :

- $i=1,3$: numéro du bras
- $j=1,4$: numéro de l'interrupteur du bras j

II.4.1.5 Relation entre les fonctions de connexion

Si on utilise la commande complémentaire (IV-3), pour un bras (i)

$$C_{i1} = \bar{C}_{i4} \text{ \& } C_{i2} = \bar{C}_{i3} \quad (\text{II.25})$$

Alors on peut en déduire les relations entre les fonctions de connexion des différents interrupteurs (K_{ij}) du bras (j) :

$$\begin{bmatrix} F_{i1} = 1 - F_{i4} \\ F_{i2} = 1 - F_{i3} \end{bmatrix} \quad (\text{II.26})$$

On se basant sur cette commande complémentaire, on peut remarquer que pour chaque bras d'onduleur (i), on peut définir deux cellules de commutation à deux interrupteurs chacune :

- Cellule n°1 constituée par la paire d'interrupteurs : (Ki1 & Ki4)
- Cellule n°2 constituée par la paire d'interrupteurs : (Ki2 & Ki3)

On peut définir des fonctions de commutation pour chaque cellule :

F_i^1 : Fonction de commutation relative à la cellule n°1

F_i^2 : Fonction de commutation relative à la cellule n°2

On peut exprimer les fonctions de connexion des interrupteurs comme suit :

$$\begin{aligned} F_{i1}(t) &= \frac{1}{2} [1 + F_i^1(t)] \\ F_{i2}(t) &= \frac{1}{2} [1 + F_i^2(t)] \\ F_{i4}(t) &= \frac{1}{2} [1 + F_i^1(t)] \\ F_{i3}(t) &= \frac{1}{2} [1 + F_i^2(t)] \end{aligned} \quad (\text{II.27})$$

II.4.1.6 Fonction de connexion des demi – bras

On définit la fonction de connexion du demi- bras par F_{im}^b , tel que

- Pour le demi - bras du haut, m=1 et $F_{i1}^b = F_{i1} \cdot F_{i2}$
- Pour le demi - bras du bas, m=0 et $F_{i0}^b = F_{i3} \cdot F_{i4}$

II.4.1.7 Table d'excitation des interrupteurs

Si on considère la commande complémentaire optimale qui permet d'avoir les niveaux $(-U_C, 0, +U_C)$:

V_{iM}	F_{i1}	F_{i2}
$+U_C$	1	1
0	1	0
$-U_C$	0	0

Tableau II.4 : Tableau des excitations relatif au bras (i)

II.4.1.8 Modèle de connaissance de l'onduleur

II.4.1.8.1 Les fonctions de conversion

a) Calcul des tensions polaires : V_{AM} , V_{BM} , V_{CM}

Calcul des tensions de sortie de l'onduleur triphasé par rapport au point milieu (M) de la source continue

$$\begin{aligned} V_{AM} &= V_A - V_M = F_{11} \cdot F_{12} \cdot U_{C1} - F_{13} \cdot F_{14} \cdot U_{C2} \\ V_{BM} &= V_B - V_M = F_{21} \cdot F_{22} \cdot U_{C1} - F_{23} \cdot F_{24} \cdot U_{C2} \\ V_{CM} &= V_C - V_M = F_{31} \cdot F_{32} \cdot U_{C1} - F_{33} \cdot F_{34} \cdot U_{C2} \end{aligned} \quad (\text{II.28})$$

En utilisant les fonctions de connexion des demi – bras, on obtient:

$$\begin{aligned} V_{AM} &= F_{11}^b U_{C1} - F_{10}^b U_{C2} \\ V_{BM} &= F_{21}^b U_{C1} - F_{20}^b U_{C2} \\ V_{CM} &= F_{31}^b U_{C1} - F_{30}^b U_{C2} \end{aligned} \quad (\text{II.29})$$

De plus si on suppose que: $U_{C1} = U_{C2} = U_C = E/2$ (E:tension continu délivrée par l'étage continu), on abouti à:

$$\begin{aligned} V_{AM} &= (F_{11}^b - F_{10}^b) U_C \\ V_{BM} &= (F_{21}^b - F_{20}^b) U_C \\ V_{CM} &= (F_{31}^b - F_{30}^b) U_C \end{aligned} \quad (\text{II.30})$$

Ou la forme matricielle:

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} \cdot U_C \quad (\text{II.31})$$

b) Calcul des tensions simples de sortie de l'onduleur

On suppose une charge équilibrée et couplée en étoile et soit (N) le neutre de la charge; on obtient :

$$\begin{aligned} V_{AB} &= V_{AM} - V_{BM} = (F_{11}^b - F_{10}^b) U_C - (F_{21}^b - F_{20}^b) U_C \\ V_{BC} &= V_{BM} - V_{CM} = (F_{21}^b - F_{20}^b) U_C - (F_{31}^b - F_{30}^b) U_C \\ V_{CA} &= V_{CM} - V_{AM} = (F_{31}^b - F_{30}^b) U_C - (F_{11}^b - F_{10}^b) U_C \end{aligned} \quad (\text{II.32})$$

$$\begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} \cdot U_C \quad (\text{II.33})$$

c) Calcul des tensions simples de sortie de l'onduleur

On suppose une charge équilibrée et couplée en étoile et soit (N) le neutre de la charge ; on obtient :

$$\begin{aligned} V_{AN} &= V_A - V_N = V_A \\ V_{BN} &= V_B - V_N = V_B \\ V_{CN} &= V_C - V_N = V_C \end{aligned} \quad (\text{II.34})$$

D'après le diagramme vectoriel des tensions (simples et composées), on obtient :

$$\begin{aligned} V_A &= \frac{V_{AB} - V_{CA}}{3} \\ V_B &= \frac{V_{BC} - V_{AB}}{3} \\ V_C &= \frac{V_{CA} - V_{BC}}{3} \end{aligned} \quad (\text{II.35})$$

D'où les tensions simples :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} \cdot U_C \quad (\text{II.36})$$

II.4.2 Commande à MLI à deux porteuses en dent de scie unipolaires

II.4.2.1 Définition des ondes porteuses

Cette stratégie exploite l'équivalence de l'onduleur à trois niveaux à deux onduleurs à deux niveaux. On utilise deux porteuses identiques, triangulaires unipolaires, déphasées, dans le temps, d'une demi période de hachage ($1/2f_p$) et décalées l'une par rapport à l'autre d'un niveau de tension U_{pm} , afin de réduire le taux d'harmoniques des tensions de sorties. Les porteuses triangulaires offrent des tensions de sortie ayant une symétrie par rapport au quart et à la demi période. Les deux ondes porteuses sont définies par les équations suivantes :

$$U_{p1}(t) = \begin{cases} 2U_{pm} \cdot \frac{t}{T_p}; & \text{pour } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ 2U_{pm} \cdot \left(1 - \frac{t}{T_p}\right); & \text{pour } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (\text{II.37})$$

Et

$$U_{p2}(t) = U_{p1}(t) - U_{pm} \quad (\text{II.38})$$

II.4.2.2 Algorithme de commande

Pour un bras (i), la stratégie de commande se résume en deux étapes :

- **Etape 1** : détermination des signaux intermédiaires **Vi1**, **Vi0**

$$\left\{ \begin{array}{l} (V_{refi} \geq U_{p1}) \Rightarrow V_{i1} = +U_C \\ (V_{refi} < U_{p1}) \Rightarrow V_{i1} = 0 \end{array} \right. \text{ et } \left\{ \begin{array}{l} (V_{refi} \geq U_{p2}) \Rightarrow V_{i0} = 0 \\ (V_{refi} < U_{p2}) \Rightarrow V_{i0} = -U_C \end{array} \right. \quad (\text{II.39})$$

- **Etape 2** : détermination du signal **Vi2** et des signaux de commande **Cij** des interrupteurs :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{i2} = +U_C \Rightarrow C_{i1} = 1, C_{i2} = 1 \\ V_{i2} = -U_C \Rightarrow C_{i1} = 0, C_{i2} = 0 \\ V_{i2} = 0 \Rightarrow C_{i1} = 1, C_{i2} = 0 \end{array} \right. \text{ avec } \left\{ \begin{array}{l} V_{i2} = V_{i0} + V_{i1} \\ C_{i3} = \bar{C}_{i2} \\ C_{i4} = \bar{C}_{i1} \end{array} \right. \quad (\text{II.40})$$

II.4.3 Simulation

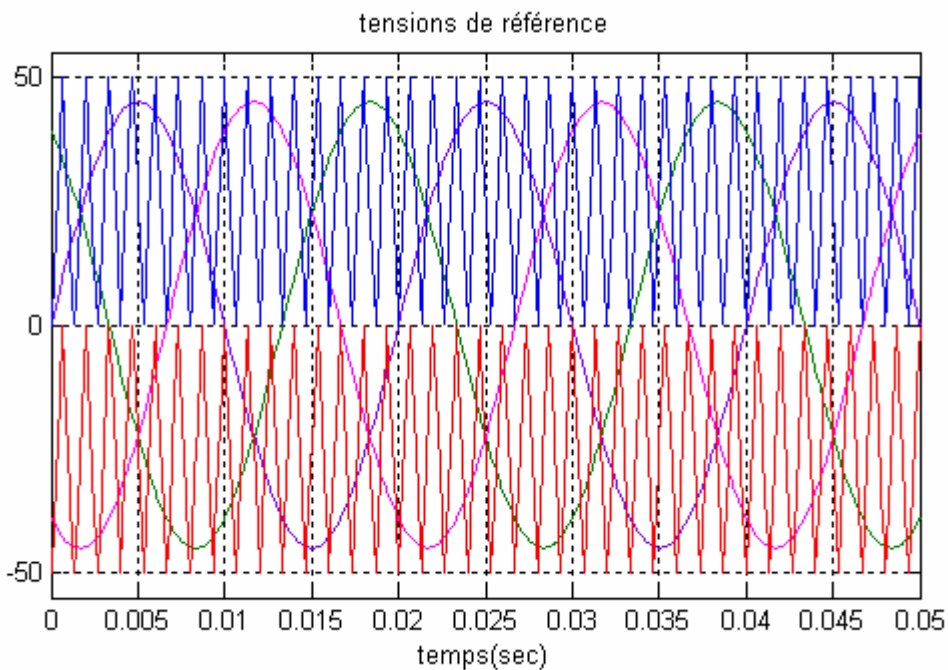


Figure II.38 tensions de référence de l'onduleur, trois sinusoïdes avec deux porteuses

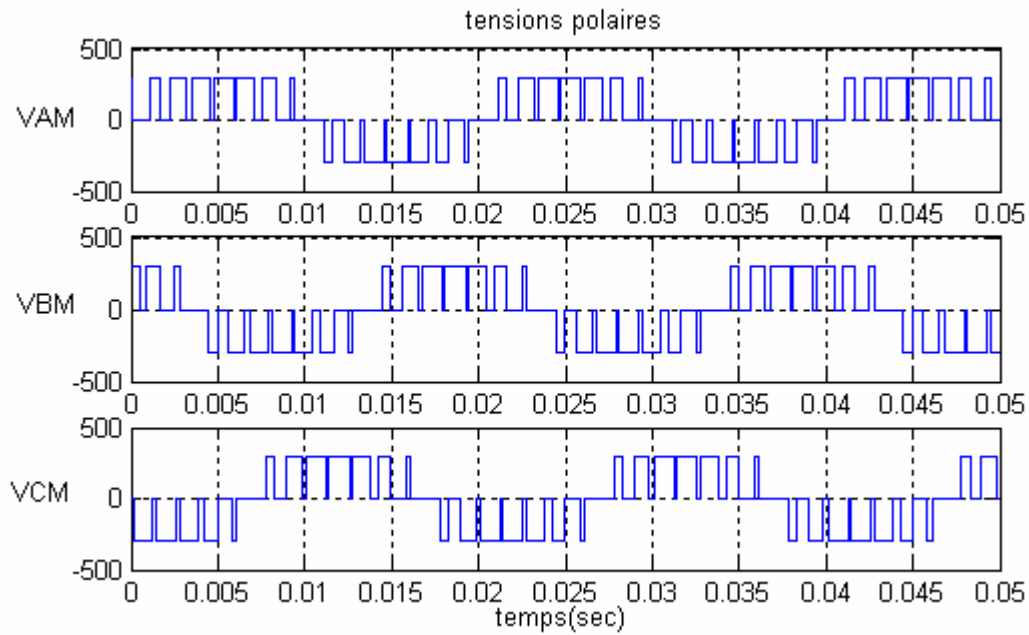


Figure II.39 tensions polaires à la sortie de l'onduleur

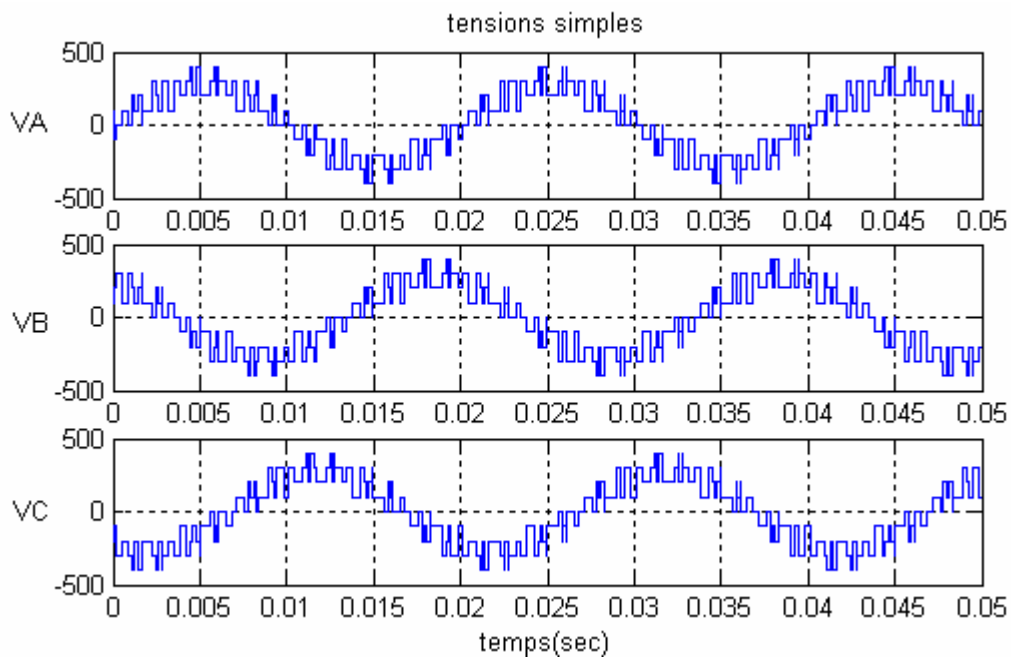


Figure II.40 tensions simples à la sortie de l'onduleur

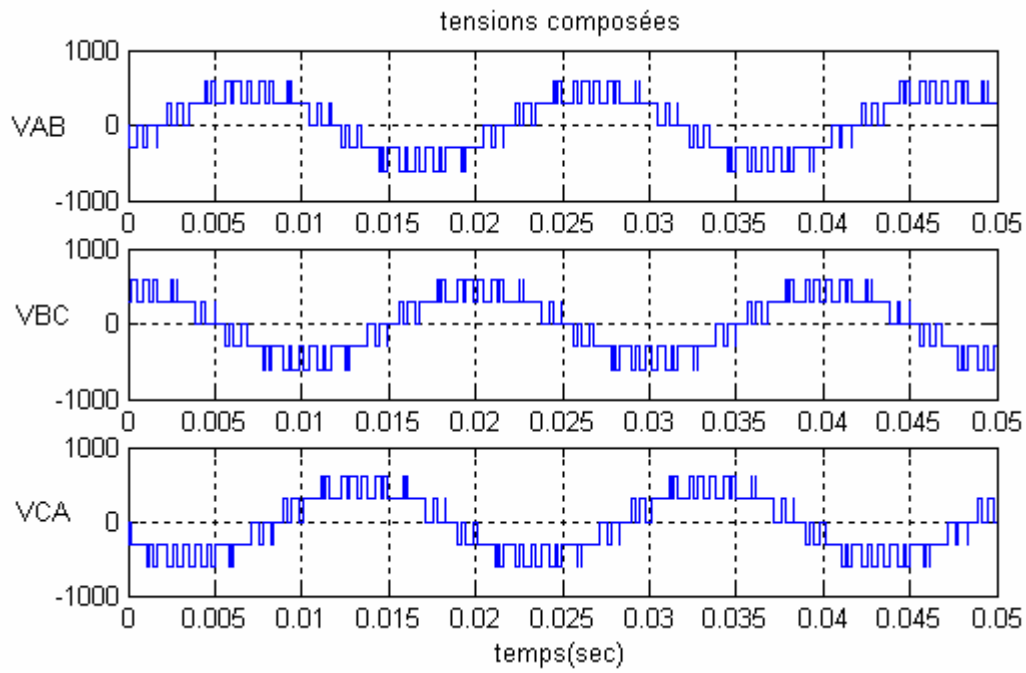


Figure II.41 tensions composées à la sortie de l'onduleur

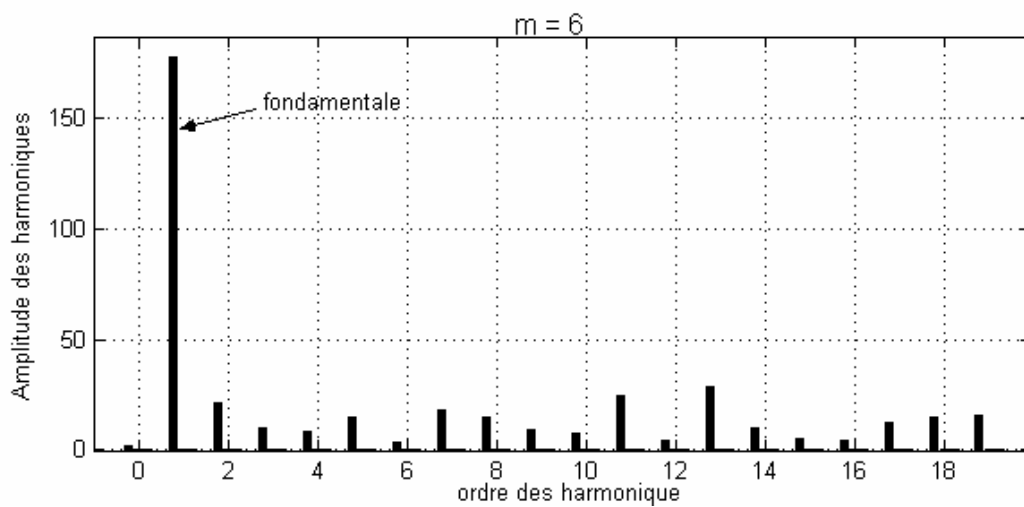


Figure II.42 Spectre de la tension simple de sortie de l'onduleur $\text{fft}(V_A)$ pour $m = 6$

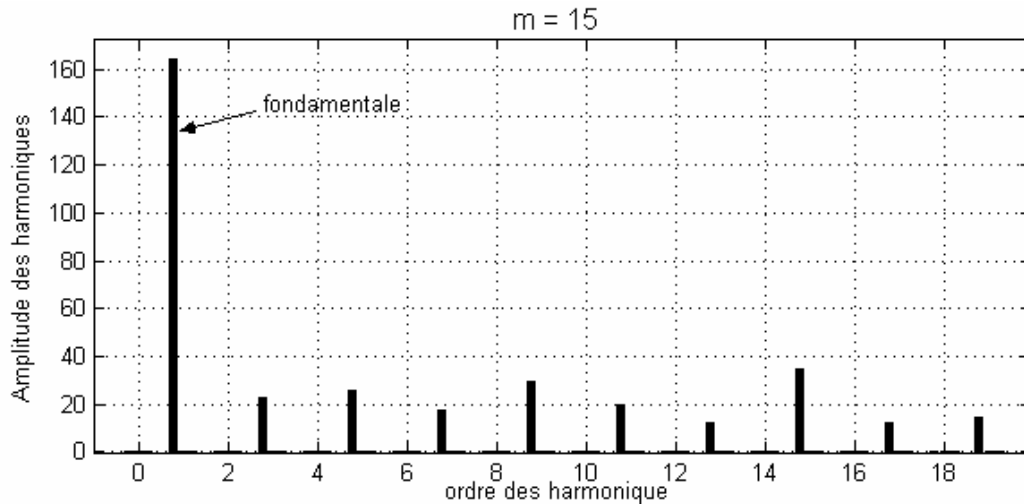


Figure II.43 Spectre de la tension simple de sortie de l'onduleur fft(V_A) pour $m = 15$

II.5 Conclusion

Ce chapitre a été réservé à la mise au point d'un modèle de simulation d'un onduleur de tension triphasé en pont. Les techniques de commande que ce soit en triangulo-sinusoidal ou vectoriel ont été étudiées et simulées. Les signaux de commande des deux sorties ont été montrés pour différentes conditions de fonctionnements. Les spectres des différents onduleurs ont été montrés pour éclaircir le régime de fonctionnement de chaque onduleur. Ceci étant, après une étude sur le réglage de la vitesse de la MSAP, dans le chapitre suivant, on l'insérera dans la chaîne de réglage en boucle fermé.

Commande Non Linéaire de la Machine Synchrones à Aimant Permanent

III.1 Introduction

La machine synchrone à aimants permanents est un actionneur électrique très robuste et présente de faibles moments d'inerties ce qui lui confère une dynamique caractérisée par de très faibles constantes de temps et permet de concevoir des commandes de vitesse, de couple ou de position avec une précision et des performances dynamiques très intéressantes (actionneurs de robotique, servomoteurs, entraînement à vitesse variable...etc.).

Parmi les nombreuses méthodes de commande développées dans la littérature, la commande non linéaire permet d'envisager des variateurs de vitesses à courants alternatifs très compétitifs et aussi performants que les variateurs à courant continu.

III.2. Principes de la commande non linéaire

III.2.1 - Principe de la linéarisation entrée – sortie

Dans les deux dernières décennies, la théorie de la commande par retour d'état non linéaire a connu des développements significatifs. Cette méthode est basée sur la théorie de la géométrie différentielle pour la commande des systèmes non linéaires. En particulier, la méthode de linéarisation par retour d'état avec découplage entrée-sortie a donné lieu à des résultats satisfaisants dans différentes applications. Le but de cette technique est de transformer le système multi entrées non linéaire en une chaîne de systèmes linéaires en utilisant un retour d'état linéarisant avec découplage entrée-sortie. De là, on pourra appliquer la théorie des systèmes linéaires. Donc nous cherchons un bouclage statique de la forme: $u = \alpha(x) + \beta(x)v$ tel que le comportement entrée - sortie du système après bouclage soit linéaire et découplé en utilisant les propriétés de la géométrie différentielle.

L'approche de la géométrie différentielle appliquée à la commande non linéaire constitue un outil d'étude moderne. L'espace d'état n'est plus un espace Euclidien mais plutôt un espace courbe (espace topologique) "variété", localement Euclidien pour lequel le modèle non linéaire est valable localement pour un choix de carte de coordonnées locales donné. Un champ de vecteur est une application qui fait correspondre à tout point d'une variété un élément de l'espace tangent en ce point. Une distribution est une application qui fait correspondre à tout point d'une variété un sous espace vectoriel de l'espace tangent en ce point.

L'involutivité des distributions régulières joue alors un rôle important dans la résolution des systèmes d'équations aux dérivées partielles. Les distributions invariantes sous une dynamique donnée constituent un outil fondamental d'analyse de la structure des systèmes non linéaires.

Cette technique consiste à transformer un système (S) à p entrées et p sorties non linéaires d'ordre n appartenant à la classe des systèmes définis par :

$$S = \begin{cases} \dot{x} = F(x) + G(x)u \\ F(x) = (f_1(x), \dots, f_n(x))^T \\ G : \text{matrice } (n, p) = \begin{pmatrix} g_{11} & \cdot & g_{1p} \\ \cdot & & \cdot \\ g_{n1} & \cdot & g_{np} \end{pmatrix} \\ y = H(x) \\ H(x) = (h_1(x), \dots, h_p(x))^T \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Avec :

x : l'état $\in \mathfrak{R}^n$; (n : c'est l'ordre du système)

u : commande $= (u_1, u_2, \dots, u_p)^T \in \mathfrak{R}^p$

y : sortie $\in \mathfrak{R}^p$, les sorties que nous souhaitons découplées

f, g, h : des fonctions lisses non linéaires.

En un système linéaire et contrôlable :

$$\dot{z} = Az + Bv \quad (\text{III.2})$$

Avec :

$z \in \mathfrak{R}^n, v \in \mathfrak{R}^m$

- Par l'intermédiaire, d'un retour d'état non linéaire de la forme :
 $u = \alpha(x) + \beta(x)v$, Avec (α, β) de classe C^∞ , $\alpha(0) = 0$ et $\beta(x)$ une matrice non singulière $\forall x \in V(\bar{x})$.
- Et un changement de coordonnées $z = T(x)$ dans un voisinage de x dans $M : V(\bar{x}) \rightarrow M$ vérifiant $T(0) = \bar{z} = 0$.

Degré relatif

Le degré relatif (r) d'une sortie y est le nombre de fois qu'il faut dériver pour faire apparaître l'entrée u .

La première dérivée de y peut être représentée à l'aide de la dérivée directionnelle de Lie de la fonction scalaire $h(x) : \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}$ le long d'un champ de vecteurs, $f(x) = [f_1(x) \dots f_n(x)]^T : \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}$ donnée par :

$$\dot{y} = \frac{dh}{dt} = \frac{dh}{dx} [f(x) + g(x)u] = L_f h(x) + L_g h(x)u \quad (\text{III.4})$$

Avec l'opérateur de Lie :

$$L_f h(x) = \sum_{i=1}^n \frac{\partial h}{\partial x_i} f_i(x) \quad (\text{III.5})$$

et la commande est donnée par :

$$u = \frac{1}{L_g h(x)} [-L_f h(x) + v] \quad (\text{III.6})$$

Cette expression de u permet d'obtenir un système linéaire où la sortie est séparée de l'entrée par un simple intégrateur. Pour cela, il suffit de substituer (III.4) dans (III.6).

Nous obtenons :

$$\dot{y} = v \quad (\text{III.7})$$

Par contre si $L_g h(\bar{x}) = 0$, la commande n'apparaît pas. Deux cas se présentent :

- S'il existe un point arbitraire x proche de \bar{x} tel que : $\frac{\partial h(x)}{\partial x} g(x) = 0$, on ne peut pas définir un degré relatif à \bar{x} .
- S'il existe un voisinage V de x tel que $\frac{\partial h(x)}{\partial x} g(x) \neq 0$, pour tout $x \in V$, alors le degré relatif de y à x peut être défini et on continue la dérivation de y jusqu'à obtenir :

$$y^{(i)} = L_f^i h(x) + L_g L_f^{i-1} h(x)u \quad (\text{III.8})$$

Tel que :

$$L_g L_f^{i-1} h(x) \neq 0 \quad \text{et} \quad L_f^i h(x) = L_f [L_f^{i-1} h(x)] \quad (\text{III.9})$$

Si cette condition est vérifiée pour tout $x \in \mathfrak{R}^n$, ce degré relatif est défini globalement. Ainsi, l'idée est de trouver le degré de dérivation r (degré relatif de $h(x)$ qui est le nombre de fois qu'il faut dériver y tel que u apparaisse.

$$y^{(r)} = L_f^r h(x) + L_g L_f^{r-1} h(x)u \quad (\text{III.10})$$

La commande est ainsi donnée par :

$$u = \alpha(x) + \beta(x)v = \frac{1}{L_g L_f^{r-1} h(x)} [-L_f^r h(x) + v] \quad (\text{III.11})$$

Cette expression conduit à un système linéaire équivalent à une chaîne de (r) intégrateurs comme le montre la figure III.1.

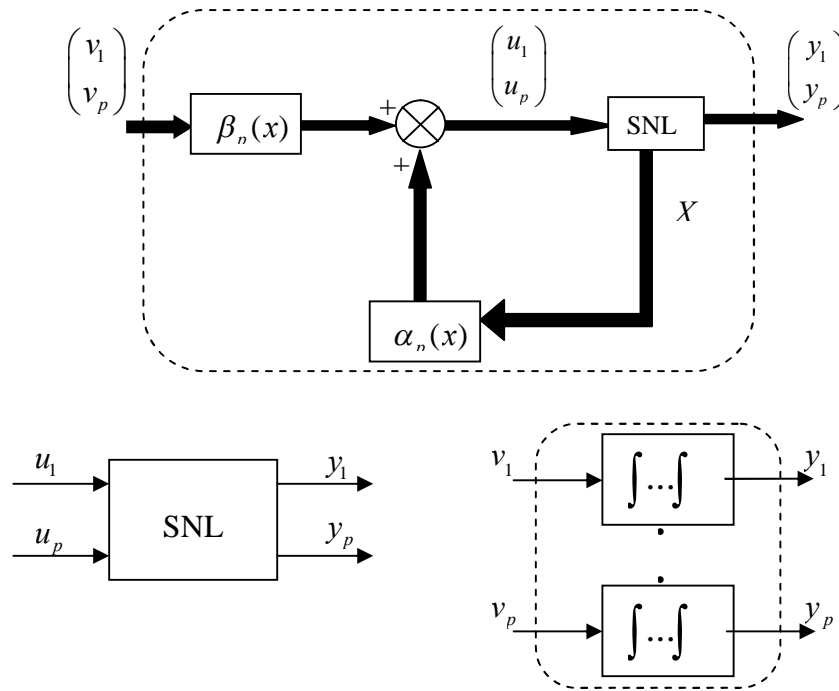


Figure III.1 Principe de la linéarisation entrée-sortie (cas multi variables)

Le choix suivant de v (une variable qui représente une consigne externe) :

$$v(t) = y_{ref}^{(r)}(t) + \sum_{i=1}^r c_i \left(y_{ref}^{(r-i)} - y^{(r-i)}(t) \right) \quad (III.12)$$

Conduit à la dynamique suivante :

$$e^{(r)}(t) + \sum_{i=1}^r c_i e^{(r-i)}(t) = 0 \quad (III.13)$$

Où $e = y_{ref} - y$: erreur de poursuite; si c_i sont les coefficients d'un polynôme de Hurwitz, la convergence à 0 de l'erreur de poursuite est garantie.

Découplage et linéarisation

On se basant sur la dérivée de Lie d'ordre (r) décrite par l'équation (III.10), on peut déduire, pour le cas multi entrées/sorties la relation suivante :

$$y^{(r)}(x) = A(x) + D(x)u \quad (III.14)$$

Où D(x) est dite matrice de découplage.

Et, Si on utilise la commande par retour d'état non linéaire, décrite par la relation (III.11) avec une consigne externe (v) défini par l'équation (III.7), on peut concevoir une commande physique de la forme :

$$u = D^{-1}(x)[-A(x) + v] \quad (\text{III.15})$$

En considérant la relation (II.20), nous obtenons la linéarisation entrée-sortie du système (II.1) par l'application du théorème suivant :

Théorème

Soit le système (III.1) ayant un vecteur degré relatif $(r_1 \dots r_p)^T$, alors le retour d'état de la forme $u = \alpha(x) + \beta(x)v$, défini par (III.11) découple et linéarise le système (III.1) dans le voisinage de x si et seulement si la matrice $D(x)$ n'est pas singulière en $V(\bar{x})$ ($\text{rang}(x) = p, \forall x \in V(\bar{x})$).

III.3. Contrôle non linéaire du courant et de la vitesse de la MSAP

Dans le but d'élaborer une commande non linéaire du type linéarisation entrée-sortie par bouclage non linéaire, nous avons juger utile de déterminer un modèle d'état non linéaire de la MSAP en courant, qui s'adapte avec le formalisme de l'approche non linéaire adoptée

III.3.1. Modèle non linéaire en courant de la MSAP, commandée en tension

La MSAP est un système couplé non linéaire qu'on peut modéliser par une représentation d'état non linéaire suivante :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= F(x) + GU \\ y &= H(x) \end{aligned} \quad (\text{III.16})$$

Avec :

- $F(x)$ est un champ de vecteur d'ordre ($n=3$) et G est une matrice
- f, g et h sont des fonctions lisses non linéaires.

- le vecteur d'état ;

$n = 3$: ordre du système

$$x = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_r \end{pmatrix} \quad (\text{III.17})$$

- le vecteur de commande ;

$$u = \begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} \quad (\text{III.18})$$

- Et le vecteur de sortie ;

$$y = H(x) = \begin{pmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \end{pmatrix} \quad (\text{III.19})$$

- $h_1(x)$ et $h_2(x)$ sont les variables à contrôler.

- C_r : le couple résistant est une perturbation externe pour le système

Et le modèle d'état sous forme non linéaire s'écrit alors :

$$\begin{aligned} \frac{di_d}{dt} &= \dot{x}_1 = f_1(x) + g_1 u_d \\ \frac{di_q}{dt} &= \dot{x}_2 = f_2(x) + g_2 u_q \\ \frac{dw_r}{dt} &= \dot{x}_3 = f_3(x) \end{aligned} \quad (\text{III.20})$$

A partir du modèle non linéaire de la MSAP (I.16), on construit le schéma bloc ci-dessous.

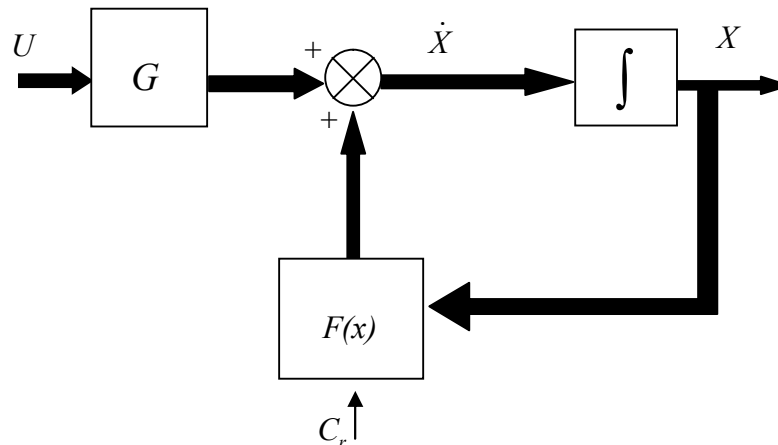


Figure III.2 : Schéma bloc de la MSAP

Avec $F(x)$ et G sont des fonctions non linéaires :

$$F(x) = \begin{pmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \\ f_3(x) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_1 x_1 + a_2 x_2 x_3 \\ b_1 x_2 + b_2 x_1 x_3 + b_3 x_3 \\ c_1 x_3 + c_2 x_1 x_2 + c_3 x_2 + c_4 C_r \end{pmatrix}$$

$$G = \begin{pmatrix} g_1 & 0 \\ 0 & g_2 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{III.20})$$

Les coefficients du modèle ainsi élaboré sont :

$$\begin{aligned}
a_1 &= -R/L_d ; & a_2 &= pL_q/L_d \\
b_1 &= -R/L_q ; & b_2 &= -pL_d/L_q ; & b_3 &= -p\phi_f/L_q \\
c_1 &= -f/J ; & c_2 &= k_1/J ; & c_3 &= k_2/J ; & c_4 &= -1/J
\end{aligned} \tag{III.21}$$

$$g_1 = 1/L_d ; \quad g_2 = 1/L_q$$

Le système sous forme matricielle est comme suit :

$$\begin{pmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \\ \frac{dw_r}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \\ f_3(x) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} g_1 & 0 \\ 0 & g_2 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} \tag{III.22}$$

$$y = \begin{pmatrix} y_1(x) \\ y_2(x) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_d \\ w_r \end{pmatrix} \tag{III.23}$$

Le degré relatif (r)

Le degré relatif d'une sortie est le nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire

apparaître l'entrée : $u = \begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix}$

Degré relatif du courant id

Pour la sortie : $h_1 = i_d$

$$\begin{aligned}
- & \text{ pour } r_1 = 1 \\
\dot{h}_1 &= \dot{x}_1 = f_1(x) + g_1 u_d
\end{aligned} \tag{III.24}$$

On obtient :

$$\dot{h}_1 = L_f h_1(x) + \begin{bmatrix} L_g h_1(x) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \tag{III.25}$$

Avec

$$\begin{aligned}
L_f h_1(x) &= f_1(x) \\
L_g h_1(x) &= g_1
\end{aligned} \tag{III.26}$$

le degré relatif du courant i_d : $r_1 = 1$

Degré relatif de la vitesse mécanique w_r

Pour la sortie : $h_2 = w_r$

- pour $r_1 = 1$

$$\dot{h}_2 = \dot{x}_3 = f_3(x) \quad (\text{III.27})$$

On obtient :

$$\dot{h}_2 = L_f h_2(x) \quad (\text{III.28})$$

- pour $r_1 = 2$

$$\ddot{h}_2 = \ddot{x}_3 = L_f^2 h_2(x) + \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f h_2(x) & L_{g_2} L_f h_2(x) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (\text{III.29})$$

avec :

$$\begin{aligned} L_f^2 h_2(x) &= c_2 x_2 f_1(x) + (c_3 + c_2 x_1) f_2(x) + c_1 f_3(x) \\ L_{g_1} L_f h_2(x) &= c_2 x_2 g_1 \\ L_{g_2} L_f h_2(x) &= g_2 (c_2 x_1 + c_3) \end{aligned} \quad (\text{III.30})$$

Le degré relatif de la vitesse $w_r : r_2 = 2$

La matrice de découplage : $D(x)$

D'après les dérivées de Lie précédentes on obtient l'équation suivante :

$$y^{(r)}(x) = A(x) + D(x)U \quad (\text{III.31})$$

Avec

$$\begin{pmatrix} \dot{h}_1(x) \\ \ddot{h}_2(x) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_f h_1(x) \\ L_f^2 h_2(x) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} L_g h_1(x) & 0 \\ L_{g_1} L_f h_2(x) & L_{g_2} L_f h_2(x) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} \quad (\text{III.32})$$

Tel que

$$D(x) = \begin{pmatrix} g_1 & 0 \\ c_2 x_2 g_1 & g_2 (c_2 x_1 + c_3) \end{pmatrix} \quad (\text{III.33})$$

Et

$$A(x) = \begin{pmatrix} f_1(x) \\ c_2 x_2 f_1(x) + (c_3 + c_2 x_1) f_2(x) + c_1 f_3(x) \end{pmatrix} \quad (\text{III.34})$$

Pour que le retour d'état puisse exister, il faut que la matrice $D(x)$ soit non singulière (inversible).

$$\det(D(x)) = g_1 g_2 (c_1 x_1 + c_3); \quad g_1 \neq 0; g_2 \neq 0 \quad (\text{III.35})$$

$c_3 = (m/2)p(\varphi_f / J)$: Constante non nulle, car machine à aimants permanents.

Par conséquent : $\det(D(x)) \neq 0$ et $D(x)$ est inversible.

Pour linéariser le système, on applique le retour d'état non linéaire suivant:

$$U = D^{-1}(x)[-A(x) + v] \quad (\text{III.36})$$

Où $v = \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \end{pmatrix}$ est une consigne externe ce qui aboutit à deux sous-systèmes mono variable, découplés et linéaires.

$$\begin{pmatrix} \dot{h}_1(x) \\ \dot{h}_2(x) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \dot{I}_d(x) \\ \dot{w}_r(x) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \end{pmatrix} \quad (\text{III.37})$$

Soient les erreurs de suivie des trajectoires de référence

$$\begin{aligned} e_1 &= I_{dref} - i_d \\ e_2 &= w_{ref} - w_r \end{aligned} \quad (\text{III.38})$$

Et on choisie le critère suivant

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 + \alpha_{11}e_1 &= 0 \\ \ddot{e}_2 + \alpha_{21}\dot{e}_2 + \alpha_{22}e_2 &= 0 \end{aligned} \quad (\text{III.39})$$

Où α_{11} , α_{21} et α_{22} sont les coefficients du contrôleur non linéaire.

Et on peut écrire les expression de v en fonction des coefficients du contrôleur comme suit :

$$\begin{aligned} v_1 &= \dot{I}_{dref} + \alpha_{11}(I_{dref} - i_d) \\ v_2 &= \ddot{w}_{ref} + \alpha_{21}(\dot{w}_{ref} - \dot{w}_r) + \alpha_{22}(w_{ref} - w_r) \end{aligned} \quad (\text{III.40})$$

III.3.2. Calcul des coefficients du contrôleur non linéaire

Par l'application de la transformée de Laplace des équation on obtient

$$\begin{aligned} s + \alpha_{11} &= 0 \\ s^2 + \alpha_{21}s + \alpha_{22} &= 0 \end{aligned} \quad (\text{III.41})$$

Et les coefficients α_{11} , α_{21} et α_{22} sont choisis de sorte que l'équation (III.41) soit un polynôme d'HURWITZ

III.3.3. Elaboration de la loi de commande

Le vecteur de commande physique est donné par l'équation :

$$U = D^{-1}(x)[-A(x) + v] \quad (\text{III.42})$$

La consigne externe est définie par l'équation, si on utilise des références constantes :

$$\dot{i}_{dref} = cst, w_{rref} = cst \Rightarrow \dot{I}_{dref} = \dot{w}_{rref} = \ddot{w}_{rref} = 0 \quad (III.43)$$

D'ou l'expression du contrôleur non linéaire :

$$\begin{aligned} v_1 &= \alpha_{11}(I_{dref} - i_d) \\ v_2 &= \alpha_{21}\dot{W}_r + \alpha_{22}(W_{ref} - W_r) \end{aligned} \quad (III.44)$$

Alors, la loi de commande est donnée par l'expression :

$$\begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} = D^{-1}(x) \left(-A(x) + \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \end{pmatrix} \right) \quad (III.45)$$

Cette loi peut être schématisé par le bloc ci-dessous.

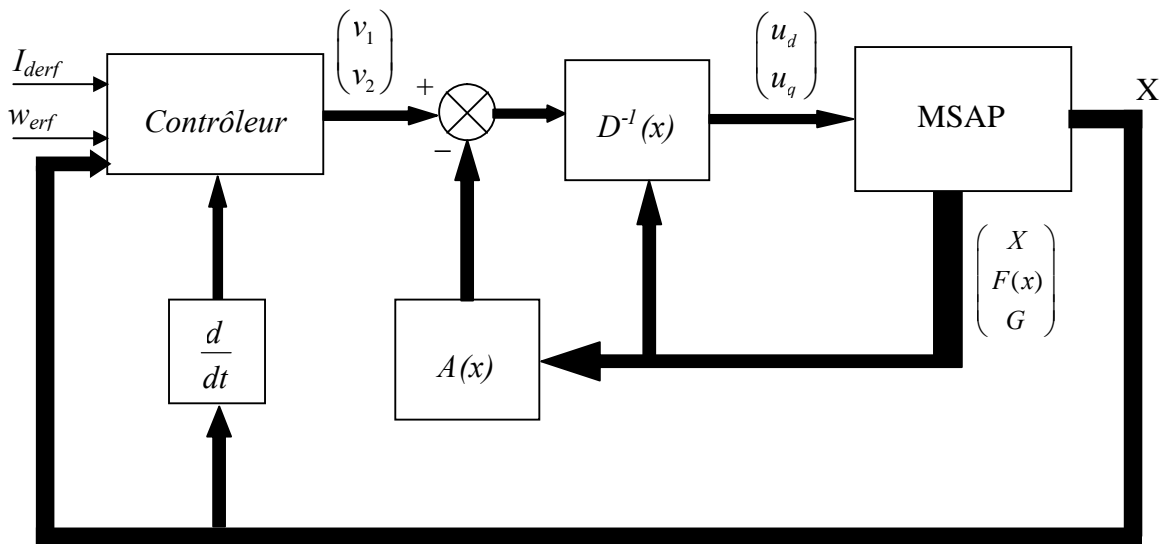


Figure III.3 Structure d'une commande non linéaire de la MSAP

Tel que

$$D(x) = \begin{pmatrix} g_1 & 0 \\ c_2 x_2 g_1 & g_2(c_2 x_1 + c_3) \end{pmatrix} \quad (III.46)$$

Et

$$A(x) = \begin{pmatrix} f_1(x) \\ c_2 x_2 f_1(x) + (c_3 + c_2 x_1) f_2(x) + c_1 f_3(x) \end{pmatrix} \quad (III.47)$$

III.3.4 Simulation et interprétation :

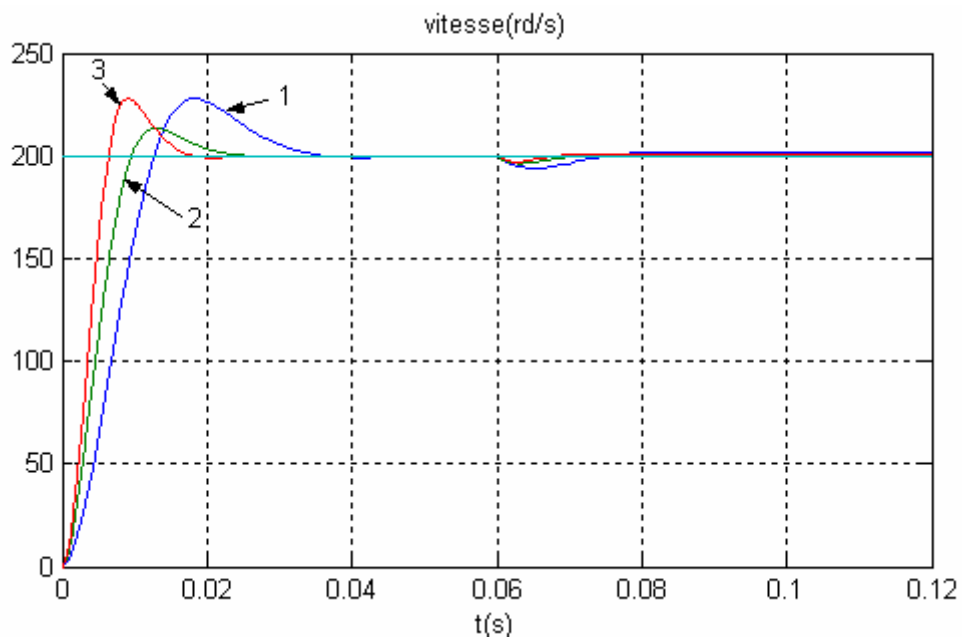


Figure III.4 : Réponse de la vitesse avec variation des coefficients de réglage

1- $\alpha_{21} = 280$; $\alpha_{22} = 40000$

2- $\alpha_{21} = 500$; $\alpha_{22} = 100000$

3- $\alpha_{21} = 520$; $\alpha_{22} = 150000$

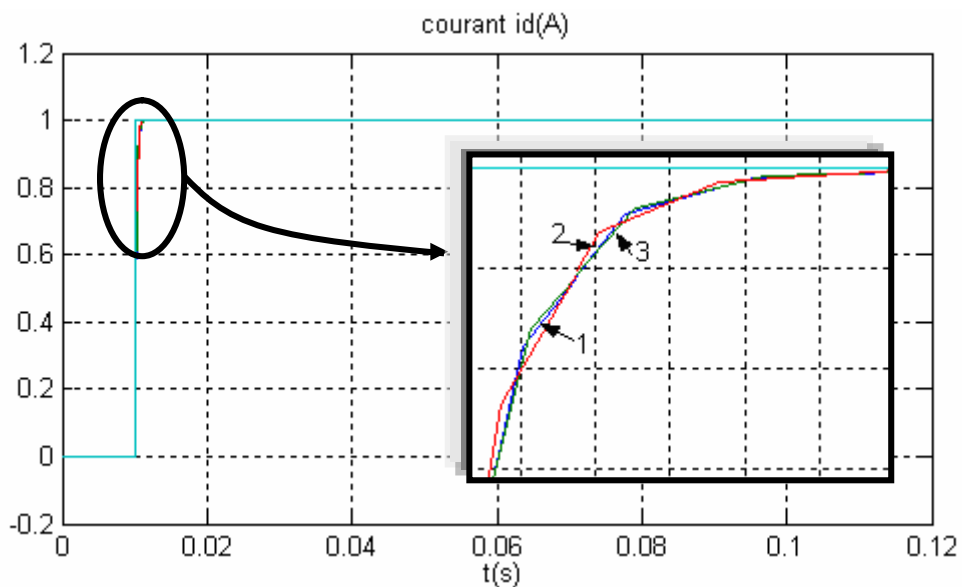


Figure III.5 : courant direct avec variation des coefficients de réglage

1- $\alpha_{21} = 280$; $\alpha_{22} = 40000$

2- $\alpha_{21} = 500$; $\alpha_{22} = 100000$

3- $\alpha_{21} = 520$; $\alpha_{22} = 150000$

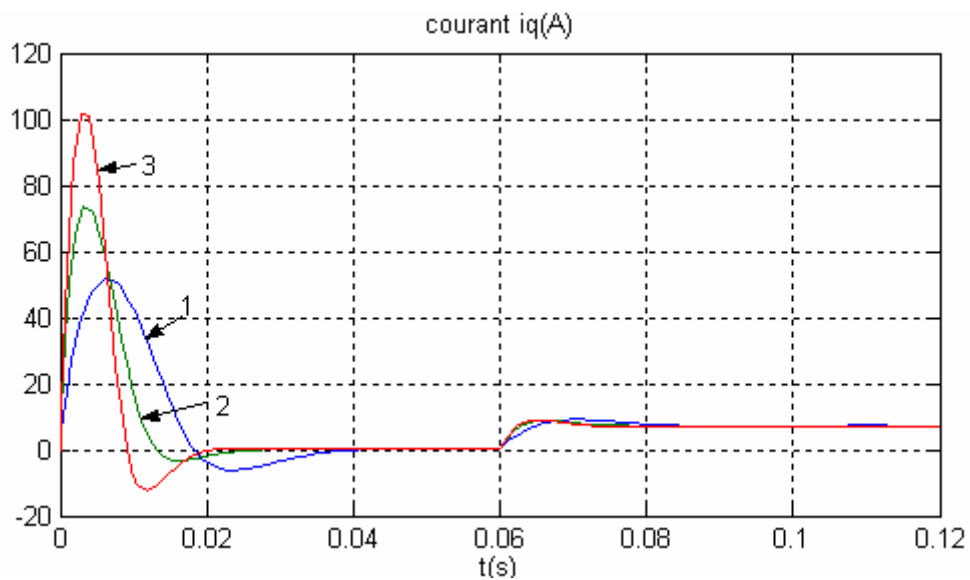


Figure III.6 : courant de quadrature avec variation des coefficients de réglage

- 1- $\alpha_{21} = 280$; $\alpha_{22} = 40000$
- 2- $\alpha_{21} = 500$; $\alpha_{22} = 100000$
- 3- $\alpha_{21} = 520$; $\alpha_{22} = 150000$

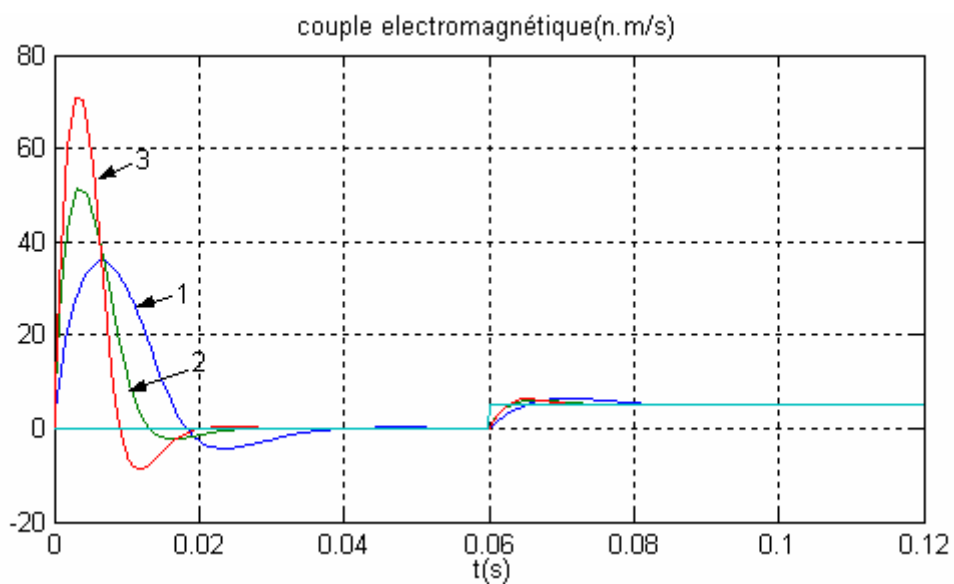


Figure III.7 couple électromagnétique avec variation des coefficients de réglage

- 1- $\alpha_{21} = 280$; $\alpha_{22} = 40000$
- 2- $\alpha_{21} = 500$; $\alpha_{22} = 100000$
- 3- $\alpha_{21} = 520$; $\alpha_{22} = 150000$

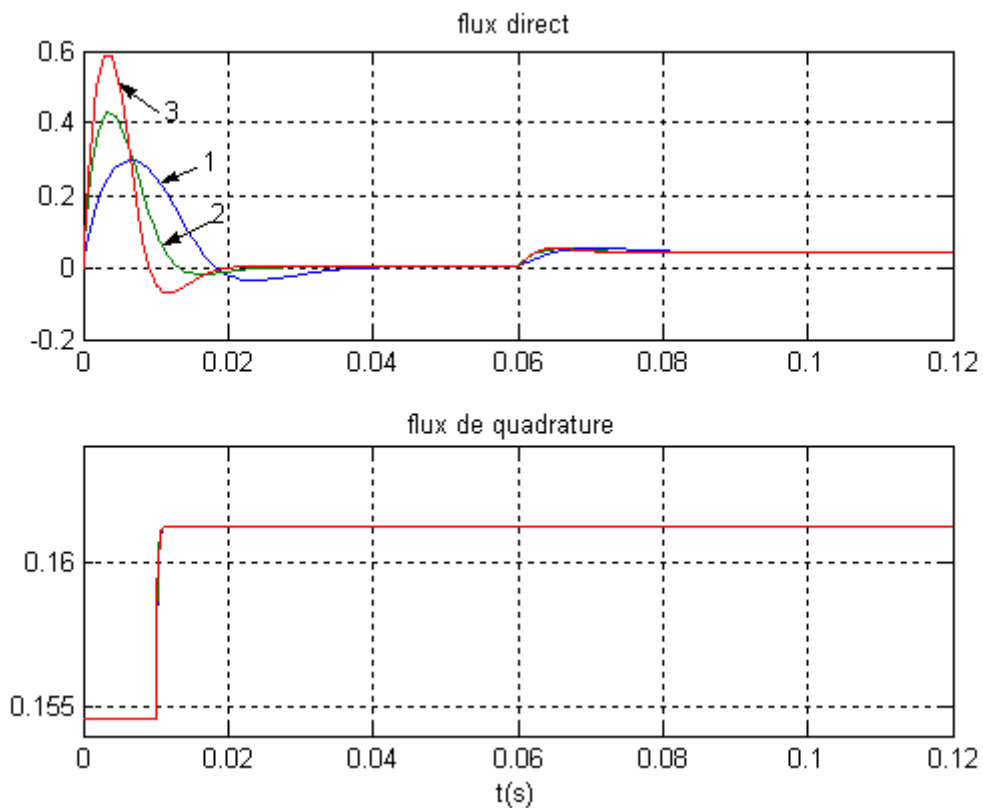


Figure III.8 flux avec variation des coefficients de réglage

1- $\alpha_{21} = 280$; $\alpha_{22} = 40000$ 2- $\alpha_{21} = 500$; $\alpha_{22} = 100000$ 3- $\alpha_{21} = 520$; $\alpha_{22} = 150000$

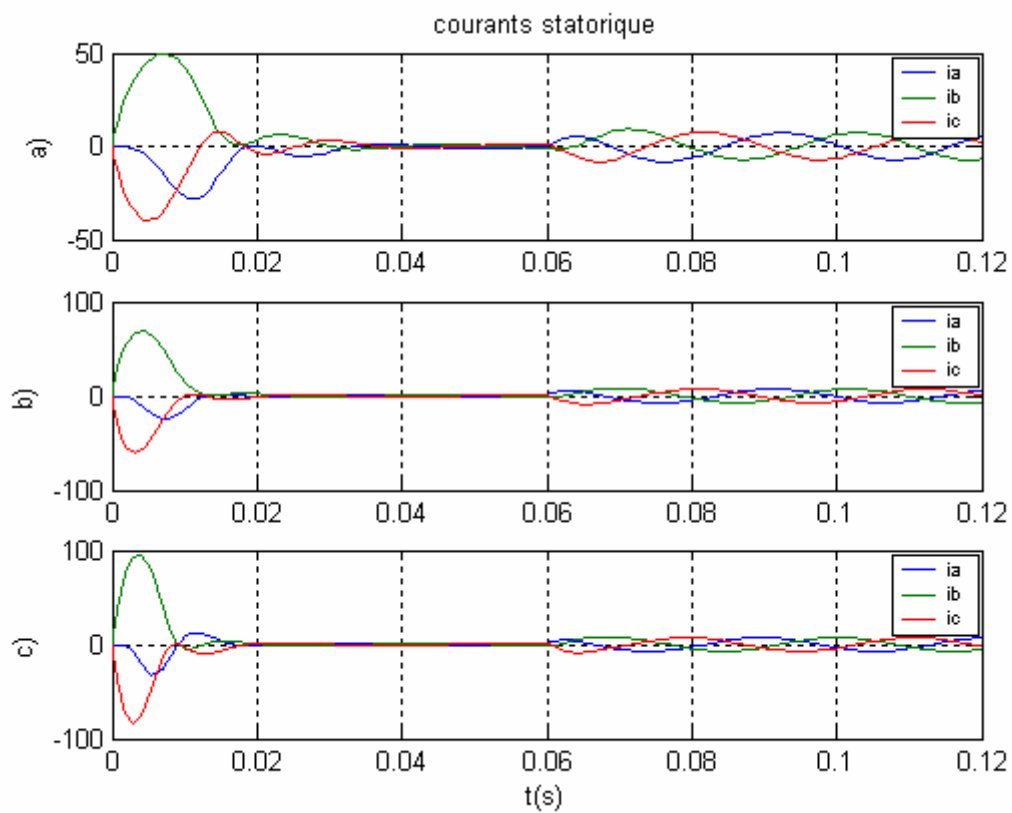


Figure III.9 couple électromagnétique avec variation des coefficients de réglage

a)- $\alpha_{21} = 280$; $\alpha_{22} = 40000$ b)- $\alpha_{21} = 500$; $\alpha_{22} = 100000$ c)- $\alpha_{21} = 520$; $\alpha_{22} = 150000$

Les figures III.4 à III.9 montrent que le réglage des coefficients du contrôleur non linéaire peut entraîner d'une part une amélioration de la réponse en vitesse et d'autre part un dépassement du courant admissible (30A) par la machine. Pour remédier à ce problème, on impose une limitation. Ce problème sera traité au paragraphe III.5.

III.4. Contrôle non linéaire du couple et du flux statorique de la MSAP

Dans le but d'élaborer une commande non linéaire du type linéarisation entrée-sortie par bouclage non linéaire, nous avons jugé utile de déterminer un modèle d'état non linéaire de la MSAP en flux, qui s'adapte avec le formalisme de l'approche non linéaire adoptée

III.4.1. Modèle non linéaire en flux de la MSAP, commandée en tension

La MSAP est un système couplé non linéaire qu'on peut modéliser par une représentation d'état non linéaire suivante :

$$\begin{aligned}\dot{x} &= F(x) + GU \\ y &= H(x)\end{aligned}\tag{III.48}$$

Avec :

- $F(x)$ est un champ de vecteur d'ordre ($n=3$) et G est une matrice
- F , G et h sont des fonctions lisses non linéaires.

- le vecteur d'état ;

$n = 3$: ordre du système

$$x = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \Omega \end{pmatrix}\tag{III.49}$$

- le vecteur de commande ;

$$u = \begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix}\tag{III.50}$$

- Et le vecteur de sortie ;

$$y = H(x) = \begin{pmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \end{pmatrix}\tag{III.51}$$

- $h_1(x)$ et $h_2(x)$ sont les variables à contrôler.

- C_r : le couple résistant est une perturbation externe pour le système

Et le modèle d'état sous forme non linéaire s'écrit alors :

$$\begin{aligned}\frac{d\varphi_d}{dt} &= \dot{x}_1 = F_1(x) + G_1 u_d \\ \frac{di_q}{dt} &= \dot{x}_2 = F_2(x) + G_2 u_q \\ \frac{d\Omega}{dt} &= \dot{x}_3 = F_3(x)\end{aligned}\tag{III.52}$$

Avec $F(x)$ et G sont des fonctions non linéaires :

$$F(x) = \begin{pmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \\ f_3(x) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_1 x_1 + A_2 x_2 x_3 + A_3 \\ B_1 x_2 + B_2 x_1 x_3 \\ C_1 x_3 + C_2 x_1 x_2 + C_3 x_2 + C_4 C_r \end{pmatrix}\tag{III.53}$$

$$G = \begin{pmatrix} G_1 & 0 \\ 0 & G_2 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}\tag{III.54}$$

Les coefficients du modèle ainsi élaboré sont :

$$\begin{aligned}A_1 &= -R_s / L_d ; \quad A_2 = p ; \quad A_3 = R_s \varphi_f / L_d \\ B_1 &= -R_s / L_q ; \quad B_2 = -p \\ C_1 &= -f / J ; \quad C_2 = K_1 / J ; \quad C_3 = K_2 / J ; \quad C_4 = -1 / J\end{aligned}\tag{III.55}$$

$$G_1 = 1 ; \quad G_2 = 1$$

Le système sous forme matricielle est comme suit :

$$\begin{pmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{d\varphi_d}{dt} \\ \frac{d\varphi_q}{dt} \\ \frac{d\Omega}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_1(x) \\ F_2(x) \\ F_3(x) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} G_1 & 0 \\ 0 & G_2 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix}\tag{III.56}$$

$$y = \begin{pmatrix} y_1(x) \\ y_2(x) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} C_e \\ \varphi^2 \end{pmatrix}\tag{III.57}$$

Avec :

$$\begin{aligned}h_1(x) &= K_1 x_1 x_2 + K_2 x_2 \\ h_2(x) &= x_1^2 + x_2^2\end{aligned}\tag{III.58}$$

Degré relatif du couple électromagnétique

Pour la sortie :

$$h_1 = C_e$$

Pour $r_1 = 1$:

$$\dot{h}_1(x) = K_1(\dot{x}_1 x_2 + \dot{x}_2 x_1) + K_2 \dot{x}_2 \quad (\text{III.59})$$

Avec :

$$\dot{x}_1 = F_1(x) + G_1 u_d \quad (\text{III.60})$$

$$\dot{x}_2 = F_2(x) + G_2 u_q$$

On obtient :

$$\dot{h}_1(x) = L_f h_1(x) + \begin{bmatrix} L_{g_1} h_1(x) & L_{g_2} h_1(x) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (\text{III.61})$$

Par identification, on trouve :

$$L_f h_1(x) = K_1 x_2 F_1(x) + (K_1 x_1 + K_2) F_2(x) \quad (\text{III.62})$$

$$L_{g_1} h_1(x) = K_1 x_2 G_1 \quad (\text{III.63})$$

$$L_{g_2} h_2(x) = G_2 (K_1 x_1 + K_2) \quad (\text{III.64})$$

- Conclusion : le degré relatif du couple (C_e) est $r_1 = 1$.

La matrice de découplage : $D(x)$

D'après les dérivées de Lie précédentes on obtient l'équation suivante :

$$y^{(r)}(x) = A(x) + D(x)U \quad (\text{III.65})$$

Avec

$$\begin{pmatrix} \dot{h}_1(x) \\ \dot{h}_2(x) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_f h_1(x) \\ L_f h_2(x) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} L_{g_1} h_1(x) & L_{g_2} h_1(x) \\ L_{g_1} h_2(x) & L_{g_2} h_2(x) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} \quad (\text{III.66})$$

Tel que

$$D(x) = \begin{pmatrix} K_1 G_1 x_2 & G_2 (K_1 x_1 + K_2) \\ 2G_1 x_1 & 2G_2 x_2 \end{pmatrix} \quad (\text{III.67})$$

Et

$$A(x) = \begin{pmatrix} K_1 x_2 F_1(x) + (K_1 x_1 + K_2) F_2(x) \\ 2x_1 F_1(x) + 2x_2 F_2(x) \end{pmatrix} \quad (\text{III.68})$$

Pour que le retour d'état puisse exister, il faut que la matrice $D(x)$ soit non singulière (inversible).

$$\det(D(x)) = 2K_1K_2(x_2^2 - x_1^2) - 2K_2G_1G_2x_1 \quad (\text{III.69})$$

Or, $G_1 \neq 0$, $G_2 \neq 0$

$x_1 = \varphi_d = L_d i_d + \varphi_f \neq 0$, car machine à aimant permanents.

Par conséquent $\det D(x) \neq 0$ et $D(x)$ est inversible

Pour linéariser le système, on applique le retour d'état non linéaire suivant:

$$U = D^{-1}(x)[-A(x) + v] \quad (\text{III.70})$$

Où $v = \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \end{pmatrix}$ est une consigne externe ce qui aboutit à deux sous-systèmes mono variable, découplés et linéaires.

$$\begin{pmatrix} \dot{h}_1(x) \\ \dot{h}_2(x) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \dot{C}_e(x) \\ \dot{\varphi}^2(x) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \end{pmatrix} \quad (\text{III.71})$$

Soient les erreurs de suivie des trajectoires de référence

$$\begin{aligned} e_1 &= C_{eref} - C_e \\ e_2 &= \varphi_{ref}^2 - \varphi^2 \end{aligned} \quad (\text{III.72})$$

Et on choisie le critère suivant

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 + \beta_{11}e_1 &= 0 \\ \dot{e}_2 + \beta_{21}e_2 &= 0 \end{aligned} \quad (\text{III.73})$$

Où β_{11} , β_{21} sont les coefficients du contrôleur non linéaire.

Et on peut écrire les expression de v en fonction des coefficients du contrôleur comme suit :

$$\begin{aligned} v_1 &= \dot{C}_{eref} + \beta_{11}(C_{eref} - C_e) \\ v_2 &= \dot{\varphi}_{ref}^2 + \beta_{21}(\varphi_{ref}^2 - \varphi^2) \end{aligned} \quad (\text{III.74})$$

III.4.2. Calcul des coefficients du contrôleur non linéaire

Par l'application de la transformée de Laplace des équation on obtient

$$\begin{aligned} s + \beta_{11} &= 0 \\ s + \beta_{21} &= 0 \end{aligned} \quad (\text{III.75})$$

Et les coefficients β_{11}, β_{21} sont choisis de sorte que l'équation (III.75) soit un polynôme d'HURWITZ

III.4.3. Elaboration de la loi de commande

Le vecteur de commande physique est donné par l'équation :

$$U = D^{-1}(x)[-A(x) + v] \quad (\text{III.76})$$

$$\begin{aligned} v_1 &= \dot{C}_e + \beta_{11}(C_{eref} - C_e) \\ v_2 &= \dot{\varphi}_{ref}^2 + \beta_{21}(\varphi_{ref}^2 - \varphi^2) \end{aligned} \quad (\text{III.77})$$

Alors, la loi de commande est donnée par l'expression :

$$\begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} = D^{-1}(x) \left(-A(x) + \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \end{pmatrix} \right) \quad (\text{III.78})$$

Cette loi peut être schématisé par le bloc ci-dessous.

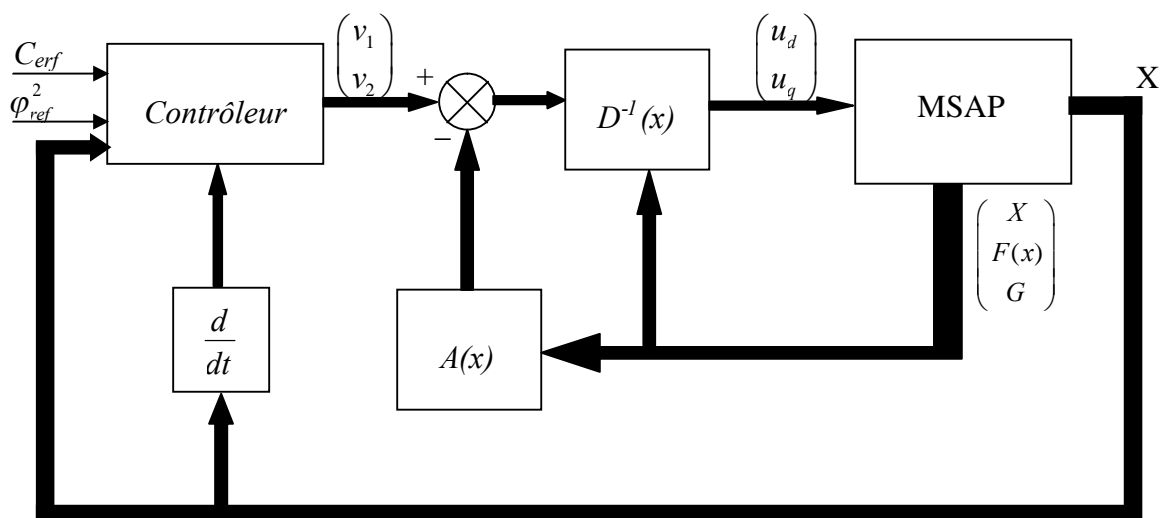


Figure III.10 : Structure d'une commande non linéaire de la MSAP

III.4.4 Calcul des références du flux et du couple

Calcul de la référence du flux statorique :

Pour ce faire on utilise un bloc de défluxage, qui module d'une façon non linéaire le flux statorique de la machine en fonction de la vitesse de rotation

La fonction de défluxage peut être modélisé comme suit :

$$\varphi_{ref} = \begin{cases} \varphi_n & \text{pour } |\Omega| \leq \Omega_n \\ \frac{\varphi_n \Omega_n}{|\Omega|} & \text{pour } |\Omega| > \Omega_n \end{cases} \quad (\text{III.79})$$

Calcul de la référence du couple électromagnétique

Le contrôle de la boucle externe de vitesse par un régulateur de type PI, permet d'obtenir le couple de référence. Souvent on fait appel à une limitation de la référence pour respecter des caractéristiques physiques de la machine.

Le régulateur PI à pour fonction de transfert :

$$(\text{PI}) : K_p + \frac{K_I}{s} \quad (\text{III.80})$$

Détermination du gain proportionnel et intégral du régulateur :

Pour dimensionner le régulateur de vitesse, on se pose dans le cas d'un découplage parfait des flux ($i_d = 0$ et $\varphi_d = \varphi_f$) et en considérant uniquement la partie mécanique de la machine, représentée par un système du premier ordre, ayant comme entrée : le couple électromagnétique et comme sortie : la vitesse de rotation :

On insérant un régulateur PI dans la chaîne directe, on obtient un système du second ordre en boucle fermée suivante :

$$F(s) = \frac{\left(1 + \frac{K_p}{K_I} s\right)}{1 + \frac{K_p}{K_I} s + \frac{J}{K_I} s^2} \quad (\text{III.81})$$

Cette fonction de transfert peut se mettre sous la forme standard suivante :

$$F(s) = \frac{(1 + \tau s)}{1 + \frac{2\xi}{\omega_0} s + \frac{1}{\omega_0^2} s^2} \quad (\text{III.82})$$

Par identification on a :

$$K_I = \frac{4\xi^2 J}{\tau^2} \quad (\text{III.83})$$

$$K_I = \frac{4\xi^2 J}{\tau} \quad (\text{III.84})$$

Les coefficient du régulateur PI sont choisis par un placement de pôles afin d'obtenir un comportement convenable d'un système du second ordre en boucle fermée avec :

Un amortissement optimal : $\xi = 0.7$

Un temps de réponse en boucle fermée de l'ordre de $t_r = 3.\tau = 0.03s$

Et, une stabilité garantie pour le système.

Ce qui conduit à un choix suivant : $K_p = 0.345$ et $K_I = 34.5$

III.4.5 simulation et interprétation :

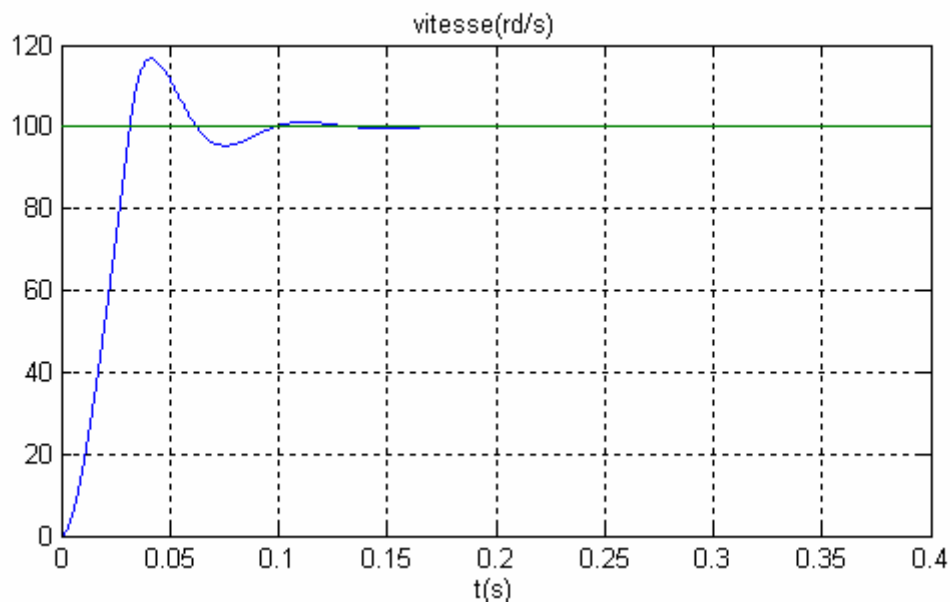


Figure III.11. Vitesse de la machine commandée en flux et en couple

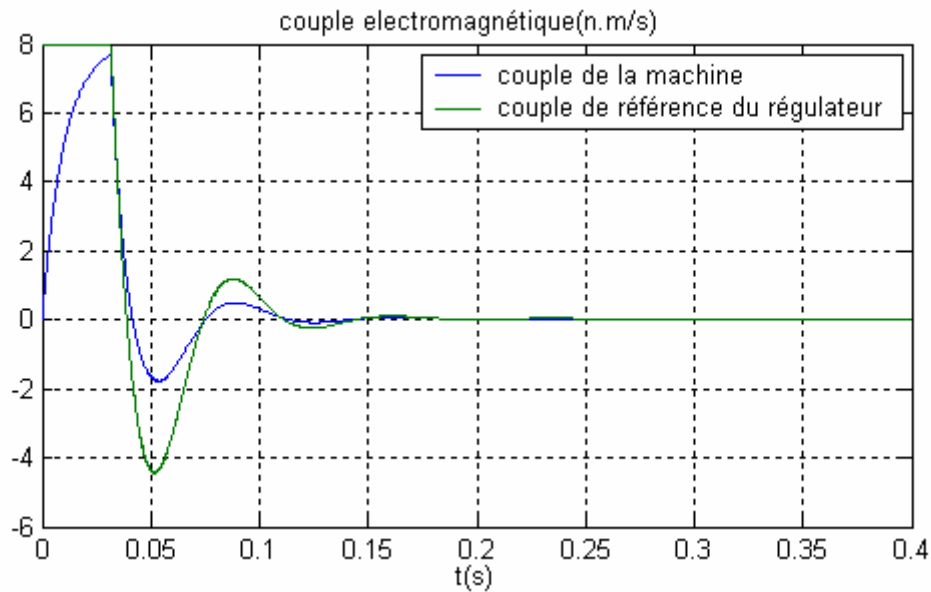


Figure III.12. Vitesse de la machine commandée en flux et en couple

III.5 Commande NL avec limitation du courant statorique par saturation :

L'objectif est de maintenir le courant I_{ref} au plus égale à $I_{q\max}$ par le contrôleur non linéaire. Ainsi, l'axe q est contrôlé par un système de boucles en cascades où le courant I_{ref} représente la consigne de la boucle interne.

II.5.1 Boucle de courant

Le contrôle du courant de chaque axe peut avoir un régime imposé défini par :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}(I_{dref} - I_d) + k(I_{dref} - I_d) &= 0 \\ \frac{d}{dt}(I_{qref} - I_q) + k(I_{qref} - I_q) &= 0 \end{aligned} \quad (III.85)$$

Avec

$$\begin{aligned} I_{dref} &= 0 \\ I_{qref} &= I_{q\max} \quad \text{dans le cas extrême} \end{aligned} \quad (III.86)$$

Les tensions de commande peuvent être calculées par

$$\begin{aligned} U_d &= R_s I_d - pL_q \Omega I_q + k(I_{dref} - I_d) \\ U_q &= R_s I_q - pL_d \Omega I_d + k(I_{qref} - I_q) + p\phi_f \Omega \end{aligned} \quad (III.87)$$

III.5.2 Réglage de la vitesse (boucle externe)

Conformément à l'équation mécanique (8), nous dérivons l'équation $\dot{x}_3 = f_3$

$$J \frac{d^2}{dt^2} \Omega = p \left[(L_d - L_q) I_d + \phi_f \right] \frac{d}{dt} I_q + p (L_d - L_q) I_q - f \frac{d}{dt} \Omega \quad (\text{III.88})$$

Suite à l'introduction de (15), l'équation (18) s'écrit

$$\begin{aligned} J \frac{d^2}{dt^2} \Omega = & I_{qref} \left[k_p (L_d - L_q) I_d + k_p \phi_f \right] - I_q \left[k_p (L_d - L_q) I_d + k_p \phi_f \right] \\ & + k_p (L_d - L_q) (I_{dref} - I_d) I_q - f \frac{d}{dt} \Omega \end{aligned} \quad (\text{III.89})$$

La trajectoire désirée avec le régime imposé par (8) s'écrit avec

$$\frac{d^2}{dt^2} \Omega = \frac{d}{dt} \Omega = 0 \quad (\text{III.90})$$

$$\frac{d^2}{dt^2} \Omega = -\alpha_{21} \frac{d}{dt} \Omega + \alpha_{22} (\Omega_{ref} - \Omega) \quad (\text{III.91})$$

A partir des équations (19) et (20) nous déduisons le courant

$$\begin{aligned} I_{qref} = & \frac{J}{k_p \left[(L_d - L_q) I_d + \phi_f \right]} \left[-\alpha_{21} \frac{d}{dt} \Omega + \alpha_{22} (\Omega_{ref} - \Omega) \right] \\ & - \frac{(L_d - L_q) I_q}{(L_d - L_q) I_d + \phi_f} (I_{dref} - I_d) \\ & + \frac{f}{k_p \left[(L_d - L_q) I_d + \phi_f \right]} \frac{d}{dt} \Omega + I_q \end{aligned} \quad (\text{III.92})$$

le gain k est choisi égale à α_{21}

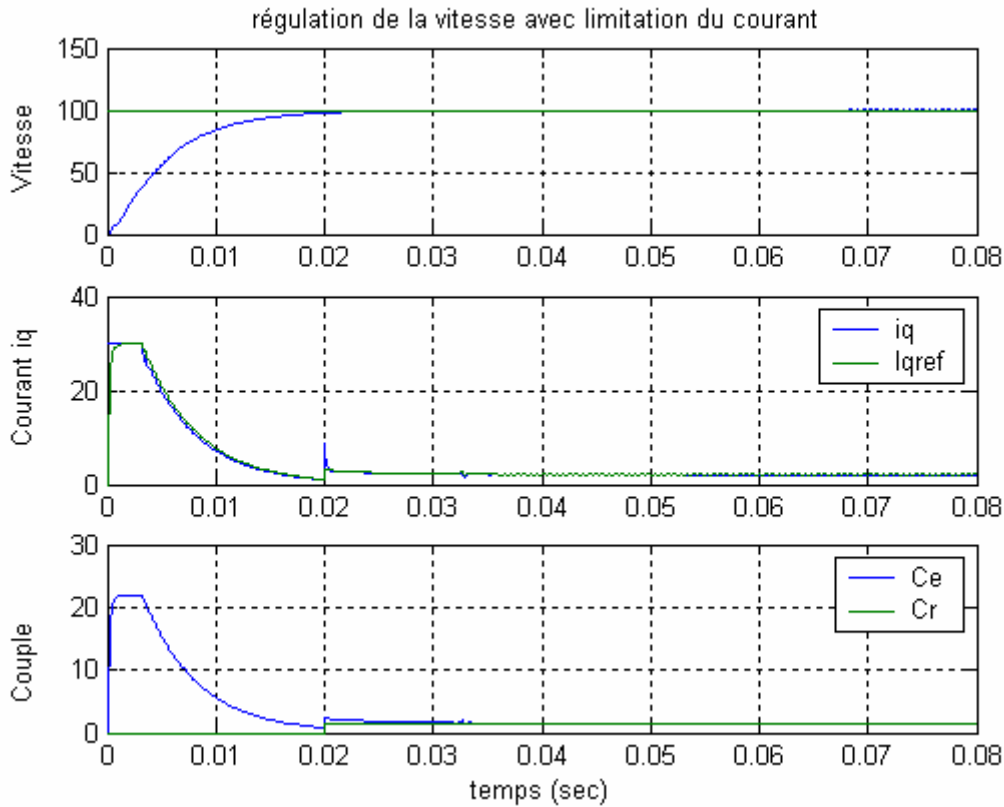


Figure III.13 Commande NL avec limitation du courant statorique par saturation

III.5.3 Observateur de couple de charge

Le modèle de l'observateur d'état d'ordre réduit peut être défini à partir de l'équation mécanique avec

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}C_r &= 0 & C_e &= K_t I_q \\ \dot{Z} &= AZ + Bw & & \\ S &= CZ & & \end{aligned} \tag{III.93}$$

Avec $Z = [\Omega \ C_r]$

$$A = \begin{pmatrix} -\frac{f}{J} & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 \end{pmatrix}; \quad B = \begin{pmatrix} K_t \\ 0 \end{pmatrix}; \quad C = (1 \ 0)^T; \quad w = I_q \tag{III.94}$$

Cr peut être estimé en utilisant l'observateur d'état d'ordre réduit défini par (14)

$$\dot{\hat{Z}} = A\hat{Z} + Bw + L(S - C\hat{Z}) \tag{III.95}$$

Avec

$$\hat{Z} = (\hat{\Omega} \ \hat{C}_r); \quad L = (l_1 \ l_2)^T \tag{III.96}$$

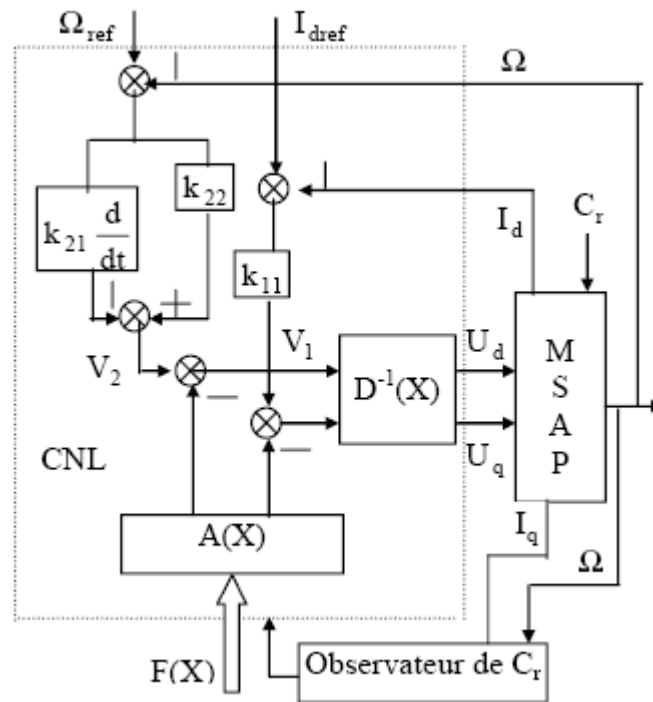


Figure III.14 Schéma de la CNL en vitesse du MSAP avec observateur de couple électromagnétique

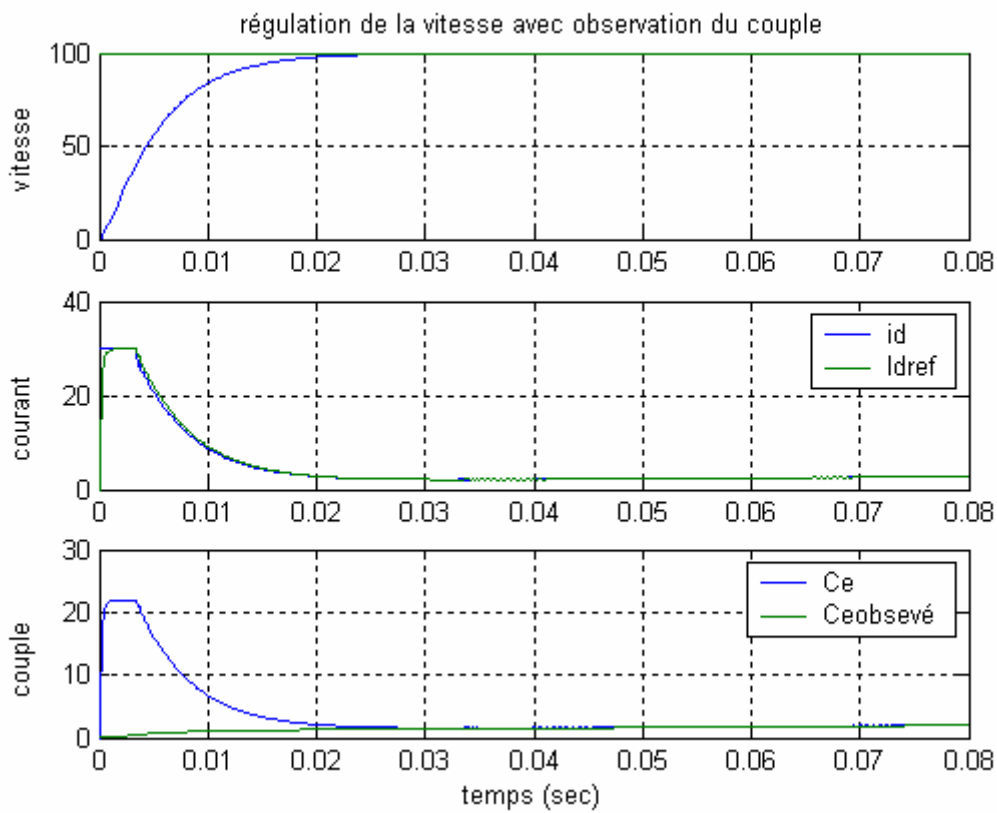


Figure III.15 régulation de la vitesse du MSAP avec observation du couple électromagnétique

III.5 Conclusion

La commande non linéaire du type linéarisation entrée-sortie par retour d'état non linéaire est une application de la géométrie différentielle qui se base sur les dérivées de Lie de la sortie à contrôler jusqu'à l'apparition de la commande (u), puis un choix adéquat de la commande par retour d'état annule la non linéarité et permet un très bon suivi des trajectoires de références. Alors le système non linéaire, couplé, se décompose en plusieurs sous systèmes linéaires et découplés monovarié. Chaque sous système représente une boucle indépendante de régulation d'une variable donnée, suivi d'un placement de pôles judicieux et une étude de la stabilité de la dynamique interne dite dynamique des zéros permet d'obtenir des résultats très satisfaisants et de très bonnes performances dynamiques. Un choix convenable des coefficients du contrôleur NL et une stratégie de limitation du courant statorique permettent d'avoir de très bonnes performances.

La simulation de la commande non linéaire montre un bon découplage entre les composantes du flux statorique ce qui se traduit par une commande découplée du flux statorique et du couple électromagnétique. Ce qui permet l'approche des performances de la machine à courant continu.

Réseaux de Neurones et Logique Floue

1^{ère} Partie : Les réseaux de neurones artificiels

IV.1 Principe et définitions

IV.1.1 Introduction

L'origine des réseaux de neurones vient de l'essai de modélisation du neurone biologique par Warren McCulloch et Walter Pitts [19]. Ils supposent que l'impulsion nerveuse est le résultat d'un calcul simple effectué par chaque neurone et que la pensée née grâce à l'effet collectif d'un réseau de neurones interconnectés.

Le schéma suivant présente un neurone formel :

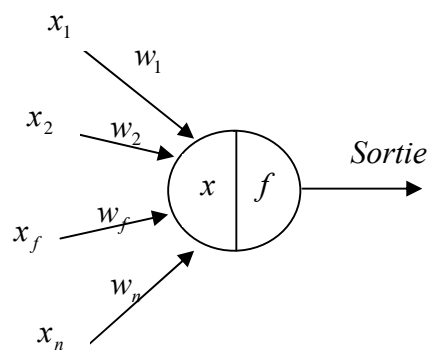


Figure. IV.1 Représentation d'un neurone

Les entrées du neurone sont désignées par $x_i (i = 1..n)$. Les paramètres w_i reliant les entrées aux neurones sont appelés poids synaptiques ou tout simplement poids. La sortie du neurone est donnée par :

$$Sortie = f(x) \quad \text{avec} \quad x = \sum_{i=1}^n w_i x_i \quad (VI.1)$$

x est l'état d'activation du neurone (également appelé état ou activité).

f est la fonction d'activation du neurone. Conformément au modèle biologique, les fonctions d'activation sont généralement croissantes et bornées. Les fonctions les plus connues sont la fonction signe, la fonction linéaire saturée et la fonction sigmoïde.

Les réseaux de neurones sont constitués des neurones élémentaires connectés entre eux par l'intermédiaire des poids qui jouent le rôle des synapses. L'information est portée

par la valeur de ces poids tandis que la structure du réseau de neurones ne sert qu'à traiter cette information et à l'acheminer vers la sortie.

Le réseau de neurones fait partie des Réseaux Adaptatifs Non-linéaires, cela signifie que ses agents (neurones) s'organisent et modifient leurs liens mutuels lors d'une procédure fondamentale qu'est l'apprentissage. Pour une tâche précise, l'apprentissage du réseau de neurones consiste donc à adapter les différents poids w_i .

IV.1.2 Perceptrons 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. 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 coeur du réseau de neurones. Ses fonctions d'activation sont du type sigmoïde. La troisième, constituée ici par un seul neurone est la couche de sortie. Sa fonction d'activation est du type linéaire bornée.

Nous pouvons remarquer sur la figure IV.2, des termes x_0^m en entrée des neurones 2. En fait, sur chaque neurone, en plus de ses entrées qui les lient avec les neurones précédents, on ajoute une entrée particulière que l'on appelle polarisation du neurone. Elle correspond à un biais qui joue un rôle de translation du domaine d'activité du neurone. Sa valeur est donc liée à la fonction d'activation puisqu'elle permet le déplacement de cette fonction.

Afin de garder une notation généralisée, nous représentons ces biais comme le produit d'une entrée x_0^m par les poids w_{0j}^m . Nous fixons l'entrée x_0^m à l'unité, le poids porte alors l'information sur la polarisation du neurone.

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 et d'utiliser des sigmoïdes pour les fonctions d'activation. Bien entendu, les théorèmes mathématiques ne démontrent pas qu'un réseau à une seule couche cachée est optimal.

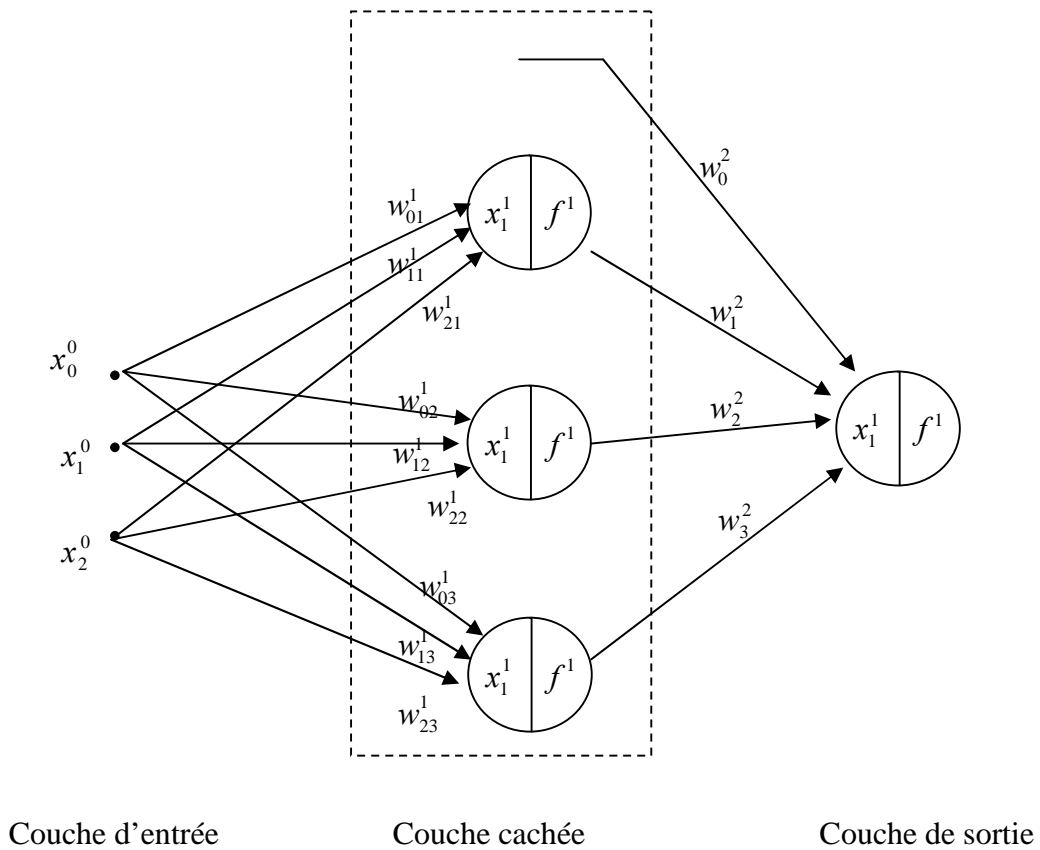


Figure. IV.2 Réseau de neurones de type perceptron à une couche cachée

L'un des problèmes de l'utilisation des réseaux de neurones consiste dans le choix de sa topologie. Par exemple, il n'existe pas de règle générale qui donne le nombre de neurones à retenir pour la couche intermédiaire. Ce choix est spécifique à chaque application et, à ce jour, ce ne sont que des choix arbitraires dont on vérifie par la suite la validité.

IV.2 Identification par réseau de neurone

IV.2.1 Identification directe du modèle direct :

Dans l'identification directe le réseau est entraîné pour minimiser l'erreur quadratique entre la sortie du réseau et celle du système, dans ce cas la sortie du réseau converge vers la sortie du système.

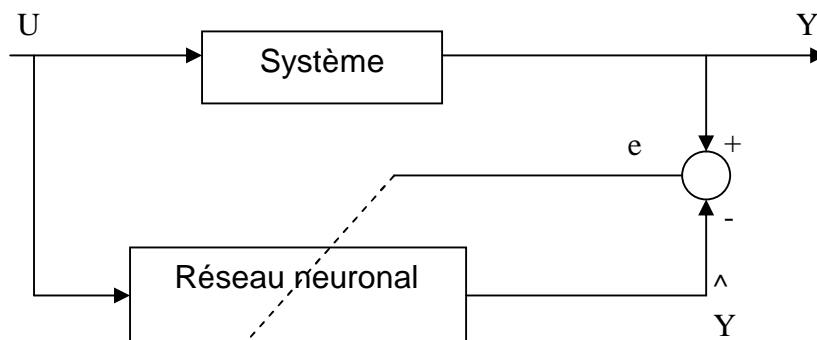


Figure. IV.3 Identification directe

IV.2.2 Identification directe du modèle inverse :

Dans ce type d'identification on essaye de faire l'entraînement dans le but de minimiser l'erreur quadratique entre la sortie du réseau neuronal et l'entrée du système.

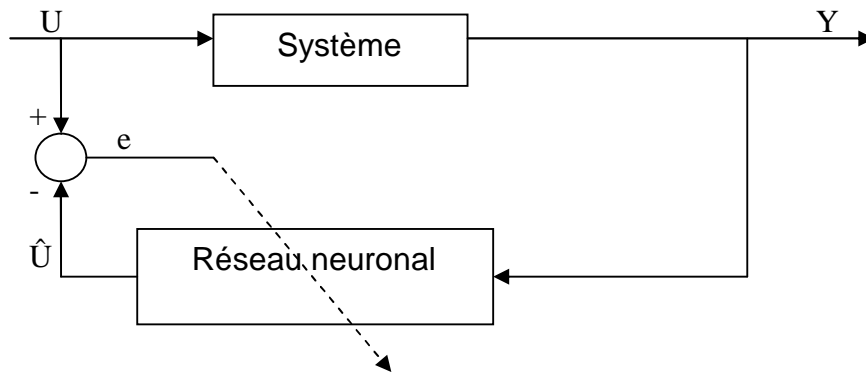


Figure. IV.4 Identification inverse.

IV.2.3 Identification indirecte du modèle inverse :

Dans l'identification indirecte par modèle inverse la sortie désirée est propagée à travers le réseau qui produit la commande du système.

Dans ce cas on essaye de minimiser l'erreur quadratique entre la sortie d'une copie de ce réseau (qui propage la sortie du système) et la commande.

IV.3 Différents modèle dynamiques neuronales :

Les réseaux comportant des neurones de type adaline sont capables de modéliser des systèmes non-linéaire dynamiques, nous citons à titre d'exemple les modèles NNARX, NNOE, NNAMAX.

- **NNARX** : (Auto-Regressif-Exonous)

C'est le modèle non-linéaire le plus simple, dont le cas linéaire ARX s'écrit :

$$Y(k) = g(y(k-1), \dots, y(k-n), u(k-1), \dots, u(k-m) + W(k)). \quad (\text{VI.2})$$

$W(k)$ est une séquence de variables aléatoires indépendantes à valeur moyenne nulle (bruit blanc).

Le prédicateur neuronal s'écrit :

$$\begin{aligned} \hat{Y}(k) &= g_{NN}(y(k-1), \dots, y(k-n), u(k-1), \dots, u(k-m), \theta). \\ \hat{Y}(k) &= g_{NN}(\varphi(k), \theta). \end{aligned} \quad (\text{VI.3})$$

Où :

θ : est le vecteur contenant les poids du réseau et g_{nn} la fonction réalisée par le réseau .

$\varphi(k)$: est le vecteur régression donné par :

$$\varphi(k) = (y(k-1), \dots, y(k-n), u(k-1), \dots, u(k-m)) \quad (\text{VI.4})$$

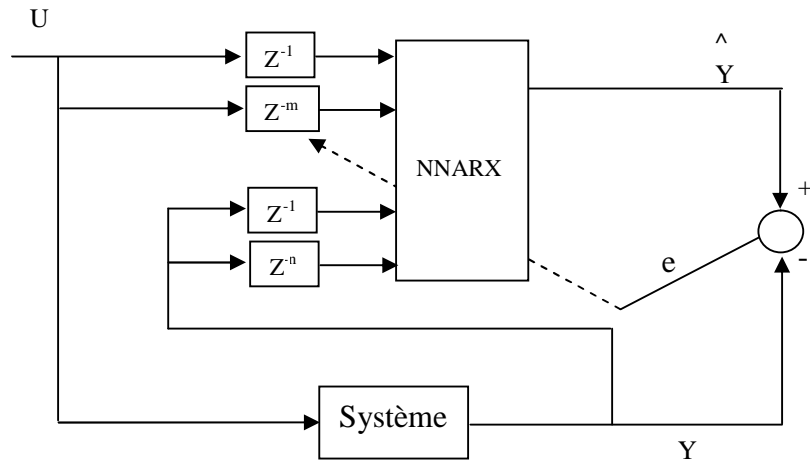


Figure. IV.5 Le modèle NNARX.

- **NNOE** : Ce type de modèle peut représenter un processus affecté d'un bruit de mesure additif, dans le cas linéaire, ce modèle est appelé « output error ».

Vecteur de régression :

$$\varphi(k) = [\hat{y}(k-1), \dots, \hat{y}(k-n), u(k-1), \dots, u(k-m)]^T. \tag{VI.5}$$

Identificateur (estimateur) :

$$\hat{Y}(k, \theta) = g(\varphi(k), \theta). \tag{VI.6}$$

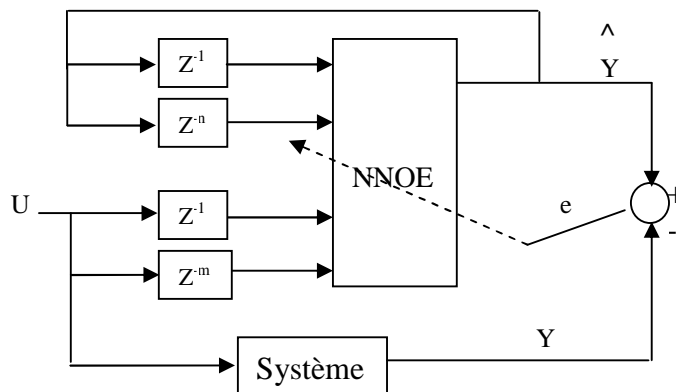


Figure. IV.6 Le modèle NNOE.

- **NNARMAX** : C'est une extension non linéaire ARMAX.

Vecteur de régression :

$$\varphi(k) = [y(k-1), \dots, y(k-n), u(k-1), \dots, u(k-m), \varepsilon(k-1), \dots, \varepsilon(k-p)]^T. \tag{VI.7}$$

Où :

ε : représente l'erreur tel que $\varepsilon(k) = y(k) - \hat{y}(k)$.

Identificateur :

$$y(k, \theta) = g(\varphi(k), \theta). \tag{VI.8}$$

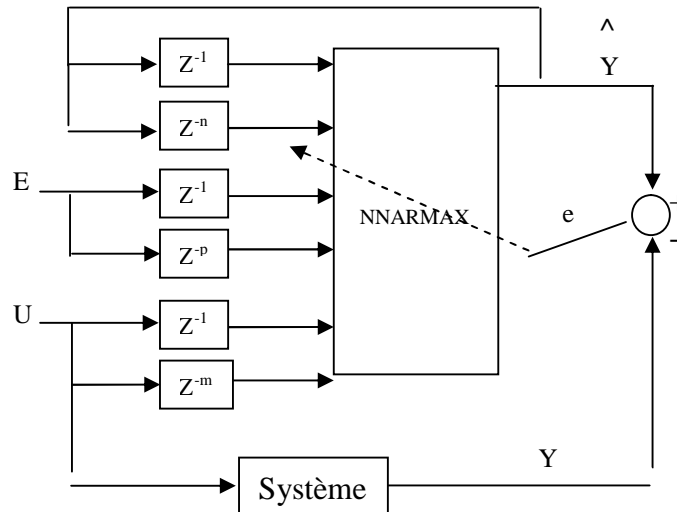


Figure. IV.7 Le modèle NNARMAX.

IV.4 Apprentissage

Une fois la structure fixée, il faut passer par le processus d'apprentissage, par lequel les poids vont être ajustés de manière à satisfaire un critère d'optimisation.

Prenons le cas de l'identification d'un processus qui comporte deux entrées et une sortie. L'apprentissage va se faire sur un ensemble de triplet (x_1^0, x_2^0, y_s) [5].

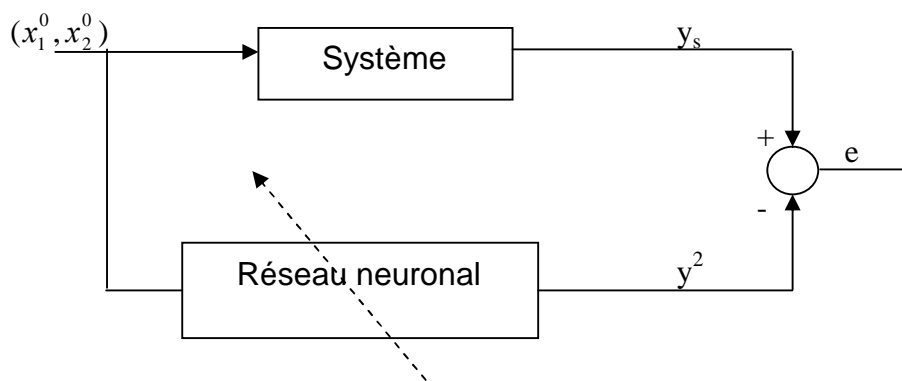


Figure. IV.8 Schéma synoptique du procédé d'apprentissage du réseau de neurones

Pour chaque triplet, l'erreur entre les deux sorties est calculée. Elle est utilisée pour corriger les poids de la couche de sortie puis par *rétropropagation de l'erreur (error backpropagation)*, des erreurs intermédiaires, correspondant à la couche cachée sont ainsi calculées et permettent l'ajustement des poids w_{ij}^1 de la couche cachée.

Cet algorithme est basé sur la méthode du gradient. La notation adoptée peut être résumée comme suit :

Les entrées x_i^0 sont notées y_i^0 pour permettre de généraliser l'algorithme.

La fonction d'activation pour la sortie est $f(x) = x$.

$$x_j^m = \sum_i w_{ij}^m y_i^{m-1} \quad \text{représente l'activité du neurone } j \text{ de la couche } m. \quad (\text{VI.10})$$

$$y_j^m = f(x_j^m) \quad \text{est la sortie du neurone } j \text{ de la couche } m. \quad (\text{VI.11})$$

w_{ij}^m est le poids reliant la sortie du neurone (i) de la couche précédente ($m-1$) au neurone (j) de la couche considérée (m).
 i, j, i', j', k et l sont des indices muets.

L'erreur globale sur l'ensemble d'apprentissage (indiqué (k)) est :

$$E = \frac{1}{2} \sum (y_s(k) - y^2(k))(y_s(k) - y^2(k)) \quad (\text{VI.12})$$

Les poids vont être ajustés par une variation de Δw_i^2 et Δw_{ij}^l . La direction optimale est donnée par l'opposé du gradient de l'erreur par rapport aux poids :

$$\begin{aligned} \Delta w_i^2 &= -\eta \frac{\partial E}{\partial w_i^2} = -\frac{1}{2} \eta \sum_k \frac{\partial}{\partial w_i^2} \left\{ (y_s(k) - y^2(k))(y_s(k) - y^2(k)) \right\} \\ &= \eta \sum_k (y_s(k) - y^2(k)) \frac{\partial y^2(k)}{\partial w_i^2} \end{aligned} \quad (\text{VI.13})$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial y^2(k)}{\partial w_i^2} &= \frac{\partial}{\partial w_i^2} \left\{ f^2 \left(\sum_{i=0}^3 w_i^2 y_i^1(k) \right) \right\} = f^{2'}(x^2(k)) \frac{\partial}{\partial w_i^2} \left\{ \sum_{i=0}^3 w_i^2 y_i^1(k) \right\} \\ &= f^{2'}(x^2(k)) y_i^1(k) \end{aligned} \quad (\text{VI.14})$$

$$\Delta w_i^2 = \eta \sum_k (y_s(k) - y^2(k)) f^{2'}(x^2(k)) y_i^1(k) \quad (\text{VI.15})$$

De même pour la couche cachée :

$$\begin{aligned} \Delta w_{ij}^1 &= -\eta \frac{\partial E}{\partial w_{ij}^1} = -\frac{1}{2} \eta \sum_k \frac{\partial}{\partial w_{ij}^1} \left\{ (y_s(k) - y^2(k))(y_s(k) - y^2(k)) \right\} \\ &= \eta \sum_k (y_s(k) - y^2(k)) \frac{\partial y^2(k)}{\partial w_{ij}^1} = \eta \sum_k (y_s(k) - y^2(k)) \left\{ \sum_j \frac{\partial y^2(k)}{\partial x_j^1(k)} \frac{\partial x_j^1(k)}{\partial w_{ij}^1} \right\} \\ &= \eta \sum_k (y_s(k) - y^2(k)) \left\{ f^{2'}(x^2(k)) \frac{\partial}{\partial x_j^1} \left\{ \sum_{i=0}^3 w_i^2 f^{1'}(x_j^1(k)) \right\} y_i^0(k) \right\} \\ \Delta w_{i,j}^1 &= \eta \sum_k (y_s(k) - y^2(k)) f^{2'}(x^2(k)) w_j^2 f^{1'}(x_j^1(k)) y_i^0(k) \end{aligned}$$

IV.5. Variantes de l'algorithme de rétropropagation :

On présente quelques variantes de cet algorithme précédemment décrit :

a)- méthode de Gauss-Newton :

Dans cet algorithme, on utilise une approximation R_N du Hessian donnée par :

$$R_N(\theta^i) = \frac{1}{N} \sum \psi(k, \theta^i) L'(\xi(k, \theta^i)) \psi^T(k, \theta^i) \quad (\text{VI.17})$$

Avec :

$R_N(\theta^i)$: Hessian de Gauss-Newton.

$$\psi^T(k, \theta^i) = \frac{\partial \hat{y}}{\partial \theta} \quad \text{Le gradient de } \hat{y}(k, \theta) \text{ par rapport à } \theta. \quad (\text{VI.18})$$

$\hat{y}(k, \theta)$ Est la sortie estimée par le réseau.

$$L'(\xi(k, \theta^i)) \text{ un bruit blanc corrélé avec } \frac{d\psi^T(k, \theta^i)}{d\theta^T}.$$

L'algorithme de Gauss-Newton est donné par :

$$\theta^{(i-1)} = \theta^i - (R_N(\theta^i))^{-1} \cdot G_N(\theta^i). \quad (\text{VI.19})$$

$G_N(\theta^i)$ le gradient.

La direction de Gauss-Newton est calculée par :

$$R_N(\theta^i) \cdot f^i = -G_N(\theta^i). \quad (\text{VI.20})$$

b)- la méthode de Levenberg-Marquardt :

L'algorithme de Levenberg-Marquardt (Levenberg 1944, Marquardt 1963, Declercq et Dekeyser 1995, et Hagan 1995) utilise l'approximation suivante :

$$H_N \approx R_N(\theta^i) + \lambda^i I. \quad (\text{VI.21})$$

Où : I est la matrice identité et λ^i un scalaire positif ou nul. La direction de Levenberg-Marquardt est calculée à partir de :

$$(R_N(\theta^i) + \lambda^i I) \cdot f^i = -G_N(\theta^i). \quad (\text{VI.22})$$

L'algorithme s'écrit donc :

$$\theta^{(i-1)} = \theta^i - (R_N(\theta^i) + \lambda^i I)^{-1} \cdot G_N(\theta^i). \quad (\text{VI.23})$$

La direction de recherche dépend de la variation de $\lambda^{(i)}$. Autrement dit, quand $\lambda^{(i)}$ tend vers ∞ la quantité $R_N(\theta^i)$ devient négligeable $\lambda^{(i)} I$, et on retrouve devant la méthode du gradient avec un pas proche de zéro. Par contre, si $\lambda^{(i)} = 0$, on retrouve

simplement la méthode de Gauss-Newton. Donc on ajustant $\lambda^{(i)}$, la direction de recherche varie entre celle du gradient et celle de Gauss-Newton.

Nous obtenons alors un algorithme d'estimation hors-ligne des paramètres alliant la rapidité de convergence des méthodes du deuxième ordre à la sûreté de convergence vers un minimum local des méthodes du premier ordre (7).

IV.6 Exemple d'apprentissage :

IV.6.1 Apprentissage de quelques fonctions de base :

- Fonction sinus cardinale :

$$f(x) = \text{sinc}(x) \quad (\text{VI.24})$$

Voici la fonction à apprendre, le sinus cardinal :

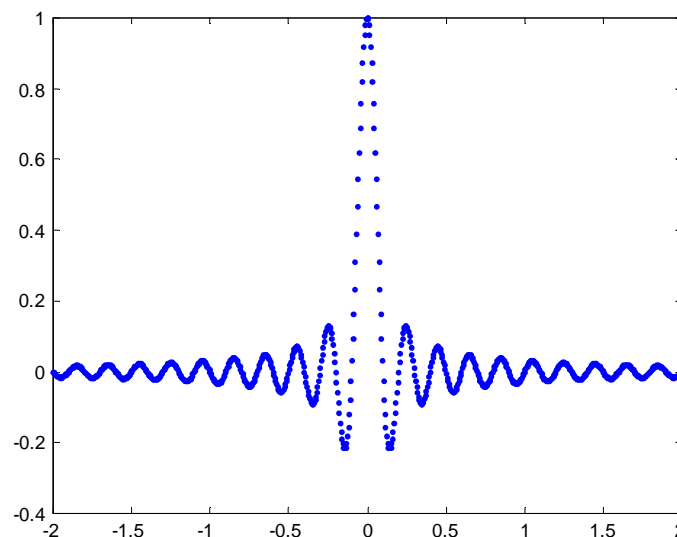


Figure. IV.9 fonction sinc à apprendre

On effectue l'apprentissage avec une couche caché de 50 neurones, et après 16 itérations, le résultat est comme suit :

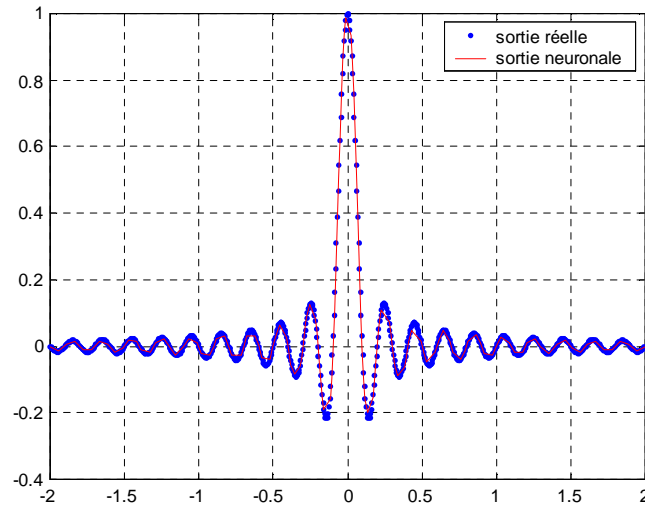


Figure. IV.10 fonction sinc réelle et estimée

La sortie du neurone suit parfaitement la fonction réelle du sinus cardinal, donc la structure du réseau a été bien choisie et on a un bon apprentissage.

- La fonction inverse :

$$f(x) = \frac{1}{x} \quad (\text{VI.25})$$

On effectue l'apprentissage avec une couche cachée de 30 neurones, et après 2 itérations, le résultat est comme suit :

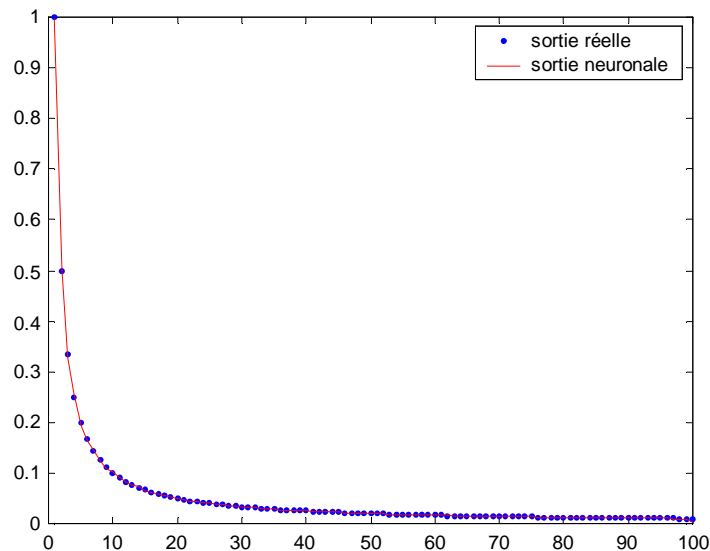


Figure. IV.11 fonction 1/x réelle et estimée

On remarque que pour cette courbe, un nombre de neurone faible est suffisant pour la couche cachée. En effet, la courbe a une décroissance régulière, elle est moins « complexe » que la fonction sinus cardinal. Le réseau a alors plus de facilité pour l'identifier.

- La fonction logarithme

$$f(x) = \log_{10}(x) \quad (\text{VI.26})$$

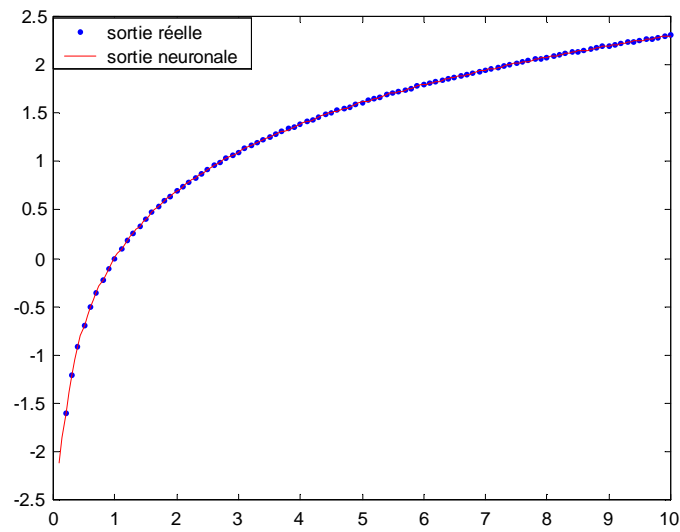


Figure. IV.12 fonction \log_{10} réelle et estimée

Idem que la fonction inverse, l'apprentissage se fait très facilement, même avec un nombre de neurone faible.

- La fonction exponentielle

$$f(x) = \exp(-x) \quad (\text{VI.27})$$

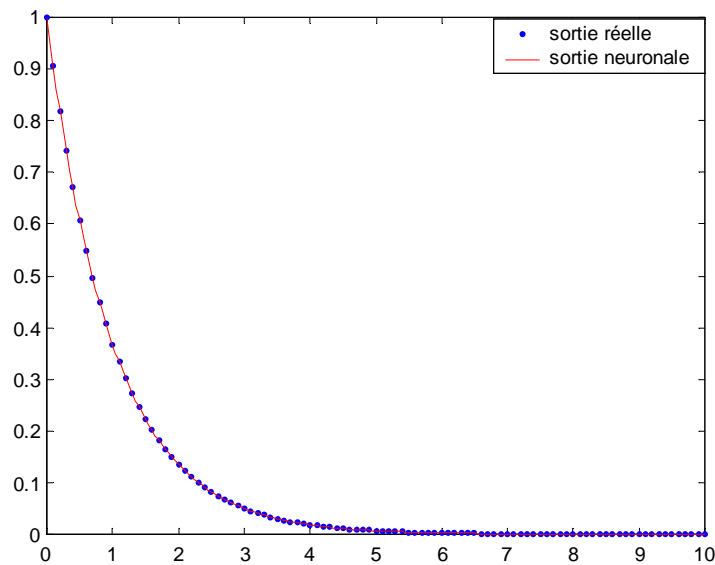


Figure. IV.13 fonction $\exp(-x)$ réelle et estimée

Pour cet exemple, l'apprentissage est excellent. Avec des petits paramètres (nombre limité de neurones dans la couche cachée), nous obtenons de très bon résultats : l'écart d'erreur quasi nulle (environ 10^{-10}).

IV.6.2 Apprentissage d'un modèle non linéaire :

Pour cet exemple le but est d'utiliser l'algorithme de rétropropagation pour déterminer un modèle mathématique représentatif de l'évolution des données.

Pour ce faire, un tableau de valeur est fourni. Les informations concernent l'âge et le poids de l'acuité visuelle des lapins sauvages d'Australie. Ces informations sont non linéaires, l'objectif de cet exercice est donc d'observer le comportement d'un réseau de neurone lorsqu'on travail avec un domaine non linéaire. Voici les données du problème :

Weights of Eyes Lenses of Wild Australian Rabbits							
Ages (days)	Weights (mg)	Ages (days)	Weights (mg)	Ages (days)	Weights (mg)	Ages (days)	Weights (mg)
15	21.66	75	94.6	218	174.18	338	203.23
15	22.75	82	92.5	218	173.03	347	188.38
15	22.3	85	105	219	173.54	354	189.7
18	31.25	91	101.7	224	178.86	357	195.31
28	44.79	91	102.9	225	177.68	375	202.63
29	40.55	97	110	227	173.73	394	224.82
37	50.25	98	104.3	232	159.98	513	203.3
37	46.88	125	134.9	232	161.29	535	209.7
44	52.03	142	130.68	237	187.07	554	233.9
50	63.47	142	140.58	246	176.13	591	234.7
50	61.13	147	155.3	258	183.4	648	244.3
60	80	147	152.2	276	186.26	660	231
61	73.09	150	144.5	285	189.66	705	242.4
64	79.09	159	142.15	300	186.09	723	230.77
65	79.51	165	139.81	301	186.7	756	242.57
65	65.31	183	153.22	305	186.8	768	232.12
72	71.9	192	145.72	312	195.1	860	246.7
75	86.1	195	161.1	317	216.41		

Tableau. IV.1 âge et poids de l'acuité visuelle des lapins sauvages d'Australie

Dans un premier temps, on trace ces données et on les compare avec un modèle non linéaire obtenu par la méthode des moindres carrés utilisant une exponentielle négative :

$$y = 233.846 \cdot (1 - \exp(-0.006042 \cdot x)) + \varepsilon$$

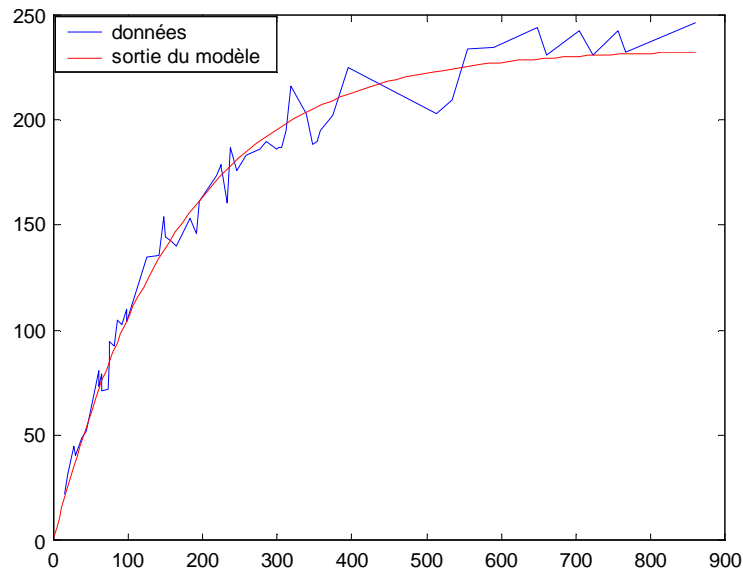


Figure. IV.15 sortie du modèle et données expérimentales

Ensuite en fait l'apprentissage des données du tableau pour un réseau de neurone 80 neurones en couche cachée, et utilisant l'algorithme de **Levenberg-Marquardt**, le résultat est montré dans la figure ci-dessous où on affiche la courbe des données du tableau en bleu, la sortie du modèle non linéaire 'y' en vert et la sortie du réseau de neurone en rouge :

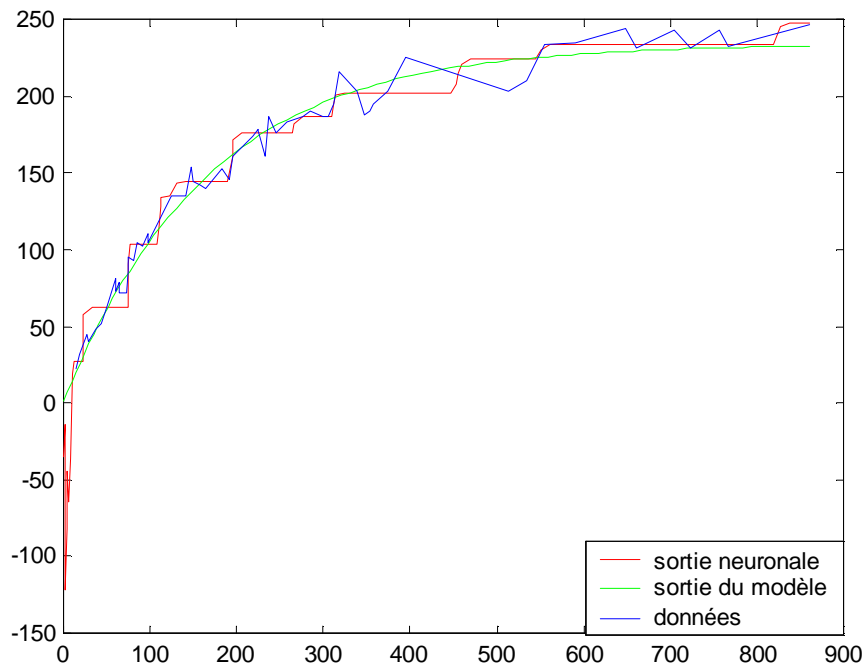


Figure. IV.16 sortie du modèle et réseaux de neurones et données expérimentales

On observe donc que dans ce genre de problème, les réseaux de neurones ne sont pas vraiment performants. Comparé à l'exemple précédent, où les fonctions sont continues

et régulières, ici les points sont peu nombreux (notamment entre 394 et 513 pour l'âge où la variation du poids est importante) et la variation entre eux est parfois très grande.

Nous remarquons aussi que, lorsque les variations de données sont régulières, le réseau de neurone travaille correctement, par contre, quand ces données sont irrégulières le réseau diverge.

IV.7 Commande par réseau de neurone

IV.7.1 Introduction :

En général le but de la commande est d'utiliser des contrôleurs afin de forcer un système à suivre un comportement bien spécifié. Il y a une multitude de méthodes qui adoptent des contrôleurs classiques et qui donnent des bonnes performances dans le cas des systèmes linéaires comme le PID, RST, retour d'état, ... etc.

Mais quand il s'agit des systèmes non linéaires et c'est le cas de la plupart des systèmes réels, ces méthodes sont peu performantes, pour cela on a eu recours à des techniques plus évoluées qui s'adoptent bien à ce genre de systèmes.

Les réseaux de neurones occupent une bonne place parmi ces nouvelles techniques comme la logique floue, le neuro-floue, les algorithmes génétiques ...etc.

IV.7.2 Commande par modèle inverse :

Généralement la plupart la plupart des techniques de commande à base de réseau de neurones sont celles qui utilisent le modèle inverse comme contrôleur.

Le principe de ce contrôleur est comme suit :

Supposant que le procédé est décrit par l'équation :

$$y(t+1) = g(y(t), \dots, y(t-n+1), u(t), \dots, u(t-m)) \quad (\text{VI.28})$$

Le réseau de neurone sera donc entraîné comme un modèle inverse

$$u(t) = \hat{g}^{-1}(y(t+1), y(t), \dots, y(t-n+1), u(t-1), \dots, u(t-m)) \quad (\text{VI.29})$$

On applique le contrôleur directement comme le montre la figure ci-dessous où $r(t+1)$ est la sortie désirée.

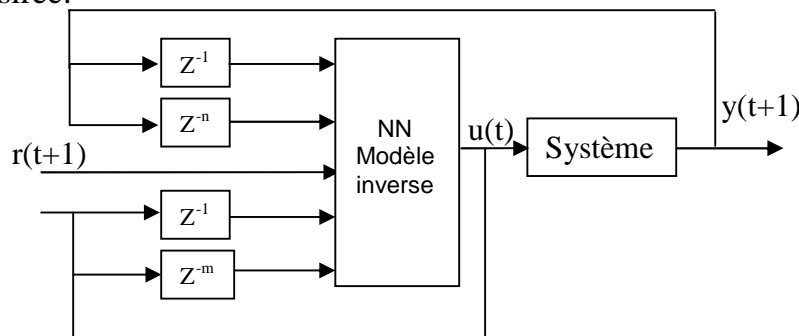


Figure. IV.17 Commande par modèle inverse neuronal.

Il y a trois types d'entrées pour le contrôleur.

- L'entrée référence retardée.
- La sortie du contrôleur retardée.
- La sortie du système retardée.

Le nombre de délais augmente avec l'ordre du système. Il y a deux types d'entrées pour le réseaux de neurones du système :

- La sortie du contrôleur.
- La sortie du système.

2^{ème} Partie : La logique floue

IV.8 Historique :

Les prémisses de la logique floue sont apparues avant les années 1940, avec les premières approches, par des chercheurs américains, du concept d'incertitude. Il a fallu attendre 1965, pour que le concept de sous ensemble floue soit proposé par L. A. Zadeh, automaticien de réputation internationale, professeur à l'université de Berkeley en Californie, qui a contribué à la modélisation de phénomène sous forme floue, en vue de pallier les limitations dues aux incertitudes des modèles classiques à équation différentielle. En 1974, M. Mamdani expérimentait la théorie énoncée par Zadeh sur une chaudière à vapeur, matériel dont on connaît la complexité, introduisant ainsi la commande floue dans la régulation d'un processus industriel [5], [9]

La commande floue est un domaine d'application de la théorie des ensembles flous qui a été abordé très tôt, proposé par L.A. Zadeh est développé par des chercheurs européens. Son principe a été introduit en Angleterre par Mamdani et Assilian pour la commande d'une machine à vapeur expérimentale. Il a ensuite été exploité, toujours en Europe, pour la commande d'une usine d'eau chaude et un échangeur de chaleur, pour la régulation de la vitesse d'un moteur en France et pour la réalisation industrielle d'un four à ciment au Danemark. La commande floue a été largement développée au Japon à partir du début des années 80, où il existe actuellement de nombreuses réalisations industrielles.

IV.9 Caractéristiques :

Son but est, comme en Automatique classique, de traiter des problèmes de commande de processus (machines-outils, procédés industriels, véhicules sans pilote...), c'est-à-dire de gérer un processus en fonction d'une consigne donnée, par action de celle de l'Automatique classique. Elle se sert le plus souvent des connaissances des experts ou d'opérateurs qualifiés travaillant sur le processus. Pour schématiser la différence entre l'automatique classique et la commande floue, on peut penser à un système de conduite automatique de voiture : dans le premier cas, on utilise les connaissances physiques sur le fonctionnement du moteur, dans le second cas, on utilise le savoir-faire empirique d'un conducteur expérimenté.

IV.10 Les différents domaines d'applications:

Si les premières applications de la commande floue ont été développées en Europe par Mamdani, Van Lauta Lemke, Willayes.....dans les années 1975, ce type de commande a été largement utilisé au Japon à la fin des années 80 et au début des années 90, sur le métro Sendai (Juillet 1987), dans la conception du lave-linge Aïsaïgo Day Fuzzy de Matsushita (Février 1990), par exemple.

Tirant profit d'une évolution de la technologie permettant d'aborder des problèmes en temps réel, à dynamique rapide (plus rapide que dans les premières applications de type conduite de processus lents: chaudière, fours,.....), l'industrie japonaise a développée des produits grand public à base de logique floue:

- appareils électroménagers (lave-linge, aspirateurs, autocuiseurs,...etc) ,
- systèmes audio-visuels (appareils de photos autofocus, caméscope à stabilisateur d'images, photocopieurs,...)
- systèmes automobiles embarqués (BVA, ABS, suspension, climatisation,...etc.),
- systèmes autonomes mobiles,
- systèmes de transport (train, métro, ascenseur,...),
- systèmes de conditionnement d'ambiance,
- systèmes de décision, diagnostic, reconnaissance,
- systèmes de contrôle/commande dans la plupart des domaines industriels de production, transformation, traitement de produit et déchet.

IV.11 Principe et définition

La logique floue repose sur la théorie des ensembles flous développée par Zadeh.1965. A côté d'un formalisme mathématique fort développé, nous préférons aborder la présentation de manière intuitive.

IV.11.1. Sous-ensembles flous

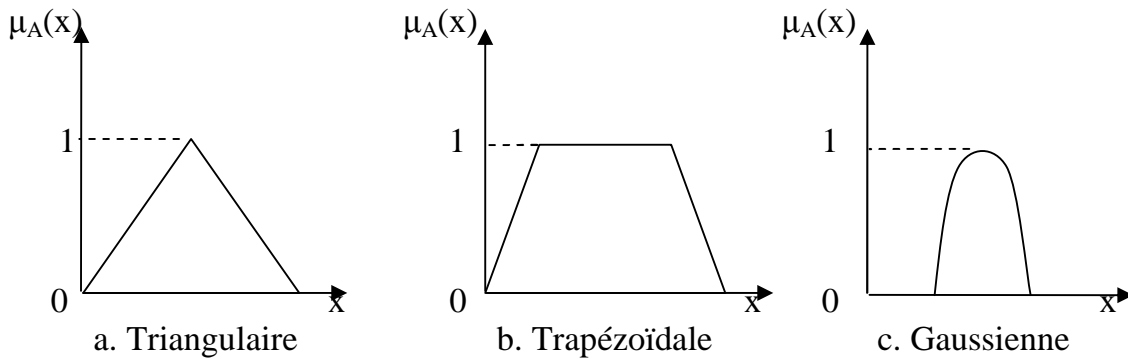
Un sous ensemble flou A est défini par un ensemble ordonné de paires, le premier élément dénote l'élément X, et le deuxième $\mu_A(x)$ le degré d'appartenance :

$$\mu_A \in [0,1] \quad A = \{(x, \mu_A(x) / x \in U\} \quad (VI.33)$$

U : L'univers de discours pour le sous-ensemble A.

IV.11.2. Représentation d'un sous ensemble flou

On peut représenter un sous ensemble flou A par sa fonction d'appartenance $\mu_A(x)$; généralement, on utilise les fonctions d'appartenance suivantes : Triangulaire, Trapézoïdale et Gaussienne ;



IV.11.3. Opérations sur les sous ensembles flous

Soit A et B deux sous ensembles flous de U

- Egalité de A et B : $\forall x \in U \quad \mu_A(x) = \mu_B(x)$
- Inclusion de A dans B : $A \subseteq B \Leftrightarrow \forall x \in U \quad \mu_A(x) \leq \mu_B(x)$
- Intersection de A et B : est un sous ensemble flou $A \cap B$ de U défini par :

$$\forall x \in U \quad \mu_{A \cap B}(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x))$$

- Réunion de A et B : est un sous ensemble flou $A \cup B$ de U :

$$\forall x \in U \quad \mu_{A \cup B}(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x))$$

- Complément de A : est un sous ensemble flou A^c de U défini par :

$$\forall x \in U \quad \mu_{A^c}(x) = 1 - \mu_A(x)$$

IV.11.4. Variable linguistique

L'ensemble de référence d'un mot du langage naturel s'appelle l'univers du discours. L'univers du discours d'un mot est un ensemble de termes qui évoquent le même concept mais à degrés différents. Il peut être fini ou non.

Une variable linguistique représente un état dans le système à régler ou une variable de réglage dans un contrôleur flou. Sa valeur est définie dans des termes linguistiques qui peuvent être des mots ou des phrases d'un langage naturel ou artificiel.

Chaque variable linguistique est caractérisée par un ensemble tel que : $\{x, T(x), U, G, M\}$

Où

- x est le nom de la variable.
- T(x) est l'ensemble des valeurs linguistiques que peut prendre x.

- U est l'univers du discours associé avec la valeur de base.
- G est la règle syntaxique pour générer les valeurs linguistiques de x.
- M est la règle sémantique pour associer un sens à chaque valeur linguistique.

Les notions de température moyenne ou de courant faible sont relativement difficiles à spécifier de manière précise. On peut fixer des seuils et considérer que l'on attribue tel ou tel qualificatif en fonction de la valeur de la variable par rapport à ces seuils. Ceci ne peut exprimer qu'un avis très tranché du qualificatif "température moyenne" par exemple.

On peut définir le degré d'appartenance de la variable température à l'ensemble "faible" comme le "degré de vérité" de la proposition "la température est faible".

En logique booléenne, le degré d'appartenance (μ) ne peut prendre que deux valeurs (0 ou 1). La température peut être :

- Faible : $\mu_{faible}(T) = 1, \mu_{moyenne}(T) = 0, \mu_{élevée}(T) = 0$
- Moyenne : $\mu_{faible}(T) = 0, \mu_{moyenne}(T) = 1, \mu_{élevée}(T) = 0$
- Elevée : $\mu_{faible}(T) = 0, \mu_{moyenne}(T) = 0, \mu_{élevée}(T) = 1$

Elle ne peut pas prendre deux qualificatifs à la fois.

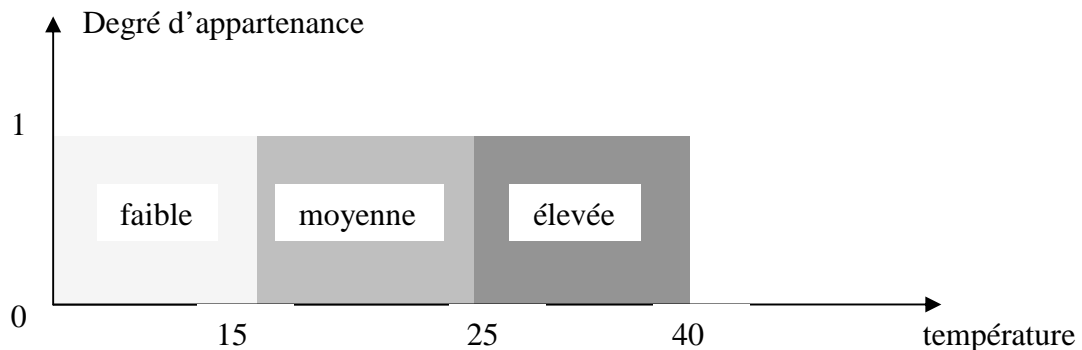


Figure. IV.19 Exemple d'ensembles considérés en logique booléenne

En logique floue, le degré d'appartenance devient une fonction qui peut prendre une valeur réelle comprise entre 0 et 1 inclus.

$\mu_{moyenne}(T)$, par exemple, permet de quantifier le fait que la température puisse être considérée comme moyenne.

Dans ce cas, la température peut être considérée, à la fois, comme faible avec un degré d'appartenance de 0,2 et comme moyenne avec un degré d'appartenance de 0,8 (figure 1.2). $\mu_{faible}(T) = 0,2, \mu_{moyenne}(T) = 0,8, \mu_{élevée}(T) = 0$

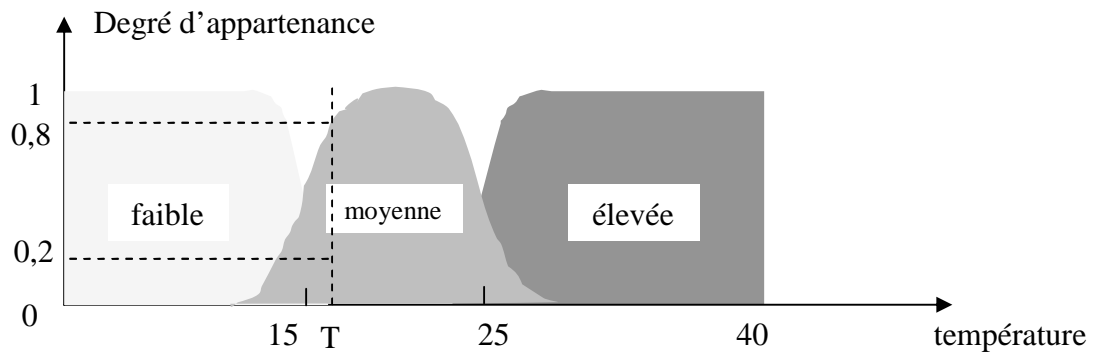


Figure. IV.20 Exemple d'ensembles considérés en logique floue

IV.12 Opérateurs et normes

Comme dans la théorie des ensembles classiques, on définit l'intersection, l'union des ensembles flous ainsi que le complémentaire d'un ensemble flou. Ces relations sont traduites par les opérateurs "et", "ou" et "non". De nouvelles fonctions d'appartenance liées à ces opérateurs sont établies :

Opérateur ET:

L'opérateur "et" pour la t-norme, qui correspond à l'intersection de deux ensembles A et B . Il peut être réalisé par :

- La fonction "Min" : $\mu_{A \cap B}(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x))$
- La fonction arithmétique "Produit" $\mu_{A \cap B}(x) = \mu_A(x) \cdot \mu_B(x)$

Opérateur OU:

L'opérateur "ou" pour la t-norme, qui correspond à l'intersection de deux ensembles A et B . Il peut être réalisé par :

- La fonction "Max" : $\mu_{A \cup B}(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x))$
- La fonction arithmétique "somme" $\mu_{A \cup B}(x) = \mu_A(x) + \mu_B(x)$

Opérateur NON:

L'opérateur NON, appelée aussi «complément», «négation» ou «inverse».

- L'opérateur "non" est réalisé par : $\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x)$

IV.13 Structure d'un régulateur flou

IV.13.1. Introduction

Après avoir énoncé les concepts de base et les termes linguistiques utilisés en logique floue, nous présentons la structure d'un contrôleur flou.

La réalisation d'un régulateur flou pose un problème lié aux nombreuses manières de réaliser les opérateurs flous et l'implication. Bien que la liste des méthodes présentées ne soit pas exhaustive, on se retrouve déjà avec un grand nombre de variantes. Nous allons présenter les principales différences entre ces dernières et justifier, sinon expliquer, nos choix. L'aboutissement à une implantation expérimentale constitue le but à atteindre après les étapes de modélisation et de simulation.

Dans ce qui suit, nous nous intéressons principalement au régulateur de vitesse au sein d'une commande vectorielle de la MSAP.

La vitesse de référence peut être pilotée par un opérateur externe. La grandeur de sortie de ce régulateur de vitesse est l'image du couple électromagnétique de référence que l'ensemble commande convertisseur-machine doit générer. A flux constant, ce couple est proportionnel au courant I_{qs}^* (courant I_{qs} de référence) imposé en entrée à la boucle de régulation de courant.

Le schéma de base du régulateur repose sur la structure d'un régulateur classique à la différence que l'on va retenir la forme incrémentale. Cette dernière donne en sortie, non pas le couple ou le courant à appliquer mais plutôt l'incrément de cette grandeur.

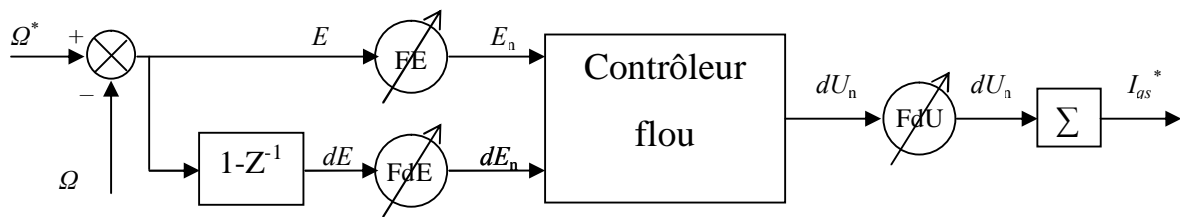


Figure. IV.21 Schéma synoptique d'un régulateur flou de vitesse

Dans le schéma ci-dessus comme dans ce qui suit, nous notons :

E : l'erreur, elle est définie par :

$$E(k) = \Omega^*(k) - \Omega(k) \quad (\text{VI.34})$$

dE : la dérivée de l'erreur, elle est approchée par :

$$dE(k) = \frac{E(k) - E(k-1)}{T_e}, \quad T_e \text{ étant la période d'échantillonnage.} \quad (\text{VI.35})$$

La sortie du régulateur est donnée par :

$$I_{qs}^*(k) = I_{qs}^*(k-1) + dU(k) \quad (\text{VI.36})$$

On retrouve en entrée et en sortie du contrôleur flou des gains dits "facteurs d'échelle" qui permettent de changer la sensibilité du régulateur flou sans en changer la structure.

Les grandeurs indicées "n" sont donc les grandeurs normalisées à l'entrée et à la sortie du contrôleur flou.

Les règles d'inférences permettent de déterminer le comportement du contrôleur flou. Il doit donc inclure des étapes intermédiaires qui lui permettent de passer des grandeurs réelles vers les grandeurs floues et vice versa ; ce sont les étapes de fuzzification et de defuzzification (figure 5.8).

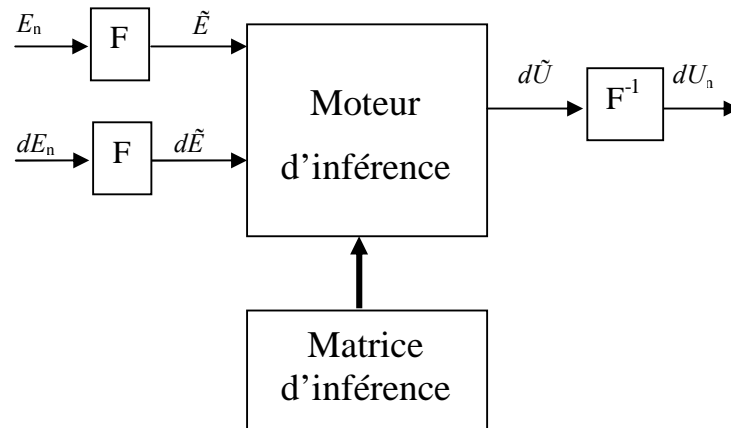


Figure. IV.22 Structure du régulateur flou

IV.13.2 Fuzzification

Les ensembles flous des variables d'entrée 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 ses ensembles flous en fonction de la valeur réelle de la variable d'entrée.

Le choix du nombre des ensembles flous, de la forme des fonctions d'appartenance, du recouvrement des ces fonctions et de leur répartition sur l'univers de discours n'est pas évident. Il y a cependant des facteurs qui sont plus important que d'autres.

Une subdivision très fine de l'univers de discours sur plus de sept ensembles flous n'apporte en général aucune amélioration du comportement dynamique du système à réguler.

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.

II.13.3 Inférence

En logique classique, la règle de raisonnement du *modus ponens* permet, à partir des deux assertions,

- x est A
 - Et
 - si x est A alors y est B ,
- de conclure que y est B .

En logique floue, la règle s'appelle *modus ponens généralisé* et permet à partir des assertions,

- x est A'
 - et
 - si x est A alors y est B ,
- de conclure que y est B .

L'inférence est l'opération d'agrégation des règles.

Sans entrer dans les détails de formalisation mathématique, qui se basent sur les notions de sous-ensembles flous, de graphes (Γ est le graphe définissant la relation (R) de A vers B) et de projection (B' est la projection sur B de A' par le graphe Γ), il est possible de définir l'ensemble B' par :

$$\forall y \in B, \mu_{B'}(y) = \sup_{x \in A} \mu_{A' \times B \cap \Gamma}(x, y)$$

C'est à dire que le degré d'appartenance de chaque élément y de B à l'ensemble flou B' est égal au plus grand degré d'appartenance des couples (x, y) à l'intersection de l'ensemble A' avec le graphe Γ de la relation R .

Ce dernier est calculé en utilisant la fonction "Min" pour l'opérateur "et" de l'intersection :

$$\mu_{A' \times B \cap \Gamma}(x, y) = \min(\mu_{A'}(x), \mu_R(x, y))$$

En ce qui nous concerne, nous allons nous intéresser aux inférences avec plusieurs règles. En effet, dans le cas de la commande et de la régulation, les variables floues ont plusieurs ensembles d'appartenance. Ainsi plusieurs règles peuvent être activées en même temps.

Les règles d'inférences peuvent être décrites de plusieurs façons,

a) Linguistiquement :

On écrit les règles de façon explicite comme dans l'exemple suivant,

SI (la température est élevée **ET** la vitesse est faible) **ALORS** la tension est grande positive

OU

SI (la température est moyenne **ET** la vitesse est faible) **ALORS** la tension est positive

b) Symboliquement :

Il s'agit en fait d'une description linguistique où l'on remplace la désignation des ensembles flous par des abréviations.

c) Par matrice d'inférence :

Elle rassemble toutes les règles d'inférences sous forme de tableau. Dans le cas d'un tableau à deux dimensions, les entrées du tableau représentent les ensembles flous des variables d'entrées (température : T et vitesse : V). L'intersection d'une colonne et d'une

ligne donne l'ensemble flou de la variable de sortie définie par la règle. Il y a autant de cases que de règles.

Exemple :

U		T		
		F	M	E
V	F	Z	P	GP
	E	Z	Z	P

Tableau IV.2 matrice d'inférence

Les règles que décrit ce tableau sont (sous forme symbolique) :

SI (*T* est F **ET** *V* est F) **ALORS** $U=Z$
OU
SI (*T* est M **ET** *V* est F) **ALORS** $U=P$
OU
SI (*T* est E **ET** *V* est F) **ALORS** $U=GP$
OU
SI (*T* est F **ET** *V* est E) **ALORS** $U=Z$
OU
SI (*T* est M **ET** *V* est E) **ALORS** $U=Z$
OU
SI (*T* est E **ET** *V* est E) **ALORS** $U=P$

Dans l'exemple ci-dessus, on a représenté les règles qui sont activées à un instant donné par des cases sombres :

SI (*T* est M **ET** *V* est F) **ALORS** $U=P$
OU
SI (*T* est E **ET** *V* est F) **ALORS** $U=GP$

Il s'agit maintenant de définir les degrés d'appartenance de la variable de sortie à ses sous-ensembles flous. Nous allons présenter les méthodes d'inférence qui permettent d'y arriver.

Ces méthodes se différencient essentiellement par la manière dont vont être réalisés les opérateurs (ici "ET" et "OU") utilisés dans les règles d'inférence.

Nous présentons les trois méthodes d'inférence les plus usuelles; Max-Min, Max-Produit et Somme-Produit :

Méthode d'inférence Max-Min

Cette méthode réalise l'opérateur "ET" par la fonction "Min", la conclusion "ALORS" de chaque règle par 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 "implication de Mamdani", est due à la façon de réaliser les opérateurs ALORS et OU de l'inférence.

Reprenons l'exemple précédent où seulement deux règles sont activées :

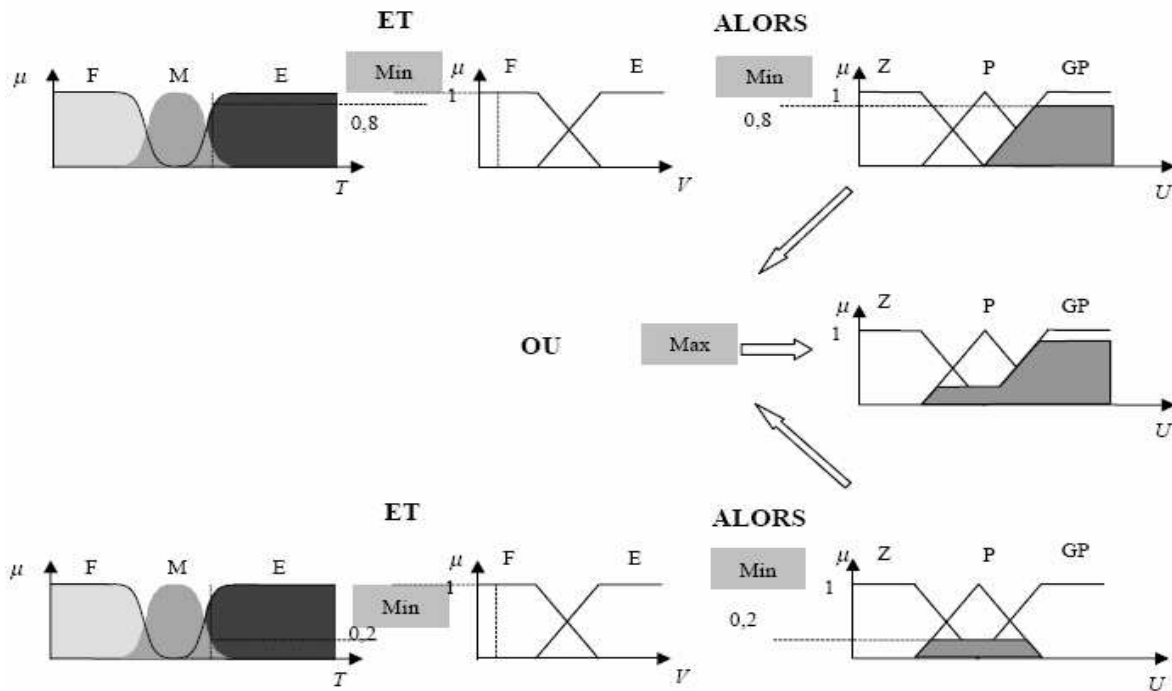


Figure. IV.24 Exemple d'inférence Max-Min

La variable T est Elevée avec un degré d'appartenance de 0,8 et Moyenne avec un degré d'appartenance de 0,2. La vitesse V est faible avec un degré d'appartenance de 1. L'application de la première règle d'inférence donne un degré d'appartenance à la condition de 0,8 (minimum dû à l'opérateur ET entre les deux degrés d'appartenance). On obtient ainsi une "fonction d'appartenance partielle" dessinée en gris qui est écrêtée à 0,8.

De manière similaire, la seconde règle donne lieu à une fonction d'appartenance écrêtée à 0,2.

La fonction d'appartenance résultante correspond au maximum des deux fonctions d'appartenance partielles puisque les règles sont liées par l'opérateur OU.

Méthode d'inférence Max-Produit

La différence par rapport à la méthode précédente réside dans la manière de réaliser la conclusion "ALORS". Dans ce cas, on utilise le produit comme illustré par la figure 1.6.

On remarque que les fonctions d'appartenances partielles ici ont la même forme que la fonction d'appartenance dont elles sont issues multipliées par un facteur d'échelle vertical qui correspond au degré d'appartenance obtenu à travers l'opérateur "ET".

On l'appelle également "implication de Larsen".

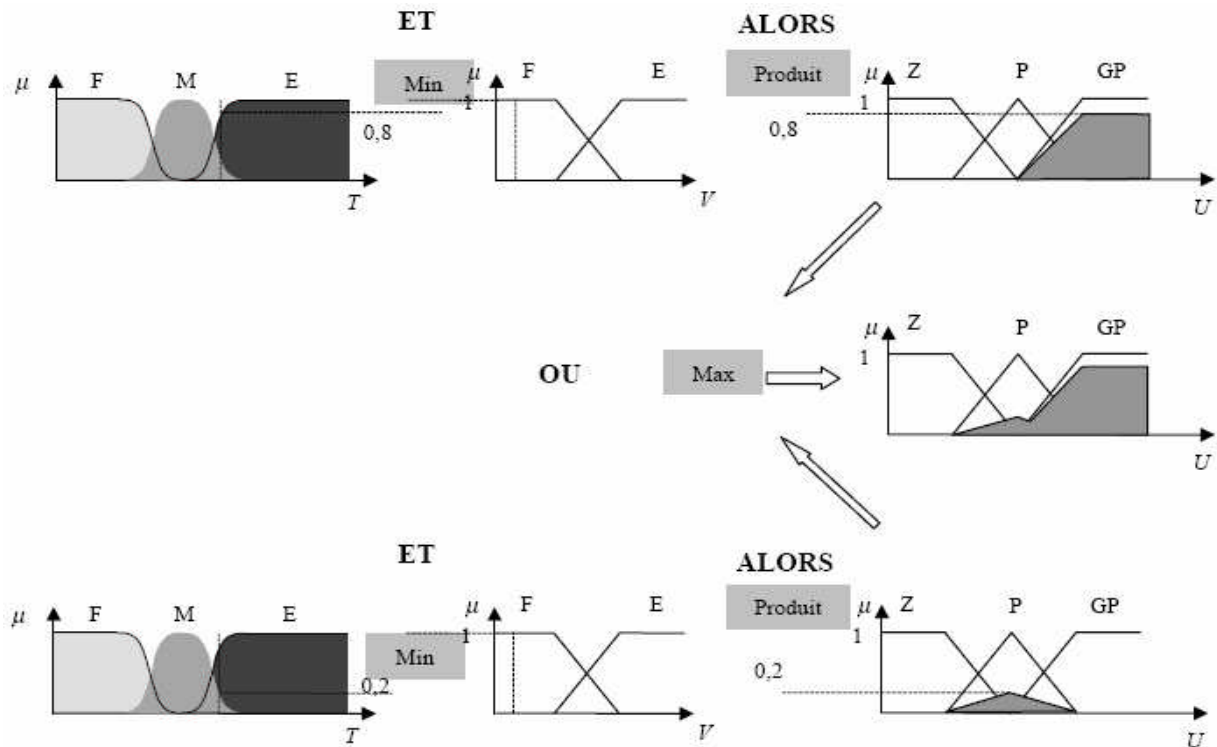


Figure. IV.25 Exemple d'inférence Max-Produit

Méthode d'inférence Somme-Produit

Dans ce cas, l'opérateur "ET" est réalisé par le produit, de même que la conclusion "ALORS". Cependant, l'opérateur "OU" est réalisé par la valeur moyenne des degrés d'appartenance intervenant dans l'inférence.

D'autres méthodes ont été élaborées, ayant chacune une variante spécifique. Néanmoins, la méthode Max-Min est de loin la plus utilisée à cause de sa simplicité. Comme nous l'avons vu, la manière de réaliser les opérateurs va donner lieu à des contrôleurs flous différents. Les régulateurs les plus courants sont ceux de :

- Mamdani :

Ces contrôleurs sont dits symboliques car la prémisse et la conclusion sont symboliques. Après l'inférence, il faut passer par une étape de "defuzzification" afin d'obtenir la valeur réelle de la commande à appliquer.

- Sugeno :

Ils sont dits de type procédural. En effet, seule la prémisse est symbolique. La conclusion, qui correspond à la commande, est directement une constante réelle ou une expression polynomiale.

L'établissement des règles d'inférence est généralement basé sur un des points suivants :

- L'expérience de l'opérateur et/ou du savoir-faire de l'ingénieur en régulation et contrôle.
- Un modèle flou du processus pour lequel on souhaite synthétiser le régulateur.
- Les actions de l'opérateur ; s'il n'arrive pas à exprimer linguistiquement les règles qu'il utilise implicitement.

- L'apprentissage ; c'est dire que la synthèse de règle se fait par un procédé automatique également appelé superviseur. Souvent, des réseaux neuronaux y sont associés.

IV.13.4 Defuzzification

Par cette étape se fait le retour aux grandeurs de sortie réelles. 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. Différentes méthodes sont utilisées :

- Méthode du centre de gravité :

C'est la méthode de defuzzification la plus courante. L'abscisse du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultant de l'inférence correspond à la valeur de sortie du régulateur.

$$dU_n = \frac{\int x \mu_R(x) dx}{\int \mu_R(x) dx} \quad (\text{VI.37})$$

Il apparaît que plus la fonction d'appartenance résultante est compliquée, plus le processus de defuzzification devient long et coûteux en temps de calcul.

- Méthode par valeur maximum :

Cette méthode est beaucoup plus simple. La valeur de sortie est choisie comme l'abscisse de la valeur maximale de la fonction d'appartenance

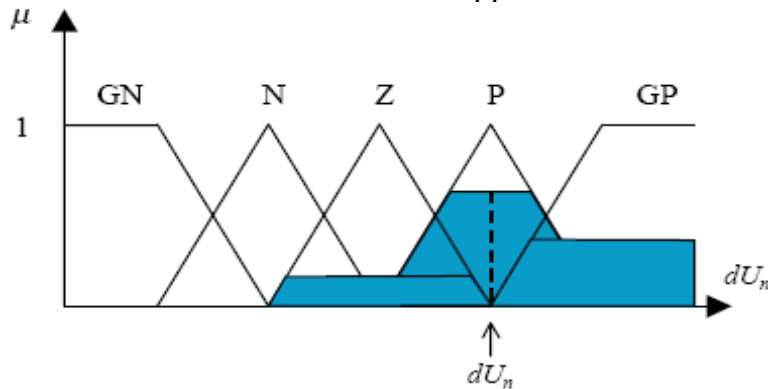


Figure. IV.26 Defuzzification par valeur maximum

- Méthode des hauteurs pondérées :

Elle correspond à la méthode de centre de gravité quand les fonctions d'appartenance ne se recouvrent pas.

$$dU_n = \frac{\sum x \mu_{Ri}(x) dx}{\sum \mu_{Ri}(x) dx} \quad (\text{VI.38})$$

Cette méthode est surtout utilisée quand les fonctions d'appartenance de la variable de sortie sont des singletons.

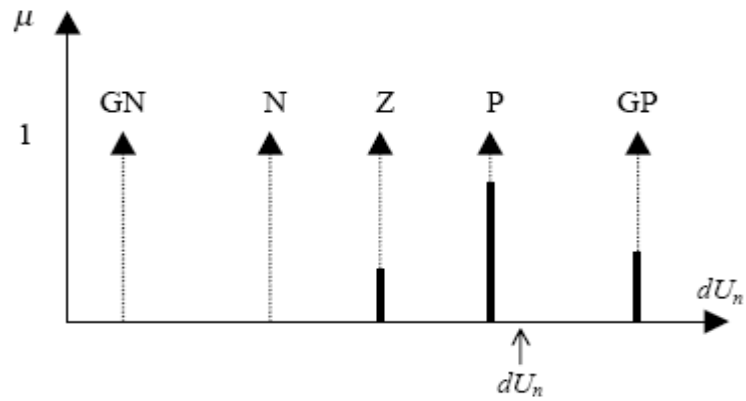


Figure. IV.27 Defuzzification par la méthode des hauteurs pondérées

Dans ce cas, le calcul du centre de gravité se trouve grandement simplifié. Le régulateur n'est plus de type Mamdani mais de type Sugeno de part la façon dont la sortie est calculée.

Régulation par Réseaux de Neurones et Logique Floue des Machines Synchrones à Aimant Permanents

V.1 Introduction

La communauté scientifique et industrielle a imaginé bien des méthodes de commande afin de pouvoir contrôler la MSAP en couple, en vitesse ou en position. Les méthodes scalaires sont très prisées pour leur simplicité de mise en oeuvre. Cependant, elles ne peuvent pas garantir du couple à l'arrêt ni d'obtenir la dynamique et la précision des méthodes dites vectorielles.

La commande vectorielle est apparue avec les travaux de Blaschke. Elle n'a cependant pas eu tout de suite un grand essor car les régulations, à l'époque, reposaient sur des composants analogiques, l'implémentation de la commande était alors difficile. Avec l'avènement des microcontrôleurs et des dispositifs permettant le traitement du signal, il est devenu possible de réaliser une telle commande à un coût raisonnable. Cela a conduit à une explosion de la recherche et des applications relatives à la commande vectorielle.

Dans ce chapitre, nous présentons le principe de la commande vectorielle et nous procéderons au réglage de vitesse de la MSAP d'abord par la technique conventionnelle (PID) et par la suite les deux nouvelles techniques floue et neuronal. Ceci afin d'évaluer les performances de ces techniques de commande.

V.1.1 Principe de la commande vectorielle :

La stratégie de commande la plus souvent utilisée consiste à maintenir le courant i_d à une valeur nulle et à réguler la et/ou la position par le courant i_q via la tension v_q .

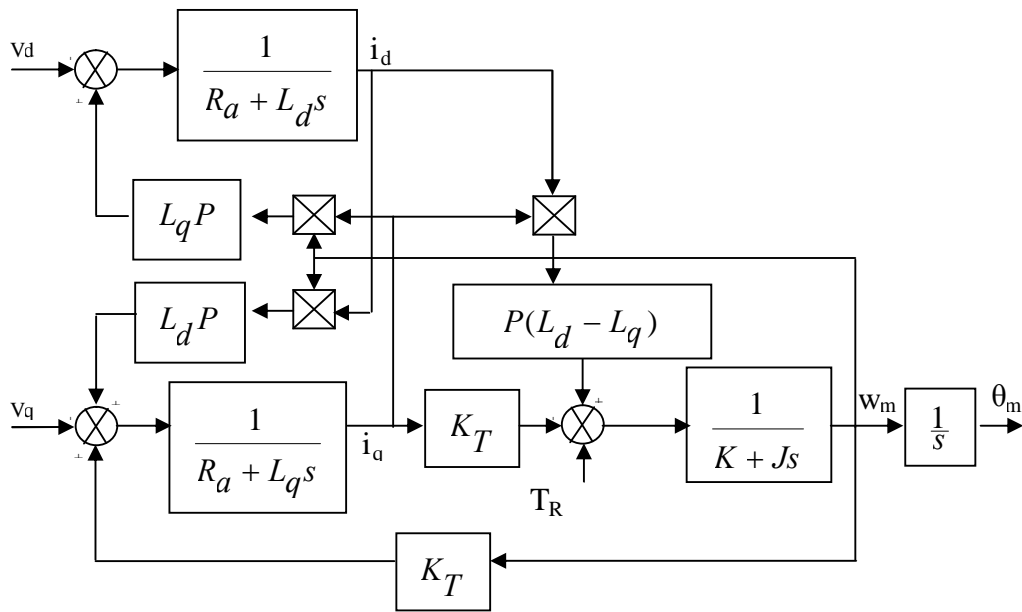


Figure. V.1. Modèle du moteur synchrone à aimants permanents.

Maintenir la valeur du courant i_d égale à zéro permet d'obtenir, pour une amplitude donnée des courants statoriques, un couple maximum. Cette stratégie peut cependant entraîner une détérioration sensible du facteur de puissance lorsque la machine utilisée présente un coefficient de saillance nettement supérieur à l'unité, comme c'est le cas pour certaines machines à aimants enterrés. Il peut alors être intéressant d'envisager d'autres lois de commande. On peut par exemple lier i_q à i_d afin de maintenir le facteur de puissance toujours égale à l'unité, ou encore maintenir constante la tension statorique, pour une vitesse constante. Ces lois de commande sont plus compliquées que la commande imposant $i_d = 0$. car elles fournissent des relations non linéaires entre le couple et le courant. Elles sont cependant intéressantes dans la mesure où elles permettent de réduire la puissance apparente de l'onduleur alimentant la machine [20].

On rencontre essentiellement deux méthodes de mise en œuvre de la stratégie de commande qui consiste à maintenir le courant i_d à une valeur nulle et à contrôler la vitesse et/ou la position en agissant sur le courant i_q , c'est-à-dire sur le couple développé par le moteur. La première consiste à réguler les courants alternatifs circulant dans les enroulements statoriques de la machine, la seconde à réguler les composantes de Park de ces courants.

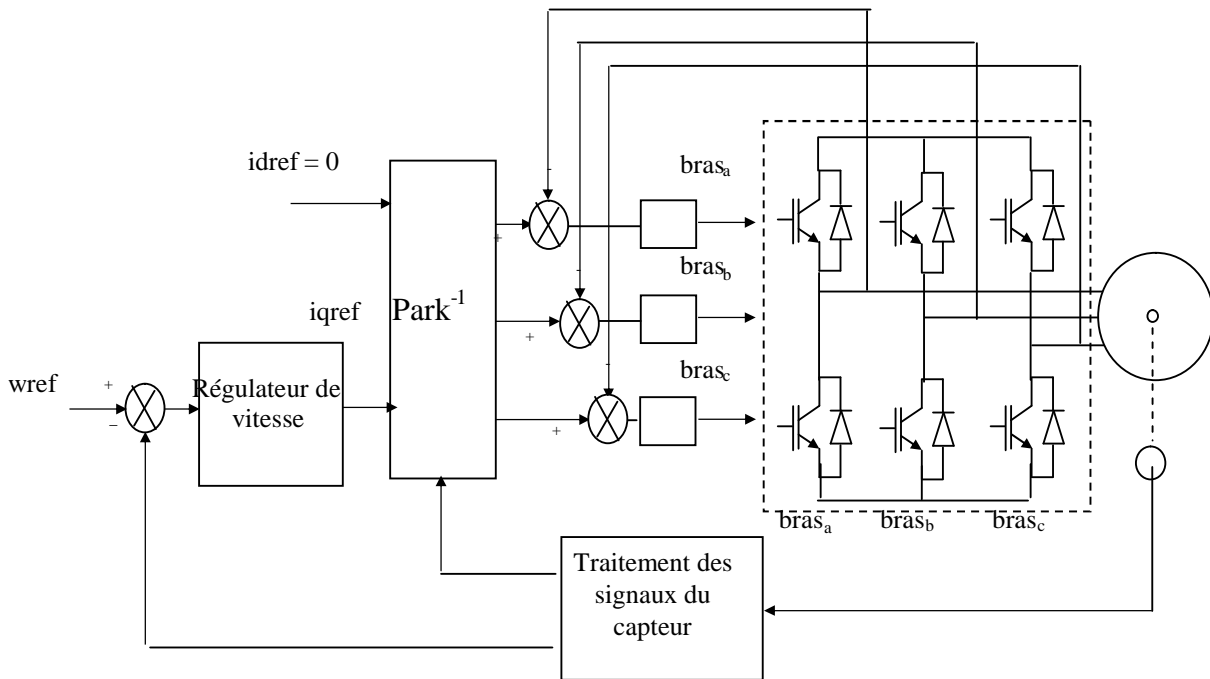


Figure. V.2 Commande vectorielle avec boucles primaires de courant

A partir de la vitesse de référence w_{ref} et de la vitesse mesurée, un régulateur calcule la consigne de couple, c'est-à-dire la valeur de référence du courant i_{qref} .

La position du rotor, mesurée par un capteur de position, combiné avec les valeurs de référence i_{dref} et i_{qref} permet de calculer, par une transformation inverse de Park, les valeurs de référence des courants i_a^*, i_b^*, i_c^* . Ces valeurs sont comparées aux valeurs mesurées i_a, i_b, i_c pour fixer les signaux de commande de chaque bras de l'onduleur.

Ces signaux sont obtenus soit par des régulateurs à seuil, soit par des régulateurs PI analogiques dont la sortie attaque un modulateur MLI.

Il convient de souligner que cette manière de procéder entraîne des interactions entre les régulateurs, en raison des couplages existant entre les différentes phases du fait que les courants i_a, i_b, i_c ne sont pas indépendants, et des interactions entre les différents bras au niveau des tensions de phase.

V.1.2 Machine synchrone alimentée par un onduleur de tension

Onduleur de tension

L'onduleur de tension triphasé (Figure V.3) permet l'échange d'énergie entre une source de tension continue et une charge inductive triphasée. Il est constitué de trois bras utilisant des interrupteurs à trois segments, bidirectionnels en courant et commandés à l'amorçage et au blocage. Les interrupteurs peuvent être réalisés, suivant

la puissance à contrôler, avec des transistors MOS ou bipolaire, des IGBT ou des GTO associés à une diode en antiparallèle pour obtenir la réversibilité en courant.

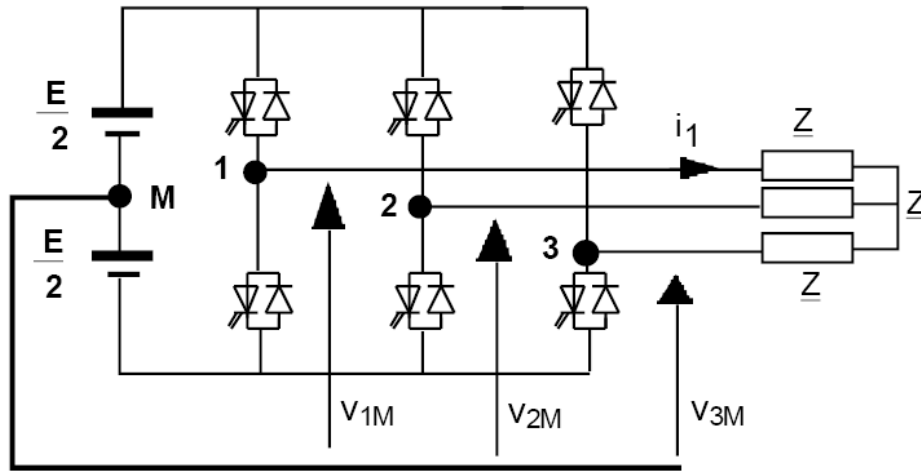


Figure V.3 Onduleur de tension

Un correcteur proportionnel intégral élabore la tension $V_{Mréf}$ de sorte que le courant $i_s(t)$ soit l'image de la consigne $i_{oréf}$. Pour obtenir un courant de sortie sinusoïdal, il faut donc que la consigne de courant $I_{sréf}$ soit sinusoïdale.

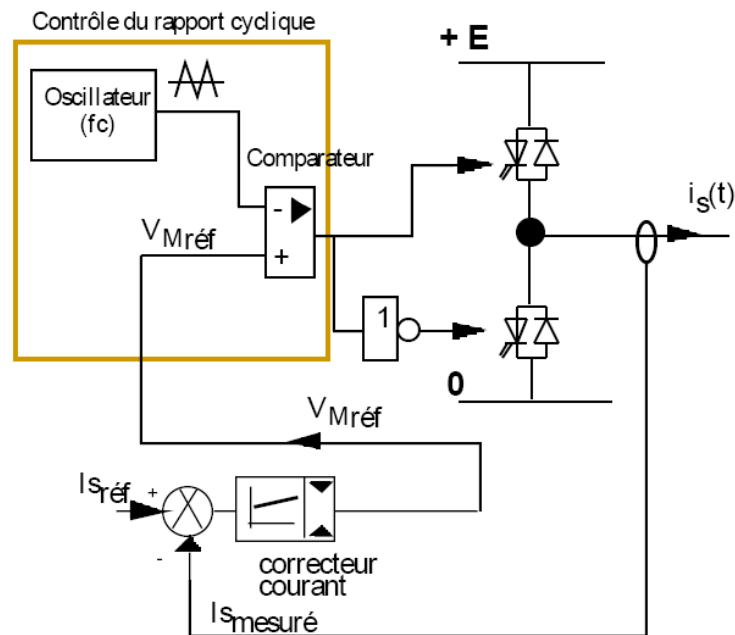


Figure. V.6 Commande par courant de référence

V.1.3 Régulation PID.

Afin de mettre en œuvre les stratégies de contrôles et de commandes développées, diverses structures de commandes ont été développées. Une de ces structures classiques est la commande en tension avec régulation en courant d'une machine synchrone à aimant permanents et à pôle saillants avec capteur de position (Figure V.8). Le contrôle du courant est souvent employé en moyenne puissance. En effet, la maîtrise des courants limite les risques liés aux surcharges et aux pointes de courant en régime transitoire.

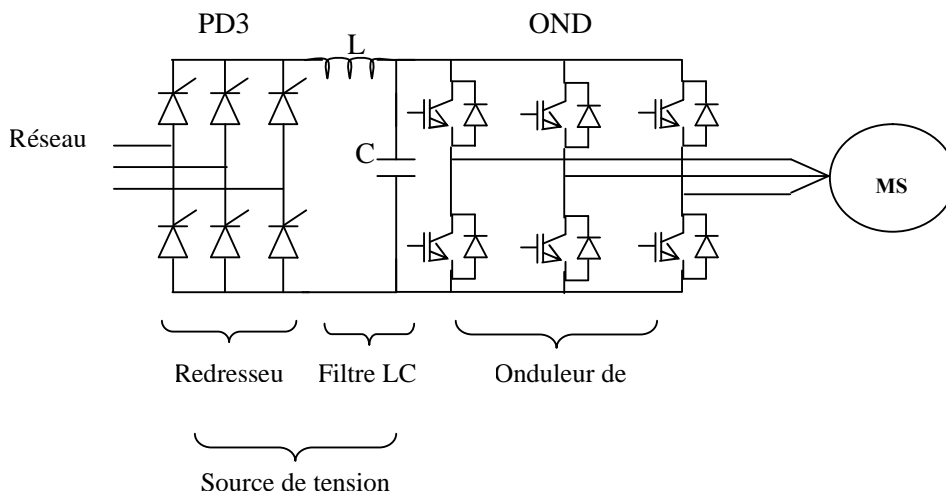


Figure V.7. Circuit de puissance d'un onduleur de tension triphasé.

Transformation inverse de Park :

A partir de la mesure de la position, on détermine les valeurs de $\cos\theta$ par lecture d'une table. Le calcul direct de ces deux grandeurs pour chaque position nécessiterait un temps trop important. Par ailleurs, on ne mesure que deux courants à l'aide de capteurs à effets Hall, le troisième étant alors connu (la somme des trois courants est nulle). On détermine ensuite les courants i_d et i_q par la transformation inverse de Park.

Correcteurs :

Les correcteurs sont généralement du type P.I., ce qui permet d'annuler l'erreur statique sur le couple et d'agir sur la dynamique du moteur.

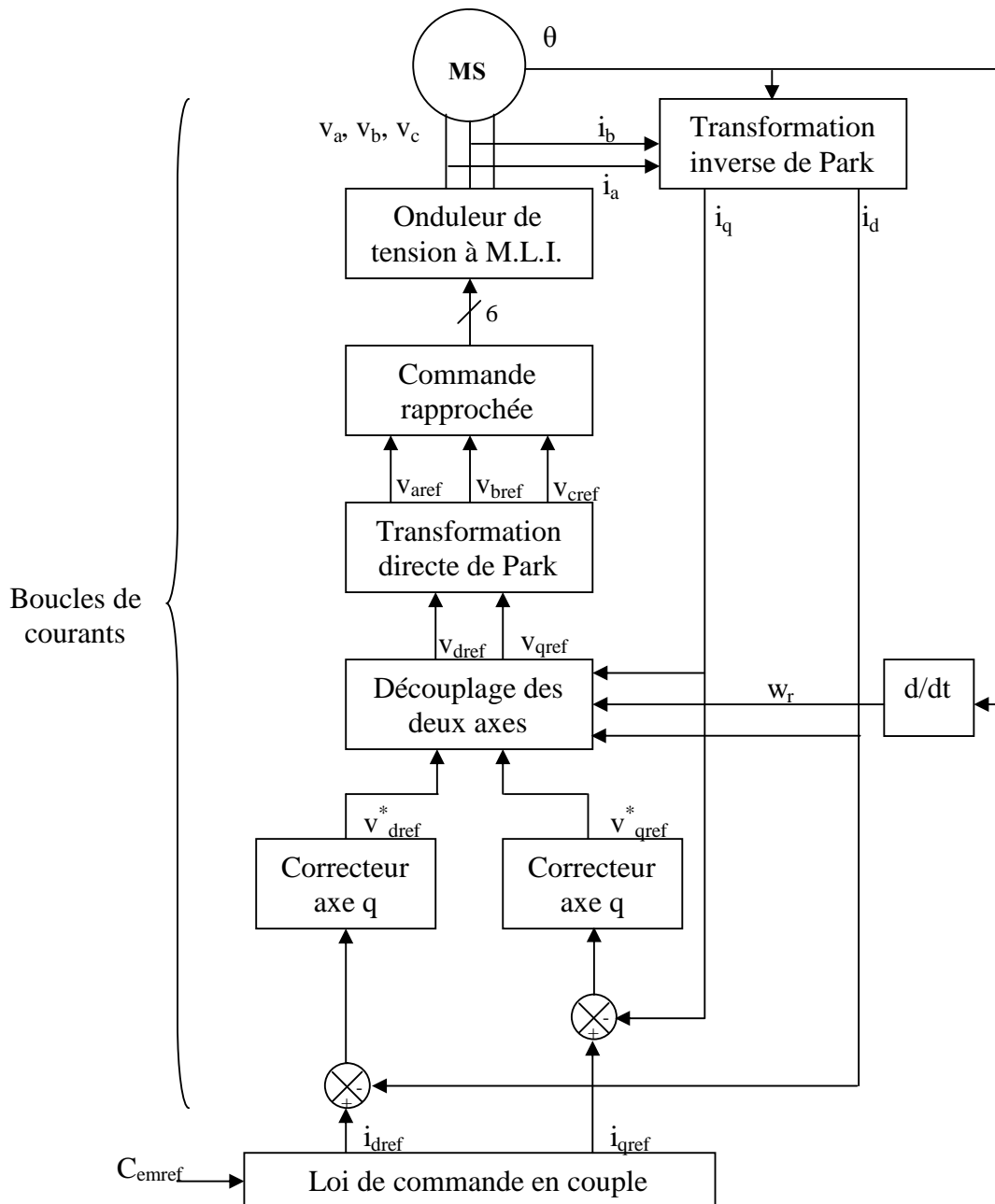


Figure.V.8 contrôle du couple d’une machine synchrone à aimants permanents alimentation en tension et régulation des courant i_d et i_q

Loi de commande en couple

Parmi les lois de commandes précisées au chapitre 1, on utilise souvent celle qui consiste à simplifier le contrôle en imposant $i_d = 0$, soit $C_{em} = p \cdot \phi_f \cdot i_q$. Les courants de consignes sont alors $i_{dref} = 0$ et $i_{qref} = C_{emref} / p \cdot \phi_f$ où C_{emref} est al consigne de couple.

La transformation directe de Park permet de générer les trois tensions de référence destinées à commander l’onduleur de tension à travers la commande rapprochée. Cette dernière gère les diverses contraintes liées au fonctionnement de l’onduleur (temps mort, protections, commande des interrupteurs statiques) et génère les commandes des

six interrupteurs. L'onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsion (M.L.I) fonctionne à fréquence fixe et rapport cyclique variable.

Quelque soit la structure des interrupteurs et la M.L.I adoptée (régulière, intersective, vectorielle, etc...), on néglige les saturations, les chutes, le temps de garde et les retards intrinsèques dus à l'onduleur. Dans ces conditions les tensions v_a , v_b et v_c aux bornes du moteur correspondent à un facteur G_o près aux consignes v_{aref} , v_{bref} et v_{cref} générées par l'asservissement. G_o est le gain statique de l'onduleur associé à sa commande rapprochée.

$$v_i = G_o \cdot v_{iref} \quad \text{avec } i = a, b, c$$

Par application de la transformation de Park, on obtient alors :

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = G_o \cdot \begin{bmatrix} v_{dref} \\ v_{qref} \end{bmatrix}$$

$$G_o \cdot e^{-\frac{\tau}{2}s} \approx \frac{G_o}{1 + \frac{\tau}{2}s} \quad \text{si } \tau \ll \tau_d \text{ et } \tau \ll \tau_q \text{ avec } \tau = f^{-1}, f \text{ étant la fréquence de}$$

fonctionnement de l'onduleur.

Choix des régulateurs :

Le schéma bloc de l'équation de la machine synchrone alimentée en tension et régulée en courant, associée à l'onduleur M.L.I, avec découplage se mettent sous la forme de deux boucles séparées si le découplage est parfait.

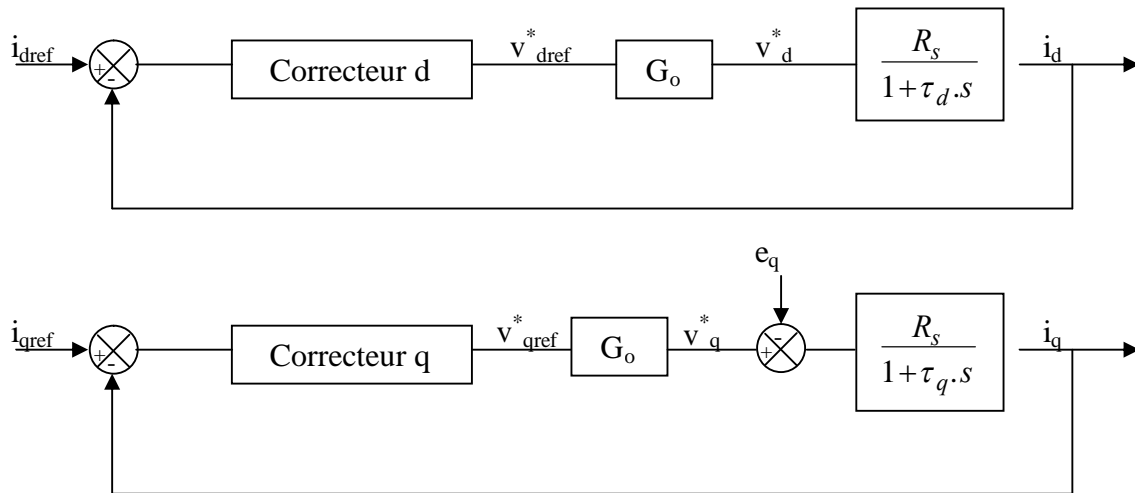


Figure V.9 Boucles de régulations découplées.

$$\tau_d = \frac{L_d}{R_s} \qquad \tau_q = \frac{L_q}{R_s} \qquad e_q = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot p \cdot \omega_r \cdot \psi_{sf}$$

$$G_o \cdot \begin{bmatrix} v_{dref}^* \\ v_{qref}^* \end{bmatrix} = R_s \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \cdot d \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} / dt + p \cdot \omega_r \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \psi_{sf} \end{bmatrix}$$

En fonctionnement normal, la boucle d'axe d doit suivre une référence constante (nulle ou non), alors que la boucle d'axe q doit suivre une référence variable (consigne de

couple). Par ailleurs, le f.e.m. e_q intervient en tant que perturbation dans la boucle i_q . Cette f.e.m. dépend de la vitesse de rotation et est donc lentement variable. Il est nécessaire d'assurer également une bonne réjection de cette perturbation. Le découplage permet de choisir les régulateurs, généralement de type P.I., en adoptant les mêmes principes que pour la machine à courant continu (méthode de l'optimum symétrique, compensation du pôle dominant, pôles alignés, etc...). L'erreur statique sur le couple est alors nulle. Il est toutefois nécessaire de connaître le modèle de la machine afin de mettre en œuvre cette commande, ce qui n'est pas toujours possible ou aisé. La mise au point de ces différents régulateurs est largement développée dans de nombreux ouvrages d'automatique.

V.1.5 Simulation :

Cette simulation a été faite en utilisant le logiciel de simulation Matlab/Simulink 6.5, initialement la machine démarrera à vide et à l'instant $t = 0.03s$ on applique un couple de charge de 1.5 N.m, et on a obtenu les résultats suivants :

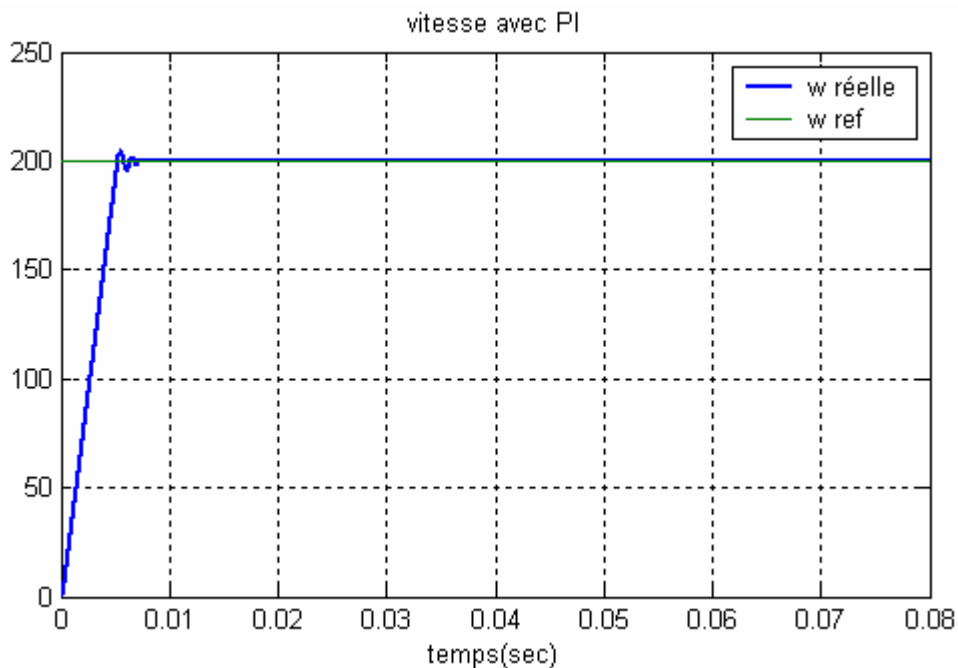


Figure.V.10 vitesse du MSAP obtenu par un régulateur PI.

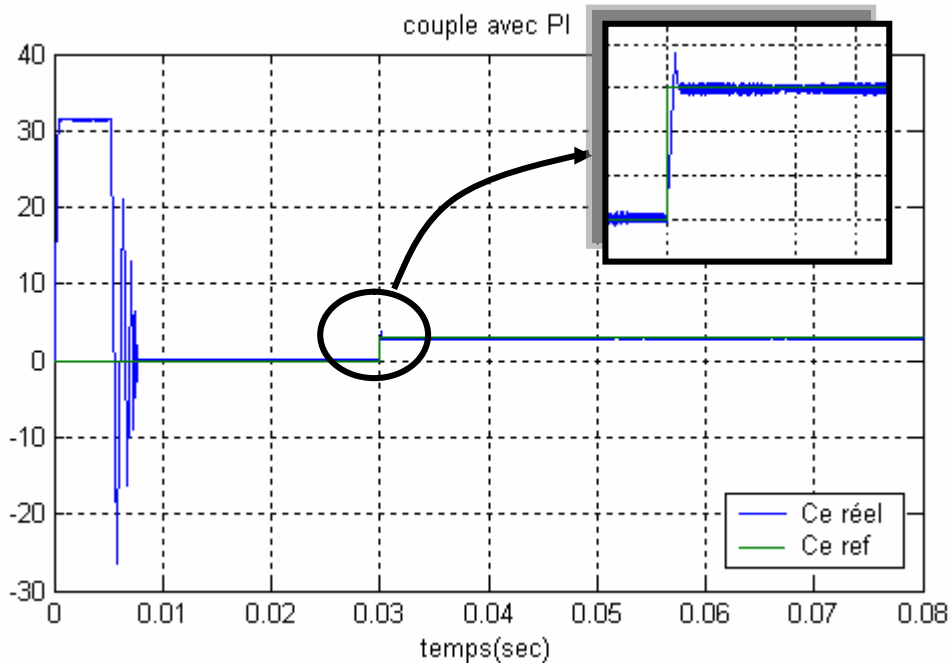


Figure.V.11 Couple électromagnétique du MSAP obtenu par un régulateur PI.

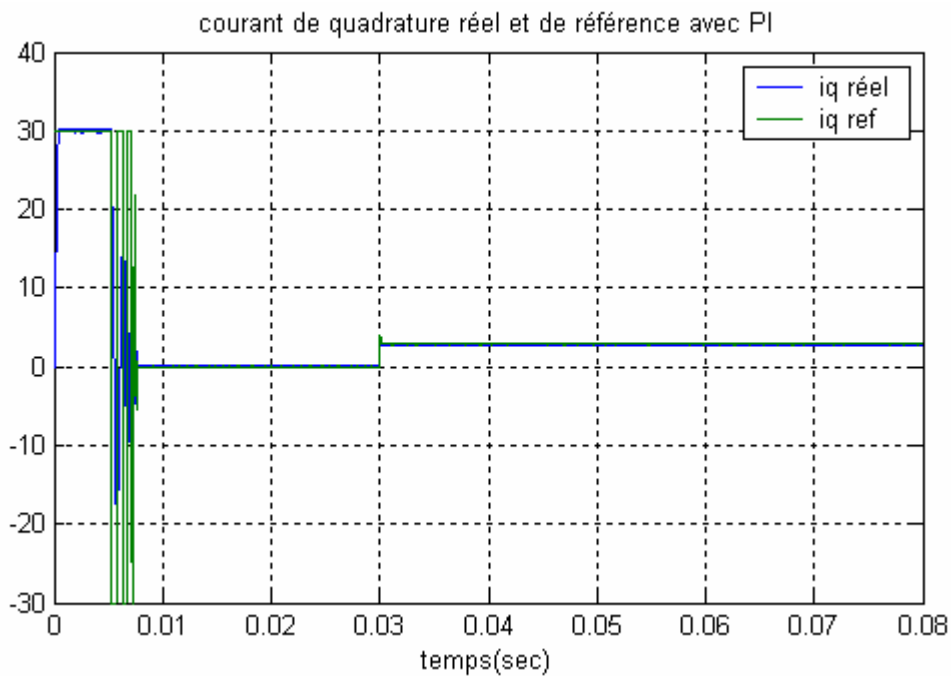


Figure.V.12 Courant de quadrature de référence et à la sortie du MSAP obtenu par un régulateur PI.

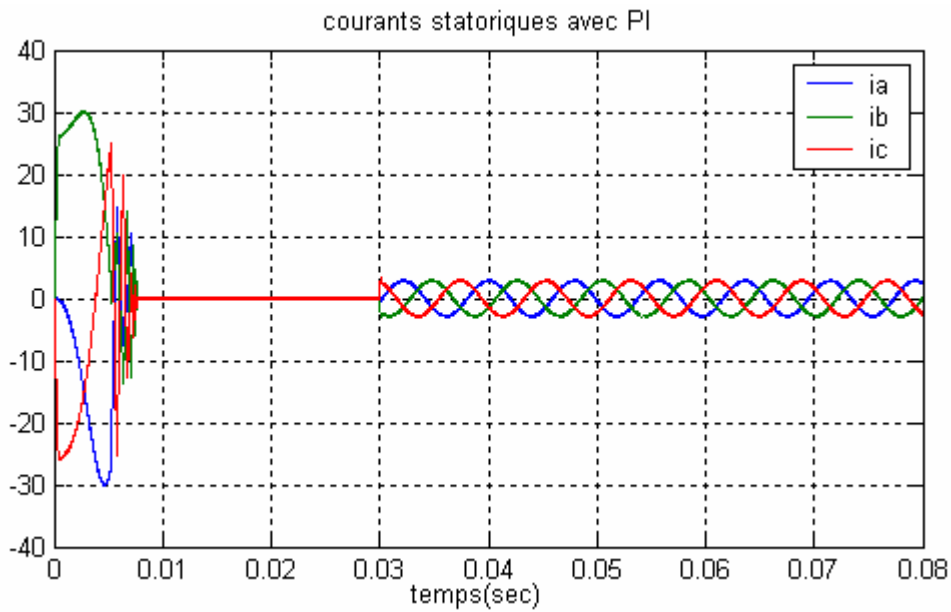


Figure. V.13 Courants statoriques des trois phases du MSAP obtenu par un régulateur PI.

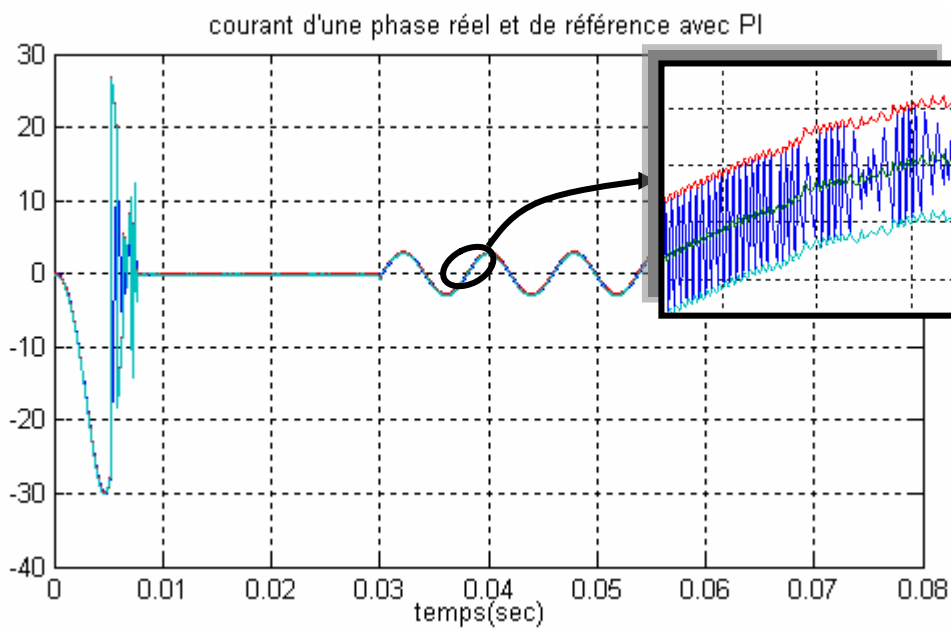


Figure. V.14 Courant statorique $i_a(t)$ de référence et à la sortie du MSAP obtenu par un régulateur PI.

V.2. Techniques "intelligentes" de commande

Dans ces dix dernières années, une nouvelle génération de contrôle basée sur l'"intuition" et le "jugement" a vu le jour. Les chercheurs l'ont nommé "contrôle intelligent" (IC).

Leur but principal étant de parvenir à un contrôle simple, adaptatif et performant. Ces contrôleurs offrent la possibilité d'obtenir la reproduction des dynamiques d'un système complexe non linéaire seulement à travers ces entrées / sorties, sans avoir recours à un modèle structurel. Ils peuvent exprimer des objectifs qui sont difficiles à exprimer mathématiquement.

Les plus communes de ces techniques sont la logique floue et les réseaux de neurones.

V.2.1 Régulation par réseau de neurones

V.2.1-1 Introduction

Cette partie a pour but d'étudier le remplacement du régulateur PI de la boucle de vitesse par un régulateur basé sur un réseau de neurones que nous appellerons simplement régulateur neuronal.

Nous utiliserons la possibilité d'apprentissage afin d'approcher la surface de commande du régulateur PI. On ne s'attend pas alors à une amélioration des performances du système, notre objectif est plutôt,

- d'étudier la faisabilité tant du point de vue de la méthode d'apprentissage que de celui de la structure du réseau de neurones à adopter,
- de rendre compte de la robustesse d'un tel régulateur au sein de la commande envisagée face à des variations de paramètres du système ou à sa mauvaise identification.

En général le but de la commande est d'utiliser des contrôleurs afin de forcer un système à suivre un comportement bien spécifié. Il y a une multitude de méthodes qui adoptent des contrôleurs classiques et qui donnent de bonnes performances dans le cas des systèmes linéaires comme le PID, RST, retour d'état, ... etc.

Mais quand il s'agit des systèmes non linéaires et c'est le cas de la plupart des systèmes réels, ces méthodes sont peu performantes, pour cela on a eu recours à des techniques plus évoluées qui s'adoptent bien à ce genre de systèmes.

Les réseaux de neurones occupent une bonne place parmi ces nouvelles techniques comme la logique floue, le neuro-floue, les algorithmes génétiques ...etc.

Ces dernières années, les réseaux de neurone artificiels sont beaucoup utilisés comme stratégies de commande dans de larges et diverses applications. Différentes façon de concevoir un contrôleur à base de réseaux de neurone ont été proposées, et sont un sujet actuel et important des dernières recherches.

Il y a deux approches de commande basée sur les réseaux de neurone:

- La commande directe : le mot " directe " signifie que le contrôleur est lui-même un réseau de neurone. L'implémentation est simple tandis que la conception est difficile impliquant un entraînement du réseau chaque fois qu'un paramètre est modifié. À quelques exceptions cette classe de conception exige que le modèle du système soit connu afin de concevoir le contrôleur.
- Commande indirect : Cette classe de conception est toujours basée sur un modèle. L'idée est d'employer un réseau de neurone pour modéliser le système à commander. Ce dernier est alors utilisé pour la conception du contrôleur. Le modèle est typiquement entraîné à l'avance, mais le contrôleur est conçu en ligne.

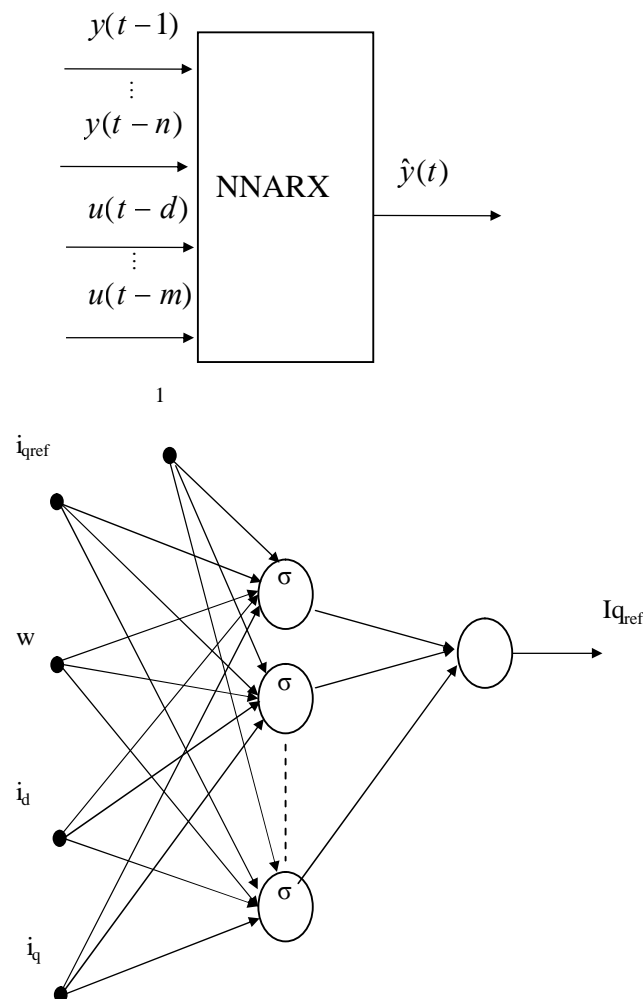


Figure. V.15 Structure de type NNARX du Réseau de neurone à deux couches

La sortie du réseau de neurone à deux couches est donnée par :

$$y_{MN} = \sum_{j=1}^{N_h} v_j \sigma \left(\sum_{k=1}^{N_i} w_{jk} \varphi_k + \theta_{w_j} \right) + \theta_v$$

Où $\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_{N_i}$ sont les entrées du réseau

$\sigma(\cdot)$ est une fonction d'activation sigmoïdal.

w_{jk} sont les poids des connections de la couche d'entrée et celle cachée.

v_j : sont les poids des connections entre la couche cachée et la couche de sortie.

θ_{w_j} et θ_v sont des biais.

N_i et N_h : sont les nombres de neurones dans la couche d'entrée et la couche cachée respectivement.

V.2.1-2 Apprentissage du réseau de neurone :

Dans le contexte de l'apprentissage des modèles, il est souvent difficile de quantifier avec exactitude le bon modèle, qui doivent être employés comme contrôleurs, le modèle inverse doit être validé d'une façon pour aboutir aux performances du système en boucle fermée. Le système en boucle fermée devrait avoir les performances désirées. Ceux-ci précisent une faiblesse sérieuse liée à la méthode de l'apprentissage généralisé : le critère exprime les objectifs pour réduire au minimum l'erreur entre la sortie du réseau et la séquence des entrées "réelles" de commande. Dans la pratique il n'est pas possible de réaliser une erreur de généralisation nulle et par conséquent le réseau aura certaines inexactitudes, donc une grande déviation entre la référence et la sortie du système quand le réseau est appliqué comme contrôleur. Le but est que la sortie du système devrait suivre un signal de référence. Il serait plus souhaitable de réduire au minimum un critère du type suivant

$$J(\theta, Z^N) = \frac{1}{2N} \sum_{t=1}^N [r(t) - y(t)]^2$$

Malheureusement la minimisation de ce critère n'est pas facile en hors-ligne (off-line), considérant que la sortie du système $y(t)$, dépend de la sortie du modèle inverse, inspiré par les algorithmes d'apprentissage récursifs que le réseau pourraient être formés pour réduire au minimum

$$J_t(\theta, Z^t) = J_{t-1}(\theta, Z^{t-1}) + [r(t) - y(t)]^2$$

C'est une approche en ligne et donc cette approche constitue un contrôleur adaptatif. Obtenir une méthode d'apprentissage basée sur ce critère n'est pas facile. Quelques approximations sont exigées pour rendre l'implémentation possible.

Supposons que J_{t-1} a été déjà minimiser, les poids sont ajustés à l'instant t selon

$$\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) - \mu \frac{de^2(t)}{d\theta},$$

Où $e(t) = r(t) - y(t)$, et

$$\frac{de^2(t)}{d\theta} = -\frac{dy(t)}{d\theta} e(t),$$

le gradient $\frac{dy(t)}{d\theta}$ peut être calculé selon la décomposition en série par

$$\begin{aligned} \frac{dy(t)}{d\theta} &= \frac{\partial y(t)}{\partial u(t-1)} \frac{du(t-1)}{d\theta} \\ &= \frac{\partial y(t)}{\partial u(t-1)} \left[\frac{\partial u(t-1)}{\partial \theta} + \sum_{i=1}^n \frac{\partial u(t-1)}{\partial y(t-i)} \frac{dy(t-i)}{d\theta} \right. \\ &\quad \left. + \sum_{i=2}^m \frac{\partial u(t-1)}{\partial u(t-i)} \frac{du(t-i)}{d\theta} \right] \end{aligned}$$

Il s'avère que le Jacobien du système $\frac{\partial y(t)}{\partial u(t-1)}$, est exigé. Il est généralement inconnu puisque le système est inconnu. Pour surmonter ce problème, un modèle du système est donc identifié pour fournir une estimation du Jacobien

$$\frac{\partial y(t)}{\partial u(t-1)} \approx \frac{\partial \hat{y}(t)}{\partial u(t-1)}$$

Le modèle identifié du système à été obtenu utilisant la structure NNARX. Plusieurs structures peut être employé : déterministe ou stochastique.

L'apprentissage spécialisée est habituellement reconnus dans Psaltis et autres (1988). Nous supposons que la dépendance des regressors sur les poids du réseau est ignorée

$$\frac{du(t-1)}{d\theta} = \frac{\partial u(t-1)}{\partial \theta}$$

L'algorithme d'apprentissage simplifié, qui apparaît selon cette approximation, dans un certain sens suit l'idée des méthodes récursives de régression pseudo-linéaires (PLR) Ljung (1999). Ces méthodes sont tous communes pour l'estimation récursive dans les contrôleurs adaptatifs. L'algorithme est plus simple pour mettre en application, la quantité de calculs exigés à chaque échantillon est réduite. Correspondant au état réel strictement positif pour la convergence des méthodes de PLR discutées en Ljung (1999), on doit supposer que, dans un sens semblable, il y a des limitations sur la convergence de l'algorithme simplifié.

V.2.1-3 Apprentissage spécialisé

L'architecture du contrôle neuronal par modèle de référence utilise deux réseaux de neurones : le contrôleur neuronale et le modèle neuronale, comme montré sur la figure 6. En premier lieu le système est identifié et on obtient un modèle neuronal, ensuite le

réseau contrôleur est entraîné à l'aide du modèle jusqu'à ce que la sortie du système suive la référence.

l'apprentissage généralisé d'un réseau est fait hors-ligne (off-line) pour réduire au minimum le critère suivant (q indique les poids dans le réseau) :

$$J_1(\theta) = \sum_t (u(t) - \hat{u}(t))^2$$

Une expérience est exécutée et un ensemble d'entrées et de sorties correspondantes sont stockés.

L'apprentissage spécialisée est un procédé *en ligne* lié à la commande adaptative par modèle de référence. L'idée est à réduire au minimum le critère :

$$J_2(\theta) = \sum_t (y_m(t) - y(t))^2$$

où

$$y_m(t) = \frac{q^{-1} B_m(q)}{A_m(q)} r(t)$$

Souvent l'apprentissage spécialisée atteint l'objectif directement parce qu'il, par opposition à l'apprentissage généralisée, essaye de former le réseau de sorte que la sortie du processus suive la référence. Pour cette raison, l'apprentissage spécialisée est particulièrement bien adaptée pour optimiser le contrôleur pour une trajectoire de référence prescrite. C'est un dispositif approprié dans beaucoup d'applications de robotique. En outre il est possible avec l'apprentissage spécialisée de faire un modèle inverse pour les processus qui ne sont pas linéaires.

l'apprentissage spécialisée doit être exécutée en ligne et il est ainsi beaucoup plus difficile dans la pratique que la l'apprentissage généralisée. Avant l'apprentissage du modèle inverse, un modèle "forward" du processus doit être formé.

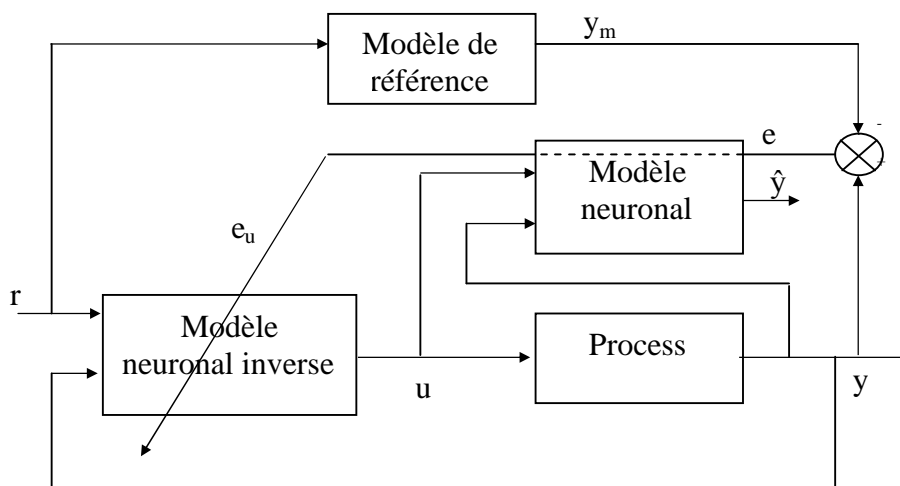


Figure. V.16 Apprentissage Spécialisé

À la différence de l'apprentissage généralisé la conception de contrôleur est basé sur un modèle quand l'apprentissage spécialisée est appliqué puisqu'un modèle du processus est exigé. Des détails selon le principe peuvent être trouvés dans Hunt & Sbarbaro (1991).

V.2.1-4 Simulation

Les deux réseaux sont des réseaux à deux couches avec 8 neurones dans la couche cachée : le premier à deux entrées, la sortie du contrôleur i_{qref} et la sortie du système, les entrées du deuxième réseau sont la sortie du système $w_{réel}$ et le signal de référence w_{ref} .

L'objectif est de faire l'apprentissage du contrôleur neuronal pour que la vitesse de la machine suive le modèle de référence

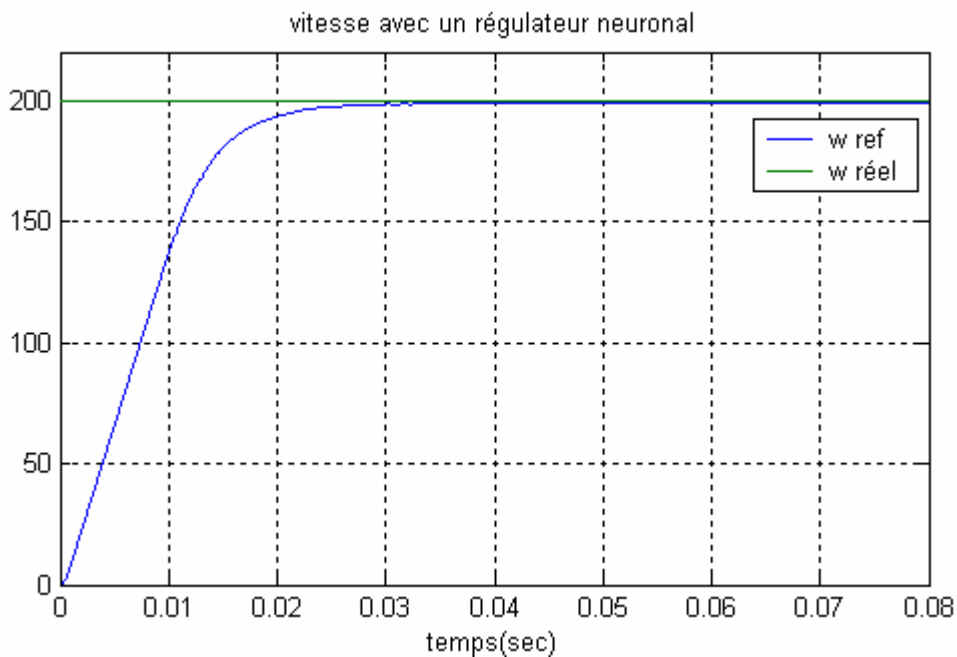


Figure. V.17 vitesse obtenu par un régulateur neuronal

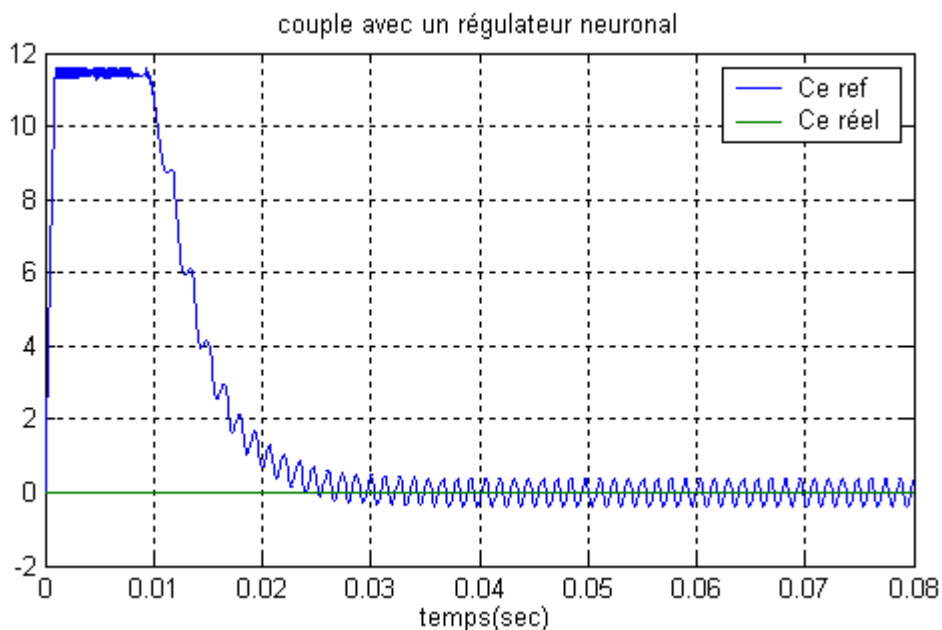


Figure. V.18 Couple électromagnétique obtenu avec le correcteur neuronal

V.2.2 Régulation par Logique Floue :

Dans cette partie, nous allons nous intéresser à la mise en œuvre d'un régulateur flou pour la commande d'une machine synchrone à aimants permanent.

Nous avons retenu pour le contrôleur :

- Une structure PI incrémentale (matrice d'inférence à deux dimensions).
- Un nombre limité à trois, cinq et sept ensembles flous pour chaque variable.
- Des variables d'entrée dont les fonctions d'appartenance des ensembles flous sont de formes triangulaires et trapézoïdales.
- Des gains variables à l'entrée et à la sortie du régulateur permettant d'ajuster son fonctionnement et de varier sa plage de sensibilité.

La logique floue est utilisée en régulation de bien des manières. Le régulateur peut être classique et rendu adaptatif par un superviseur flou ou alors être entièrement flou.

Par contre, la logique floue n'est pas utilisée pour la modélisation de systèmes rencontrés dans ce domaine puisqu'on estime que les équations de la physique conduisent à un modèle de connaissance suffisamment représentatif de la réalité dans le domaine du génie électrique.

V.2.1 Matrices d'inférences

Le régulateur admet pour chaque variable les trois ensembles flous N(négatif), Z(zéro) et P(positif). Les fonctions d'appartenance des variables floues de l'entrée se recouvrent à 1.

La matrice d'inférence utilisée est décrite par le tableau suivant :

dU		dE		
		N	Z	P
E	N	N	N	Z
	Z	N	Z	P
	P	Z	P	P

Table. V.1 matrice d'inférence à 3 ensembles flous

Dans le cas du régulateur à trois ensembles flous, les réglages se font surtout par l'action sur les facteurs d'échelle à l'entrée et à la sortie du régulateur. Par contre, si l'on passe à un nombre plus important d'ensembles flous, cinq par exemple, un choix plus large s'offre notamment sur la matrice d'inférence et la répartition des fonctions d'appartenance.

L'utilisation d'un procédé d'optimisation selon la méthode de Taguchi, permettait de réduire considérablement le nombre d'essais à faire pour trouver le réglage optimum. Leur méthode est basée sur une identification du système à partir d'une réponse en boucle ouverte à un échelon. Un choix est ensuite fait sur les valeurs discrètes que peuvent prendre les paramètres à optimiser (positions relatives des fonctions d'appartenance sur l'univers de discours, gains du régulateur...). Il s'ensuit des essais, avec des vecteurs de paramètres définis par les règles de Taguchi, nettement moins nombreux comparés au grand nombre de possibilités de réglage.

De toute évidence, cette approche, fort intéressante, ne s'applique qu'aux processus stables en boucle ouverte. De plus, il est tout aussi difficile de choisir les valeurs discrètes que peuvent prendre les paramètres (deux paliers pour chaque paramètre ont été choisis par les auteurs).

Enfin, un autre problème majeur, commun à tous les procédés d'optimisation automatique, est celui du choix du critère d'optimisation. L'IAE (Intégrale de l'Erreur Absolue), utilisé par Hissel et al. ; ne garantit pas la robustesse du système. Les travaux entrepris, visant à atténuer ce problème.

Comme nous pouvons le constater, il n'est pas facile de concevoir un régulateur flou à partir de règles et démarches complètement structurées au sens cartésien du terme. Il reste alors des méthodes permettant, à partir d'essais et d'erreurs, d'arriver à une construction "au mieux" d'un régulateur flou. La stratégie de régulation repose alors sur un ensemble de règles de décisions heuristiques ou de règles intuitives. C'est d'ailleurs ce que l'on essaye de représenter par l'approche logique floue.

Pur cela 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 restent bien sûr symétriques par rapport au zéro.

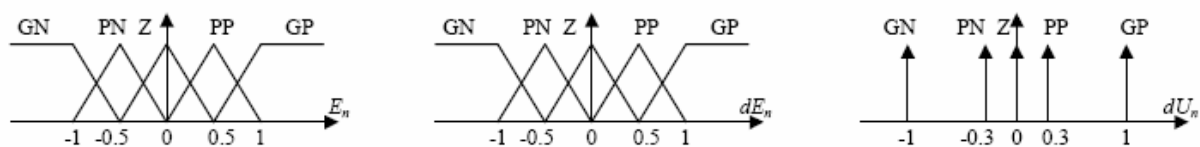


Figure V.19 Formes des fonctions d'appartenance

On notera que pour la variable de sortie dU_n , les fonctions d'appartenance 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 (I_{qref}) aura atteint sa valeur limite de saturation. Lorsque l'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 celle de l'ensemble "zéro", la réponse sera plus douce.

La matrice d'inférence utilisée est décrite par le tableau suivant :

dU		dE				
		GN	PN	Z	PP	GP
E	GN	GN	GN	PN	PN	Z
	PN	GN	PN	PN	Z	PP
	Z	GN	PN	Z	PP	GP
	PP	PN	Z	PP	PP	GP
	GP	Z	PP	PP	GP	GP

Table. V.3 matrice d'inférence à 5 ensembles flous

Et la matrice d'inférence à 7 ensembles est décrite par le tableau suivant :

dU		dE						
		GN	MN	PN	Z	PP	MP	GP
E	GN	GN	GN	GN	MN	PN	Z	Z
	MN	MN	MN	GN	PN	Z	Z	Z
	PN	MN	MN	PN	PN	Z	Z	Z
	Z	PN	PN	Z	Z	Z	PP	PP
	PP	Z	Z	Z	PP	PP	MP	MP
	MP	Z	Z	Z	MP	MP	PP	PP
	GP	Z	Z	PP	MP	GP	GP	GP

Table. V.5 matrice d'inférence à 7 ensembles flous

V.2.2 Simulation :

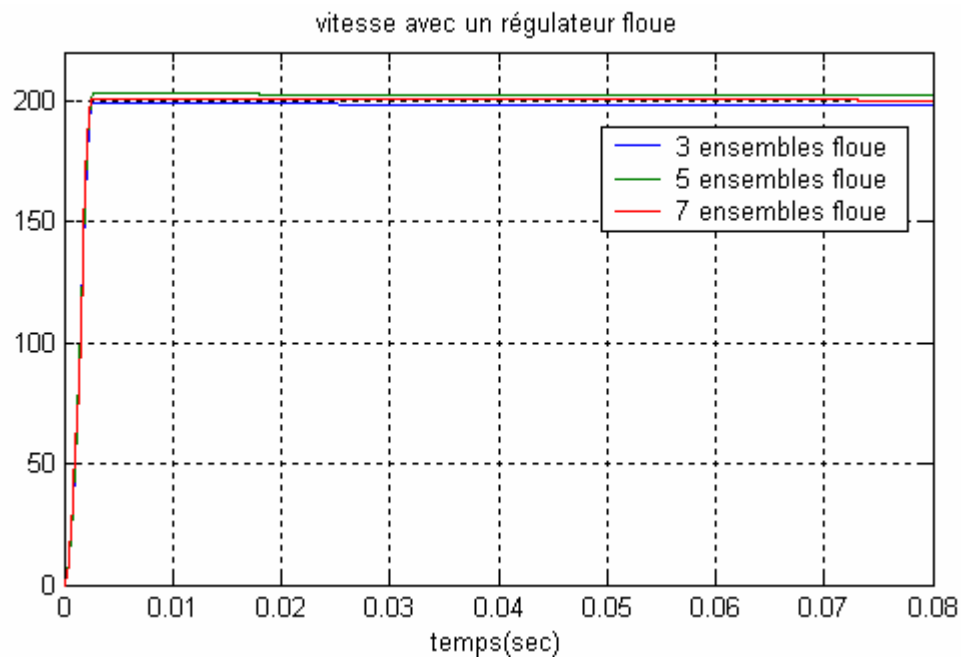


Figure. V.20 vitesse obtenu par un régulateur floue

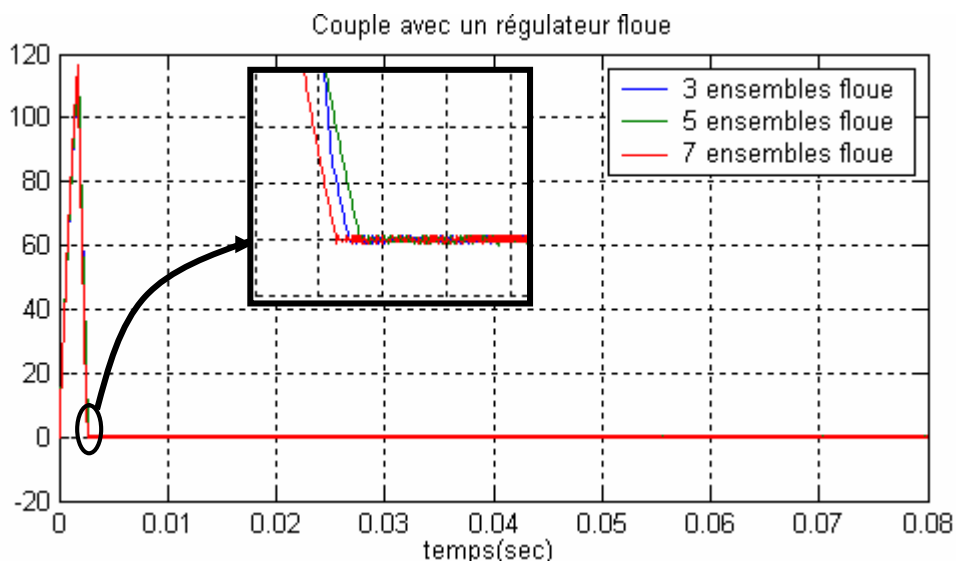


Figure. V.21 Couple électromagnétique obtenu par un régulateur floue

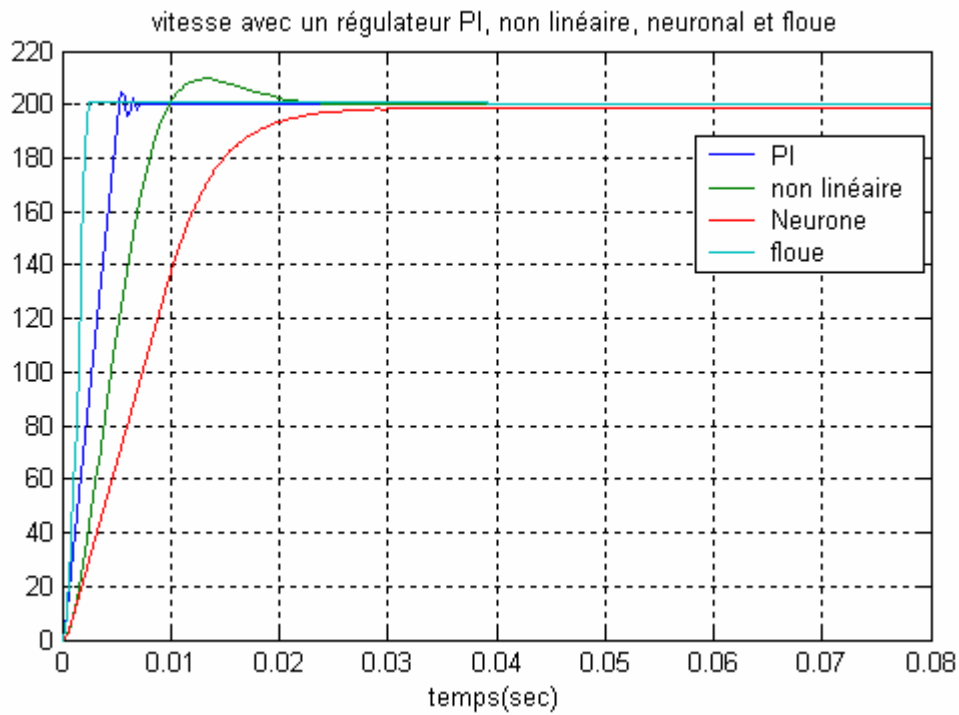


Figure. V.22 vitesse de rotation obtenu par un régulateur PI, non linéaire, neuronale et flou

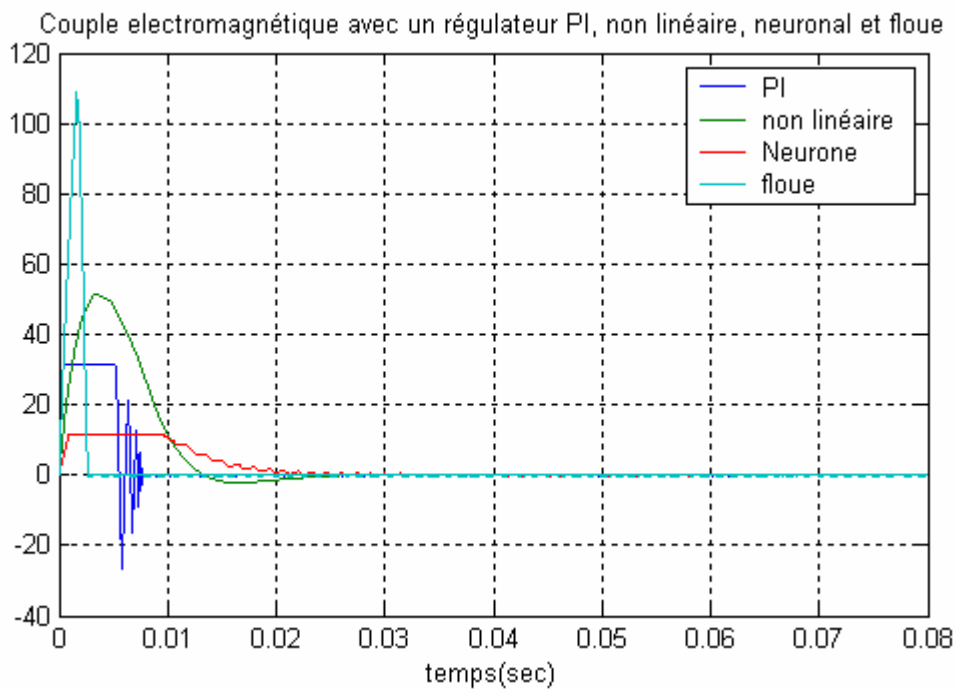


Figure. V.23 couple électromagnétique obtenu par un régulateur PI, non linéaire, neuronale et flou

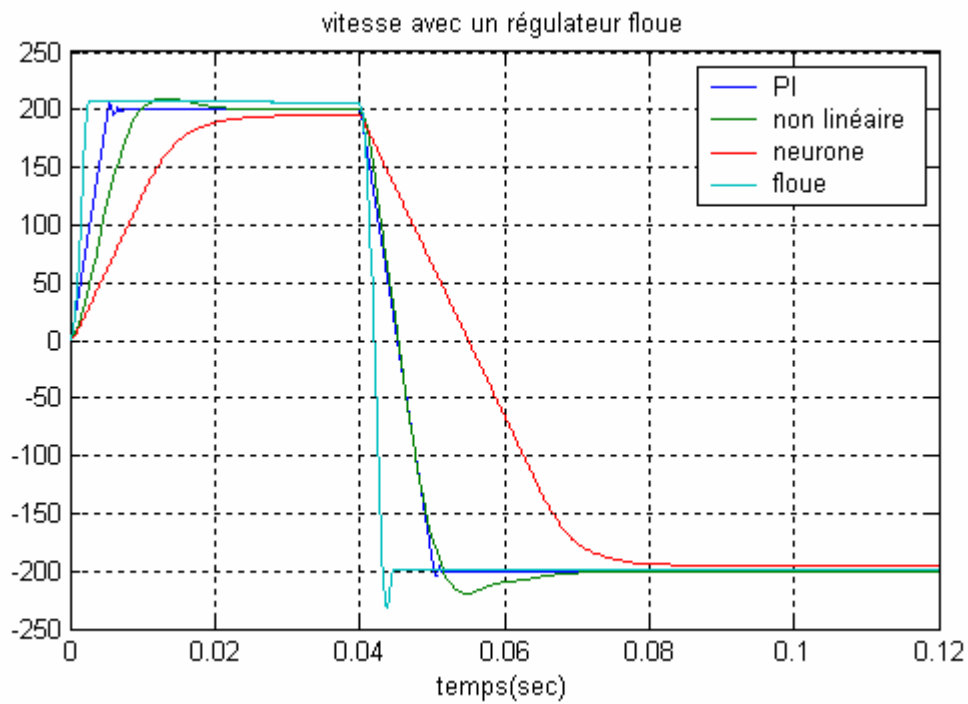


Figure. V.24 réponses obtenues à un inversement du sens de rotation à $t = 0.04s$ par un régulateur PI, non linéaire, neuronale et floue

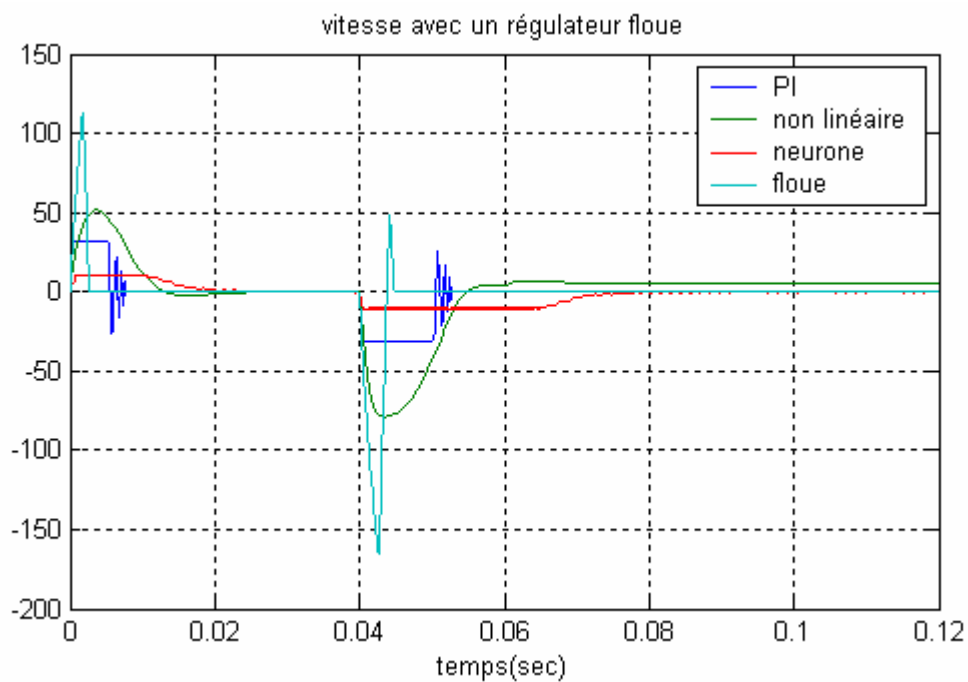


Figure. V.25 couple électromagnétique obtenues à un inversement du sens de rotation à $t = 0.04s$ par un régulateur PI, non linéaire, neuronale et floue

Conclusion :

Nous avons présenté dans ce chapitre, une commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents. Nous nous sommes intéressés au régulateur de vitesse et à l'impact que pouvait avoir son remplacement par un régulateur flou puis par un régulateur neuronal.

Ensuite une simulation des différents régulateurs a été présentée pour pouvoir comparer ou juger les techniques de l'IA (logique floue et réseaux de neurones) par rapport aux techniques conventionnelles présentées dans ce mémoire.

.

Conclusion générale

Le travail réalisé dans ce mémoire a été motivé principalement par l'utilisation croissante de nouvelles techniques de commande dans le domaine des machines à courant alternatif.

Du fait, de l'avènement des techniques intelligentes nous a motivé à étudier leurs intérêts dans le domaine des entraînements à vitesse variable. Cependant, après la modélisation de la Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP) les étapes suivantes ont fait l'objet de notre démarche ;

- Une commande en hystérésis avec un réglage PI de la vitesse
- Une conception d'un régulateur non linéaire avec deux types de commande : en courant et en flux.
- Un observateur pour estimer le couple de charge.
- un régulateur flou et neuronale ont été conçus pour pouvoir comparer ces techniques d'intelligences artificielles aux techniques conventionnelles conçues dans ce mémoire à savoir la régulation PI et le feedback linéarisation.

Il ressort, que les avantages sont capitaux et que par conséquent, à notre avis il est recommandé d'utiliser ces techniques pour des installations exigeantes de meilleures performances.

REFERENCE :

- [1] A. Aissa, "*Commande sans capteur de vitesse par dtc d'une achine synchrone à aimants permanents dotée d'un bservateur d'ordre complet à modes glissants*" mémoire de Mgister de l'université de Batna, Octobre 2005.
- [2] F. Khamar, "*Identification et commande de la machine synchrone à aimant permanent par les réseau de neurones*". mémoire de Mgister de l'université de Annaba.
- [3] G. Sturtzer, "*Modélisation et Commande des Moteurs Triphasés*", Ellipses Edition, Markty. S. A, 2000.
- [4] C. Carlos, "*Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC, Commande des Moteurs Asynchrone I*", Edition Hermes Science Europe, 2000.
- [5] 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 de l'université Honri Poincaré, Nancy-1, Janvier 1999
- [6] Julius Luukko, "*Direct torque control of permanent magnet synchronous machines – analysis and implementation*", Thèse de Doctorat de l'Université 172 p. Acta Universitatis Lappeenrantaensis 97 Diss. Lappeenranta University of Technology ISBN 951-764-438-8, ISSN 1456-4491
- [7] M. Bedboudi, "*Identification et commande par réseaux de neurones d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur MLI*". mémoire de Magister de l'université de Annaba 2001.
- [8] N. Mobarakeh, "*Commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants : méthodes, convergence, robustesse, identification en ligne des paramètres*". Thèse de Doctorat de l'Université de Téhéran, Iran, Décembre 2001.
- [9] La logique floue, *Laboratoire Analyse et Commande des Systèmes (LACS- Tunisie) avec le soutien de l'Agence Universitaire de la Francophonie*
- [10] I. Takahashi, and Y.Ohmori, "*High-Performance Direct Torque Control of an Induction Motor*", In Proceedings of IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.25, pp. 257-264, March/April 1989.
- [11] Zoran Mihailovic, "*Modeling and control design of vsi-fed PMSM drive Systems with active load*", thèse de Doctorat de l'université de Blacksburg, Virginia, Join 1998
- [12] Daniel Armando Liut, "*Neural-Network and Fuzzy-Logic Learning and Control of Linear and Nonlinear Dynamic Systems*", Phd in Engineering Mechanics, August 18th, 1999 Blacksburg, Virginia
- [13] Jan PERSSON, "*Innovative standstill position detection Combined with sensorless control of Synchronous motors*", these de Doctorat à l'école polytechnique fédérale de Lausanne, Lausanne, EPFL 2005.

- [14] Hsin-Yen Chao, “*Speed Sensorless Control of a Permanent Magnet Synchronous Motor using a Sliding Mode Observer*”, these de Doctorat de l’université de Cheng Kung, Tainan, Tawan, Republic of China, July 2004.
- [15] Bernadette Bouchon-Meunier, Préface de Lotfi Zadeh, « La logique floue et ses applications », Eddition Addison-wesley France, SA.
- [16] Henk SCHOLTEN. « Logique flou & régulation PID » Eddition Denis MEYER, août 1995.
- [17] Guy Séguier, « *Electronique de puissance* » 7^{ème} Eddition DUNOD.
- [18] Pawel Z. Grawbowski, Marian P. Kazmierkowski, Bimal K. Bose, and Frede Blaabjerg, “*A Simple Direct Torque Neuro-Fuzzy Control of PWM-Inverter-Fed Induction Motor Drive*”, IEEE Transactions on Industrial electronics, Vol.47, NO. 4, August 2000.
- [19] Jodouin, J-F., *Les réseaux de neurones; principes et définition*, Hermes, 1994, 124p.
- [20] B. Robyns, Y. Fu, F. Labrique et H. Buyse, "Commande numérique de moteurs synchrones h aimants permanents de faible puissance", J. Phys. III France 5 (1995) 1255-1268 AUGUST 1995, PAGE 1255
- [21] L. Tang, L. Zhong, M.F. Rahman and Y. Hu, “*A Novel Direct Torque Control Scheme for Interior Permanent Magnet Synchronous Machine Drive System with Low Ripple in Torque and Flux, and Fixed Switching Frequency*”, **2002** IEEE.
- [22] Giuseppe S. Buja and Marian P. Kazmierkowski “*Direct Torque Control of PWM Inverter-Fed AC Motors—A Survey*”, IEEE transactions on industrial electronics, vol. 51, no. 4, august 2004
- [23] Muhammed Fazlur Rahman, Md. Enamul Haque, Lixin Tang and Limin Zhong, “*Problems Associated With the Direct Torque Control of an Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor Drive and Their Remedies*”, IEEE transactions on industrial electronics, vol. 51, no. 4, august 2004