

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPOULAIRE
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

UNIVERSITE M'HAMED BOUGARA DE BOUMERDES

FACULTE DES HYDROCARBURES ET DE LA CHIMIE



Département Automatisation des procédés industriels et Electrification
Laboratoire de Recherche sur l'Électrification des Entreprises Industrielles
(L.R.E.E.I)

Mémoire de Magister

Spécialité : Génie Electrique
Option : Équipements Électriques industriels

Présenté par :

SEDDIKI Arezki

Ingénieur d'État en électrotechnique de l'UMMTO

Thème :

Contribution au contrôle direct du couple(DTC) d'une machine Asynchrone à cage Alimentée par un onduleur multiniveaux

Membre de Jury :

M ^r KHELIL M.H	Maître de conférences /A	Univ de Boumerdès (FSI)	Président
M ^r BOUMEDINE M/Saïd	Maître de conférences /B	Univ de Boumerdès (FHC)	Rapporteur
M ^{elle} NADJI Bécharia	Maître de conférences /A	Univ de Boumerdès (FHC)	Examineur
M ^r KHODJA D/Eddine	Maître de conférences /B	Univ de M'SILA	Examineur
M ^r KESRAOUI Mohamed	Maître de conférences /B	Univ de Boumerdès (FHC)	Examineur
M ^r HARRAR Mokhtar	Product Manager	ABB Power technologies	Invité

ملخص : نظرا للتطور في مجال إلكترونيك القدرة وإلكترونيك التحكم ، بالإمكان اليوم الحصول على آلات لاتزامنية ذات قدرات مماثلة لآلات التيار المستمر . لذلك هيكلية جديدة للتحكم بدون راصد ميكانيكي قد درست ، يعني التحكم المباشر في العزم (DTC) هذه الطريقة تقدم عددا هاما من الإيجابيات مقارنة مع هيكلية التحكم بتدفق مغناطيسي (FOC) مقارنة بالهيكلية الكلاسيكية بتوجيه تدفق الدوار التي تتطلب معدلات PI مولد النبضات (PWM) وتحويلات الإحداثيات . والتحكم المباشر للعزم يعتبر طريقة جد بسيطة ، لايتطلب إلا مقارنين للعزم والتدفق ، وبذلك تحصلنا على قدرات ديناميكية عالية للتدفق والعزم بهيكلية مرنة .

هدف هذا العمل هو دراسة هيكلية جديدة بدون راصد ميكانيكي للآلة اللاتزامنية للتمرير الميكانيكي بتغذية متعددة المستويات ،نقدم نشر مفهوم التحكم المباشر لعزم آلات اللاتزامنية (DTC) باستعمال موج ذي مستويين للتوتر، هذا النشر يعتمد على شعاع التوتر المولد من مختلف المنويات المستعملة لتغذية الآلة ،بذلك قيمة وسرعة دوران شعاع التدفق يمكن التحكم فيهما بكل حرية .سرعة فائقة للعزم وجدول التحويلات مضمن ممكن الحصول عليه بالاختيار اللائق لأشعة التوتر معتمد على قيمة التدفق والعزم.

من جهة أخرى تم تضمين هذه الهيكلية المغذاة بتوتر ثلاثي وثنائي المستويات على أساس المنطق الضبابي وناخب الشبكة العصبية .

كلمات مفتاحية : التحكم المباشر للعزم ،منوب متعدد المستويات ،النقطة الحياضية المتراوحة، الآلة اللاتزامنية ، التحكم بدون جهاز راصد ميكانيكي،تضمين إستراتيجية التحكم،المنطق الضبابي، الشبكة العصبية الاصطناعية.

Résumé : Grâce aux progrès de l'électronique de puissance et de commande, il est aujourd'hui possible d'obtenir des machines asynchrones aussi performantes que des machines à courant continu. Ainsi, une nouvelle structure de contrôle sans capteur mécanique est étudiée, il s'agit du Contrôle Direct du Couple (DTC). Cette technique présente de nombreux avantages par rapport à la structure classique de la commande vectorielle par flux orienté (FOC). En effet, alors que cette dernière nécessite généralement trois boucles de régulation PI, un générateur de courant à MLI et des transformations de coordonnées, la DTC n'exige qu'une paire de comparateurs à hystérésis pour effectuer un contrôle dynamique du flux et du couple. L'objectif de ce travail est l'étude d'une nouvelle structure du contrôle sans capteur mécanique de la machine asynchrone pour un entraînement électrique avec une source de tension multi niveaux. Pour cela, nous proposons une extension du concept de Commande Directe de Couple (DTC) d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur à deux niveaux, qui porte sur la génération du vecteur tension appliqué à la machine alimentée par un onduleur multi niveaux. Alors, l'amplitude et la vitesse de rotation du vecteur flux peuvent être contrôlées librement. A cet effet, une dynamique importante du couple et une table de commutation optimale peut être obtenue, la sélection adéquate des vecteurs tension est basée sur la valeur du flux statorique et du couple. D'autre part, une optimisation de l'algorithme DTC a été effectuée sur la base de la logique floue, et d'un sélecteur à base des réseaux de neurones artificiels.

Mots clés : Contrôle direct du couple, onduleurs multi niveaux à structure NPC, Moteur Asynchrone, Commande sans capteurs, Estimateurs de flux et de couple, logique floue, réseaux de neurones artificiels.

Abstract: Due to the development of power electronics and signal electronics, induction machine drives, can perform as good as DC drives. Thus, a new scheme of control without mechanical sensors is studied; it is about the Direct Torque Control (DTC). Compared to classical Field Oriented Control (FOC), which necessitates generally three feedback loops with PI regulators, a current-regulated PWM converter, and coordinate transformations, Direct Torque Control (DTC) uses only two hysteresis comparators to perform both torque and flux dynamic control. The object of this work is to study a new control structure for sensorless induction machine dedicated to electrical drives using a multilevel voltage source inverter (VSI). We propose to extend the Direct Torque Control concept using two level-inverter, this extension concerns voltage vector generation for an induction machine fed by multi-level inverter. Then, the amplitude and the rotating speed of the flux vector can be controlled freely. Both fast torque and optimal switching logic can be obtained. The adequate selection of the voltage vectors is based on the value of the stator flux and the torque. In another part, an optimization of the DTC algorithm been studied on the basis of the fuzzy logic, and neural network selector.

Key words: Direct Torque Control, Multi-Level Inverter Neutral-Point Clamped, Induction Motor, Sensorless Vector Control, and Flux and torque Estimators, Fuzzy Control, and neural network selector.

Remerciements

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

Je tiens à remercier Monsieur Mouh Said Boumedine, Maître de Conférences à l'Université de Boumerdès, de m'avoir accepté au sein de son équipe du Laboratoire de Recherche sur l'Electrification des Entreprises Industrielles (LREEI), pour ses encouragements soutenus et ses conseils précieux pour que ce travail soit bien réussi.

Je remercie vivement Monsieur KHELIL Mohamed El Hocine Maître de conférences à l'Université de Boumerdès, de m'avoir fait l'honneur de présider mon jury de soutenance.

Je tiens aussi à remercier Messieurs KESSRAOUI Mohamed Maître de conférences à l'Université de Boumerdès, M^{elle} NADJI Bécharia Maître de conférence à l'Université de Boumerdès, et Monsieur KHODJA Djallal Eddine Maître de conférences à l'université de M'Sila, pour leurs présence en qualité de membres de mon jury et pour l'intérêt qu'ils ont porté au présent travail.

A Monsieur R. ZAIMEDDINE, Maître de conférence à l'université de boumerdès, Je tiens à lui exprimer ma gratitude et ma reconnaissance, pour m'avoir fait initier sur la commande DTC.

Mes remerciements vont également à tous ceux qui de près ou de loin m'ont aidé à effectuer ce travail et plus particulièrement à Messieurs Youcef AIT AMRANE, Mokhtar HARRAR, et Mohammed BOUZID, de la division produit d'Automation du groupe ABB Algérie (ABB Power Technologie Spa), ainsi tous les personnels, sans oublier mes collègues en post-graduations.

Enfin, je remercie ma famille, qui m'a soutenu tout au long de mes études, mes respects les plus distingués à tous les enseignants qui ont contribué à ma formation à tous les niveaux.

.

DEDICACES

Je dédie ce travail à la mémoire de ma mère et celle de ma grande mère, à mes frères et sœurs, à ma famille et à mes amis (es).

Sommaire



Sommaire

Liste des figures

Liste des tables

Nomenclatures

Introduction générale.....1

CHAPITRE 1

MODELISATION ET SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE A CAGE

Introduction.....	5
1.1. Modélisation de la machine asynchrone.....	5
1.1.1. Présentation de la machine asynchrone.....	5
1.1.2. Problèmes posés par la machine asynchrone	5
1.1.3. Hypothèses simplificatrices.....	5
1.1.4. Modèle électrique.....	6
1.1.5. Modèle dynamique	6
1.1.6. Interprétation mathématique de la partie électrique.....	6
1.1.6.1. Équations des tensions.....	7
1.1.6.2. Équations magnétiques.....	7
1.1.6.3. Interprétation mathématique de la partie mécanique.....	8
1.2. Transformation triphasée biphasée – Application a la machine asynchrone.....	9
1.2.1. Principe de la transformation de Park	9
1.2.2. Illustration et convention de la transformation de Park.....	10
1.3. Modélisation dans le repère de Park	11
1.3.1. Équations électriques de la MAS.....	12
1.3.2. Équations magnétiques.....	12
1.3.3. Interprétation mathématique de la partie mécanique.....	12
1.3.4. Équations électromagnétiques.....	12
1.4. Choix du référentiel.....	12
1.4.1. Le repère (d, q) est lié au rotor (référentiel immobile par rapport au rotor).....	12
1.4.2. Le repère (d, q) est lié au champ tournant.....	12
1.4.3. Le repère (d, q) est lié au stator (fixe comme le stator)	13
1.4.4. Les équations de la machine asynchrone dans le repère lié au stator (α, β).....	14
1.5. Présentation du système par équations d'état.....	15
1.5.1. Le modèle de la machine alimenté en tension.....	16
1.6. Simulation de la machine asynchrone.....	16
1.6.1. Résultats de simulation de la MAS à vide.....	18
1.6.2. Résultats de simulation de la MAS en charge.....	19
1.6.3. Interprétation des courbes	20
Conclusion.....	20

CHAPITRE 2

MODELISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION MULTINIVEAUX

Introduction.....	22
2.1. Structures de conversion d'énergie multiniveaux.....	22
2.2. Onduleur de tension à deux niveaux.....	22
2.2.1. Présentation de l'onduleur.....	22
2.2.2. Notion de vecteur tournant.....	23
2.2.3. Modélisation vectorielle de l'onduleur.....	24
2.2.4. Transformation de Concordia des tensions.....	25
2.2.5. Valeurs atteinte par les tensions.....	26
2.3. Onduleur de tension à trois niveaux à structure NPC	27

2.3.1. Principe de la topologie NPC dans un onduleur à trois niveaux.....	27
2.3.2. Génération des trois niveaux de tension dans un onduleur NPC.....	28
2.3.3. Différentes configurations d'un bras d'un onduleur à trois niveaux.....	30
2.3.4. Commandabilité d'un bras d'un onduleur à trois niveaux.....	31
2.3.5. Modèle de connaissance de l'onduleur à trois niveaux.....	31
2.3.6. Fonction de connexion des demi-bras.....	32
2.3.7. Fonction de conversion.....	32
2.3.8. Tensions composées.....	33
2.3.9. Valeurs atteintes par les tensions de l'onduleur à trois niveaux	34
Conclusion.....	36

CHAPITRE 3

CONTRÔLE DIRECT DU COUPLE DE LA MAS ALIMENTEE PAR UN ONDULEUR MULTINIVEAUX

Introduction.....	38
3.1. Principe générale de la commande directe du couple (DTC) selon TAKAHASHI.....	38
3.1.1. Stratégie de commande directe du couple.....	38
3.1.2. Contrôle du vecteur flux statorique.....	39
3.1.3. Contrôle du couple électromagnétique.....	41
3.1.4. Sélection du vecteur tension	39
3.2. Structure de la commande directe du couple de la MAS.....	42
3.2.1. Estimation du flux statorique.....	41
3.2.2. Détermination du secteur d'évolution du vecteur flux statorique.....	43
3.2.3. Élaboration du correcteur du flux	45
3.2.4. Estimation du couple électromagnétique.....	45
3.3. Élaboration du correcteur du couple électromagnétique.....	46
3.3.1. Correcteur du couple à deux niveaux.....	46
3.3.2. Correcteur du couple à trois niveaux	46
3.4. Stratégies de commutation dans la commande directe du couple.....	47
3.5. Élaboration de table de commutation.....	48
3.6. Structure générale du contrôle direct du couple (DTC).....	48
3.7. Amélioration de la commande DTC-Application d'un onduleur NPC à trois niveaux.....	49
3.7.1. Détermination des secteurs angulaires.....	49
3.7.2. Description de la structure du contrôle direct du couple à trois niveaux.....	50
3.7.3. Élaboration du control amélioré du flux et du couple électromagnétique.....	51
3.7.4. Approche de sélection des vecteurs tension (table de commutation).....	52
3.7.5. Simulation et discussion.....	53
3.7.5.1. MAS alimentée par un onduleur à deux niveaux de tension.....	54
3.7.5.2. MAS alimentée par un onduleur de tension NPC à trois niveaux... ..	56
3.7.6. Interprétation des résultats.....	55
Conclusion.....	58

CHAPITRE 4

CONTRÔLE DIRECT DU COUPLE DE LA MAS ALIMENTEE PAR UN ONDULEUR MULTINIVEAUX A BASE DE LOGIQUE FLOUE

Introduction.....	61
4.1. Historique de la logique floue.....	61
4.2. Principe de la logique floue.....	61
4.2.1. Variables linguistiques.....	61

4.2.2. Les ensembles flous et les Fonctions d'appartenance	62
4.2.3. Propriétés des ensembles flous.....	60
4.2.4. Opérateurs en logique floue.....	64
4.2.4.1. Opérateur NON.....	64
4.2.4.2. Opérateur ET.....	64
4.2.4.3. Opérateur OU.....	64
4.2.5. Règles d'inférence	65
4.3. Structure d'un régulateur flou.....	65
4.3.1. Fuzzification	66
4.3.2. Base de règles et inférence floue	66
4.3.2.1. Base de règle.....	66
4.3.2.2. Inférences floues	66
4.3.2.3. Mécanisme d'inférence.....	68
4.3.2.4. Différents types de contrôleur.....	69
4.3.2.4.1. Contrôleur de type Mamdani	69
4.3.2.4.2. Contrôleur de type Larsen.....	69
4.3.2.4.3. Contrôleur de type Zadeh.....	69
4.3.3. Défuzzification	70
4.3.3.1. Méthode du centre de gravité	70
4.3.3.2. Méthode des hauteurs pondérées.....	70
4.3.3.3. La méthode de la moyenne des maxima.....	71
4.4. Les étapes de conception d'un système flou.....	71
4.4.1. Définition des variables du système.....	71
4.4.2. Choix de la partition floue.....	71
4.4.3. Choix des fonctions d'appartenances.....	71
4.5. Architecture d'une commande floue.....	71
4.6. Application de la logique floue au contrôle direct du couple de la MAS.....	72
4.6.1. Stratégie de fuzzification.....	72
4.6.1.1. Cas d'une alimentation avec un onduleur à 2 niveaux.....	72
4.6.1.2. Cas d'une alimentation avec un onduleur à 3 niveaux.....	72
4.6.2. Calcul de la loi de commande (règles de contrôle).....	74
4.6.3. Déffuzzification.....	75
4.7. Résultats de simulation et discussion.....	76
4.7.1. MAS alimentée par un onduleur à deux niveaux de tension.....	76
4.7.2. MAS alimentée par un onduleur de tension NPC à trois niveaux.....	78
4.8. Interprétation	81
Conclusion	81

CHAPITRE 5

CONTRÔLE DIRECT DU COUPLE DE LA MAS ALIMENTEE PAR UN ONDULEUR MULTINIVEAUX A BASE DE RESAUX DE NEURONES ARTIFICIEL

Introduction.....	83
5.1. Historique des réseaux de neurones.....	83
5.2. Fonctionnement général d'un réseau de neurones.....	83
5.2.1. Définition.....	84
5.2.2. Anatomie du neurone.....	84
5.2.2.1. Le corps cellulaire.....	84
5.2.2.2. Les dendrites.....	84
5.2.2.3. L'axone.....	85
5.2.3. Fonctionnement d'un neurone biologique.....	85
5.2.4. Le neurone Formel.....	85

5.2.6. Différentes fonctions d'activation	86
5.2.7. Modélisation d'un réseau de neurones.....	87
5.3. Architectures des réseaux de neurones.....	88
5.3.1. Les réseaux "FEED-FORWARD"	88
5.3.1.1. Les perceptrons.....	88
5.3.1.1.1. Les Perceptrons monocouche.....	88
5.3.1.2. Les perceptrons multicouches (PMC).....	89
5.3.1.3. Les réseaux à fonction radiale.....	89
5.3.2. Les réseaux «FEED-BACK ».....	89
5.3.2.1. Réseau auto-associatif (réseau de Hopfield).....	90
5.3.2.2. Les cartes auto-organisatrices de Kohonen.....	90
5.4. Processus d'apprentissage.....	90
5.4.1. Type d'apprentissage.....	90
5.4.1.1. Le mode supervisé	91
5.4.1.2. Le mode non-supervisé (ou auto-organisationnel)	91
5.4.1.3. Le mode hybride.....	91
5.4.1.4. Le mode semi-supervisé (renforcement).....	91
5.5. Règles d'apprentissage.....	91
5.5.1. Règle de correction d'erreurs.....	92
5.5.2. Apprentissage par la règle de HEBB.....	93
5.5.3. Règle d'apprentissage par compétition.....	93
5.6. Algorithmes d'apprentissage.....	94
5.6.1. Algorithmes de rétropropagation.....	94
5.6.2. La phase d'apprentissage	95
5.6.3. Estimation de la performance	95
5.6.4. Méthodes d'optimisation du second ordre.....	95
5.7. Application des réseaux de neurones à la commande DTC de la MAS.....	96
5.7.1. Principe ANN-DTC.....	96
5.7.2. Etape de construction du réseau de neurone.....	96
5.7.2.1. Structure du sélecteur neuronal.....	96
5.7.2.2. Déroulement de l'apprentissage.....	96
5.7.2.3. Structure générale du contrôle (DTC-RNA).....	97
5.8. Résultats de la simulation numérique	90
5.8.1. MAS alimentée par un onduleur à deux niveaux de tension.....	96
5.8.2. MAS alimentée par un onduleur à trois niveaux de type NPC.....	100
5.9. Interprétation des résultats.....	102
Conclusion.....	102
Conclusion générale.....	104
Bibliographies	
Annexe	

MAS	Machine Asynchrone
a, b, c	Indices correspondant aux trois phases (a), (b) et (c).
s, r	Indices correspondant aux grandeurs statoriques et rotoriques.
V_s, V_r	Tensions statorique et rotorique ;
α, β	Indices correspondant au référentiel lié au stator.
l_s, l_r	Inductances propres des phases statorique et rotorique
L_s, L_r	Inductances cycliques statorique et rotorique
$M_{sr} = \sqrt{3/2} M_{rs}$	Inductances mutuelles stator- rotor/rotor-stator
C_e	Couple électromagnétique.
ω	Vitesse électrique du rotor par rapport au stator
ω_e	Vitesse du champ tournant
R_s, R_r	Résistance statorique et rotorique.
V_s	Vecteur tension
X_0	Composante homopolaire
T_s	Constante de temps statorique.
T_r	Constante de temps rotorique.
Ω	Vitesse de rotation mécanique du rotor.
ω_r	Vitesse de rotation électrique du rotor
θ_s	Angle entre la phase statorique et l'axe direct d.
θ_r	Angle entre les phases rotorique et statorique.
ω_e	Vitesse électrique du champ tournant.
DTC	Contrôle direct du couple, en Anglais (Direct torque control)
FOC	Contrôle par flux orienté, en Anglais (field Oriented Control)
p	Nombre de paires de pôles.
σ	Coefficient de dispersion.
$l_s \sigma$	Inductance de fuite cyclique
J	Moment d'inertie total.
(X)	vecteur d'état
(U)	Vecteur de commande.
[A]	Matrice fondamentale qui caractérise le système.
[B]	Matrice d'application de la commande.
K_f	Coefficient de frottement visqueux.
g	Glissement.
U_d	Tension continue d'entrée de l'onduleur.

T_e	Période d'échantillonnage.
NPC	convertisseur clampé par le neutre en Anglais (Neutral-Point-Clamped).
MLI	Modulation de largeur d'impulsion
γ	Angle entre le flux statorique et le flux rotorique.
φ_{ref}	Référence du flux.
C_{ref}	Référence du couple.
cflx	Grandeur de sortie du correcteur de flux.
Ccpl	Grandeur de sortie du correcteur de couple.
θ	Numéro de zone de position du flux statorique.
μ_A	Fonction d'appartenance.
$S(A)$	Support d'un ensemble flou A.
$hgt(A)$	Hauteur d'un ensemble flou A.
$C(A)$	Noyau d'un ensemble flou A.
RNA	Réseau de neurone artificiel
W_i	Poids synaptiques.
W_0	Biais
PMC	Perceptron multicouches.
η	Taux d'apprentissage

Les autres symboles utilisés sont définis dans le texte.

Liste des figures

Figure (1.1) Schéma équivalent de la machine asynchrone ramenée au primaire.

Figure (1.2) Représentation schématisée d'une Machine Asynchrone triphasée

Figure (1.3) représentation de la machine asynchrone triphasée et biphasée équivalente

Figure (1.4) modèle diphasé dans les axes (α , β) fixes par rapport au stator

Figure (1.5) Schéma bloc de la MAS alimentée par un réseau triphasé équilibré

Figure (1.6) Transformation triphasée-biphasée (tensions et courants)

Figure (1.7) Simulation de la machine asynchrone à vide

Figure (1.8) Simulation de la machine asynchrone en charge ($C_r=10\text{NM}$ à $t=0.6\text{sec}$)

Figure (2.1) Onduleur de tension triphasé alimentant une machine à courant alternatif

Figure (2.2) Définition du vecteur champ tournant

Figure (2.3) Représentation géométrique dans le repère (α, β), des tensions de l'onduleur à deux niveaux

Figure (2.4) Schéma d'un onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC

Figure (2.5) structure d'un bras d'un onduleur NPC à trois niveaux

Figure (2.6) configuration possible d'un onduleur à trois niveaux NPC

Figure (2.7) Génération des trois niveaux dans un onduleur NPC

Figure (2.8) Représentation des 18 vecteurs et leurs configurations

Figure (3.1) Évolution de l'extrémité de Φ_s .

Figure (3.2) Évolution du flux stator lors de l'application d'une tension

Figure (3.3) Variation du flux, exemple de sélection du vecteur tension V_3

Figure (3.4) Vecteur flux stator, rotor et flux de fuites

Figure (3.5) Choix du vecteur tension

Figure (3.6) Variation du flux statorique

Figure (3.7) Secteur d'évolution du vecteur flux statorique

Figure (3.8) Correcteur du flux à hystérésis (deux niveaux)

Figure (3.9) Correcteur du couple à hystérésis à trois niveaux.

Figure (3.10) Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple.

Figure (3.11) Représentation des 12 secteurs et les 19 vecteurs tension

Figure (3.12) Représentations des grands vecteurs tension

Figure (3.13) Exemple d'évolution de l'extrémité de Φ_s pour $R_s I_s$ négligeable

Figure (3.14) Fonction de sortie du correcteur du flux.

Figure (3.15) Fonction de sortie du correcteur du couple.

Figure (3.16) Résultats de simulation pour une réponse nominale du flux et du couple de 0.9wb et 9NM

Figure (3.17) Réponse du couple et du courant statorique à un échelon de couple en inverse (9N.m à -9N.m)

Figure (3.18) Réponse du couple et du courant statorique direct pour une consigne de couple variable en rampe de 4.5N.m à 9N.m

Figure (3.19) Réponse du flux, du couple pour une consigne de couple variable en échelon entre 4.5N.m et 9N.m

Figure (3.20) Résultats de simulation pour une réponse nominale du flux et du couple de 0.9wb et 9Nm

Figure (3.21) Réponse du couple et du courant statorique à un échelon de couple en inverse (9N.m à -9N.m)

Figure (3.22) Réponse du couple et du courant statorique direct pour une consigne de couple variable en rampe de 4.5N.m à 9N.m

Figure (3.23) Réponse du couple et du flux pour une consigne de couple variable en échelon entre 4.5N.m et 9N.m

Figure (4.1). Différentes fonctions d'appartenances

Figure (4.2). Fonction d'appartenance triangulaire

Figure (4.3). Fonction d'appartenance trapézoïdale

Figure (4.4). Opérateurs logiques

Figure (4.5). Configuration interne d'un contrôleur flou

Figure (4.6). Méthode d'inférence max-min pour deux variables d'entrées et deux règles

Figure (4.7) Architecture d'une commande floue

Figure (4.8) Fonctions d'appartenances des variables d'entrée

Figure (4.9). Fonctions d'appartenances des variables de sortie

Figure (4.10) Table de commutation à base de logique floue

Figure (4.11) Nouvelle approche du contrôle direct du couple à base de logique floue

Figure (4.12) Résultats de simulation pour une réponse nominale du flux et du couple de 0.9wb et 9 Nm

Figure (4.13) Réponse du couple et du courant statorique à un échelon de couple en inverse (9N.m à -9N.m)

Figure (4.14) Réponse du couple et du courant statorique à un échelon de couple en inverse (9N.m à -9N.m)

Figure (4.15) Réponse du flux et du couple pour une consigne de couple variable en échelon entre 4.5N.m et 9N.m

Figure (4.16) Résultats de simulation pour une réponse nominale du flux et du couple de 0.9wb et 9 Nm

Figure (4.17) Réponse du couple et du courant statorique à un échelon de couple en inverse (9N.m à -9N.m)

Figure (4.18) Réponse du couple et du courant statorique direct pour une consigne de couple variable en rampe de 4.5N.m à 9N.m

Figure (4.19) Réponse du flux et du couple pour une consigne de couple variable en échelon entre 4.5N.m et 9N.m

Figure (5.1) Neurone biologique

Figure (5.2). Neurone formel.

Figure (5.3) Symboles de neurones à fonction d'activation sigmoïde et linéaire

Figure (5.4) Schéma général d'un réseau de neurones

Figure (5.5) Perceptron –modèle de ROSENBLATT

Figure (5.6) Structure d'un perceptron multicouches à p entrées, n couche cachée, q sorties.

Figure (5.7) Un réseau auto-associatif à 4 neurones-la sortie de chaque neurone est connectée avec tous les autres neurones.

Figure (5.8) Architecture du réseau de neurone

Figure (5.9) Erreurs quadratique moyenne (EQMA)

Figure (5.10) Modèle de simulation et structure de DTC à base des réseaux de neurones

Figure (5.11) Résultats de simulation pour une réponse nominale du flux et du couple de 0.9wb et 9 NM

Figure (5.12) Réponse du couple et du courant statorique à un échelon de couple en inverse (9N.m à -9N.m)

Figure (5.13) Réponse du couple et du courant statorique direct pour une consigne de couple variable en rampe de 4.5N.m à 9N.m

Figure (5.14) Réponse du flux, du couple pour une consigne de couple variable en échelon entre 4.5N.m et 9N.m

Figure (5.15) Résultats de simulation pour une réponse nominale du flux et du couple de 0.9wb et 9 NM

Figure (5.16) Réponse du couple et du courant statorique à un échelon de couple en inverse (9N.m à -9N.m)

Figure (5.17) Réponse du couple et du courant statorique direct pour une consigne de couple variable en rampe de 4.5N.m à 9N.m

Figure (5.18) Réponse du flux, du couple pour une consigne de couple variable en échelon entre 4.5N.m et 9N.m

Liste des tables

Tableau (2.1) Valeurs atteintes par les tensions

Tableau (2.2) Phase de fonctionnement d'un onduleur NPC à trois niveaux

Tableau (2.3) Résultat de la troisième commande

Tableau (2.4) Valeurs atteintes par les tensions

Tableau (3.1) Variation de flux et du couple due à l'application d'un vecteur tension V_i

Tableau (3.2) Tableau de localisation selon TAKAHASHI pour le réglage du flux et le couple

Tableau (3.3) Localisation pour le réglage du flux et le couple

Tableau (5.1) Fonctions d'activations $a = f(n)$

Introduction Générale

Introduction générale

La plupart des processus industriels font largement appel à des moteurs électriques pour assurer l'entraînement. En fonction des applications, ces moteurs sont de divers types et les performances exigées sont largement variables. Par conséquent, ces moteurs doivent répondre de manière efficace à des variations de consignes (vitesse, position, couple) et cela, dans une large gamme de variations du point de fonctionnement. De ce fait, on doit avoir un accès direct et immédiat au couple, afin de le contrôler de manière rapide et appropriée pour mieux adapter le moteur aux exigences imposées, tout en garantissant la stabilité, la rapidité et le rendement le plus élevé possible.

Le développement des différentes méthodes de commande du moteur asynchrone est justifié par le besoin de prendre en compte sa structure non linéaire. C'est d'ailleurs pour cette raison, en dépit de son plus faible coût, de son encombrement moindre et de sa fiabilité accrue du point de vue maintenance, que l'industrie a ses préférences par rapport au moteur à courant continu vu ces avantages, une méthode de commande pour ce moteur, qui se ramenait à une structure de commande linéaire par l'hypothèse dite d'orientation du flux (FOC), a été proposée par Blaschke en 1972.

Problématique

Ceci dit, cette méthode est restée peu exploitée jusqu'au début des années 80, mais avec l'évolution de l'électronique de puissance et les progrès réalisés dans la technologie des semi-conducteurs, la microélectronique, ont permis son utilisation dans les variateurs industriels actuels. Cependant, l'expérience a montré les faiblesses de cette méthode (FOC) face aux incertitudes de paramètres, qu'ils soient mesurés, comme la vitesse des moteurs, ou qu'ils varient en cours de fonctionnement, comme les résistances du stator et du rotor. Par ailleurs, la commande des moteurs électriques s'est révélée être un champ d'application des méthodologies de l'automatique non linéaire, développées depuis les années 70. En effet, la modélisation des moteurs à courant alternatif est bien maîtrisée, elle se traduit par des modèles non linéaires caractérisés par un nombre limité de variables d'état.

Contraintes

Dans le même cours du temps, l'évolution rapide des techniques de fabrication des dispositifs à semi-conducteurs et l'orientation des concepteurs vers la technologie des composants hybrides tels que l'IGBT ont permis de développer de nouvelles structures d'onduleurs d'une grande performance par rapport aux structures classiques, en l'occurrence, les onduleurs multiniveaux. Ils sont mieux adaptés aux applications de grandes puissances parce qu'ils réduisent les contraintes dues aux phénomènes de commutation sollicitant les interrupteurs, permet la réalisation de commandes de plus en plus sophistiquées telles que la commande par linéarisation entrées-sorties, commande prédictive, et la commande directe du couple (DTC) qui représente le thème de notre travail.

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. C'est une commande concurrentielle des

méthodes classiques, basées sur une alimentation par un onduleur à *MLI* (modulation de largeur d'impulsions) et sur un découplage flux /couple par orientation du champ magnétique statorique. Ces dernières années Cette technique de commande connaît un développement important notamment avec l'évolution de l'intégration des techniques nouvelles de l'intelligence artificielle telles que, les réseaux de neurones, la logique floue, les algorithmes génétiques,...etc. L'absence de modulateur explique en partie les temps de réponse dix fois plus courts de la commande DTC par rapport au contrôle vectoriel de flux. Par ailleurs, cette commande réalise une orientation rapide du flux sans retour capteur car le flux moteur est obtenu par modélisation mathématique très poussée du moteur pour calculer son couple et le flux statorique.

Objectif

Notre travail dans ce présent mémoire a pour objectif d'une part, la commande sans capteur (DTC) d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à trois niveaux de type NPC, destinées aux applications de type traction électrique, fonctionnant avec les meilleures performances possibles, et d'autre part l'application des techniques de l'intelligence artificielle, parmi lesquelles, l'application de la logique floue et les réseaux de neurones artificiels, qui ont investi de nombreux domaines de l'électrotechnique ces dernières années, afin, de réduire les oscillations de couple et les bruit acoustique.

Approche de l'étude

Les volets principaux de ce mémoire peuvent être résumés comme suit :

Le premier chapitre sera consacré à l'étude et la modélisation d'état de la machine Asynchrone. On présentera le modèle mathématique de la MAS dans le repère biphasé lié au stator. Ce chapitre sera clôturé par une présentation des résultats de la simulation de la MAS alimentée en tension par un réseau triphasé équilibré.

Également il sera abordé dans le chapitre 2 une modélisation de l'alimentation de la machine, par l'utilisation d'un onduleur à trois niveaux de type NPC, afin de minimiser les fluctuations du couple manifestées dans le cas d'un onduleur à deux niveaux.

Dans le troisième chapitre nous présenterons tout d'abord, la stratégie de commande directe de couple (classique) de la machine asynchrone alimentée par un onduleur à deux niveaux, comme élément de comparaison afin de mieux percevoir les avantages présentés par la structure proposée (un traitement avec un onduleur à trois niveaux à structure NPC). En effet, cette stratégie est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée à cet onduleur par l'utilisation des régulateurs à hystérésis et une table optimale dont la fonction est de contrôler l'amplitude de flux statorique et le couple électromagnétique. Cette étude suivie d'une simulation de l'association moteur-onduleur à deux et à trois niveaux de type NPC.

Le quatrième chapitre sera consacré à l'application de la logique floue à la commande directe du couple de la machine asynchrone. Cependant, dans la première partie un bref aperçu théorique de la logique floue sera présenté, cette partie est bien cadrée de façon à répondre à l'objectif fixé, basé sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux

interrupteurs de l'onduleur de tension, qui permet de sélectionner le vecteur spatial de la tension statorique, et ce par l'utilisation des blocs flous au lieu des régulateurs à hystérésis.

Dans la même logique, le chapitre cinq présente quelques définitions relatives aux réseaux de neurones, il sera décrit aussi quelques méthodes d'apprentissage, suivies d'une application à notre commande et ce par une sélection des entrées et les sorties, en remplaçant la table de commande par un sélecteur neuronal permet de gérer la commande DTC.

Enfin, des simulations sur Matlab /Simulink pour les lois de commande, traitées dans ce mémoire, seront présentées à la fin de chaque chapitre afin de tester leurs performances, ainsi ce travail sera clôturé par une conclusion générale, à travers laquelle on exposera les principaux résultats obtenus et on donnera les perspectives à envisager comme suite à ce travail.

Chapitre 1

Modélisation et simulation de la machine Asynchrone

Introduction

La machine asynchrone à cage, très appréciée dans les applications industrielles par sa grande robustesse électromécanique, son faible coût et sa très bonne standardisation, impose des structures de contrôle spécifiques et complexes pour être utilisée dans des systèmes d'entraînements à vitesse variable performants [1].

Un modèle est un outil mathématique qui permet de représenter ou de reproduire plus ou moins bien un système réel donné. Son intérêt est l'analyse et la prédiction du comportement en régime stationnaire ou dynamique du système physique, sans nécessairement y inclure toutes les contraintes qu'il présente (limite d'isolation thermique, mécanique etc....).

Dans le cas de machine asynchrone, le type du modèle couramment utilisé pour développer sa commande est le modèle de reconnaissance ou d'état, construit à partir des équations différentielles qui régissent le comportement de la machine [2][3].

1.1. Modélisation de la machine asynchrone

1.1.1. Présentation de la machine asynchrone

Une machine asynchrone à cage est constituée de 2 parties, le stator et le rotor. Le stator, représente la partie statique de la machine. Il est constitué d'un circuit magnétique comportant de multiples encoches à l'intérieur desquelles sont bobinées 3 enroulements formant les enroulements statoriques. Au centre de ce cylindre, on retrouve le rotor de la machine dont le circuit magnétique est composé de barre généralement en cuivre ou à chaque extrémité par un anneau de court-circuit. Notons que les barres sont légèrement inclinées pour éviter l'effet magnétique d'encoche dû à la forte variation de la réluctance qui perturbe le couple. Cette cage est traversée par l'arbre mécanique qui peut sortir ou non de chaque côté [4].

1.1.2. Problèmes posés par la machine asynchrone

Dans le moteur asynchrone, le courant statorique sert à la fois à générer le flux et le couple. Le découplage naturel de la machine à courant continu n'existe plus.

D'autre part, on ne peut pas connaître les variables internes du rotor à cage (I_r par exemple) qu'à travers le stator. L'inaccessibilité du rotor nous amènera à modifier l'équation vectorielle rotorique pour exprimer les grandeurs rotoriques à travers leurs actions sur le stator.

La simplicité structurelle cache donc une grande complexité fonctionnelle due aux caractéristiques qui viennent d'être évoquées mais également aux non-linéarités, à la difficulté d'identification et aux variations des paramètres (R_r en particulier, jusqu'à 50%) [5].

1.1.3. Hypothèses simplificatrices

La technique que nous envisageons repose sur une présentation d'état de la machine, nous avons posé des hypothèses simplificatrices, [6][7][8] :

- Entrefer constant, l'effet des encoches est négligeable ;

- Distribution spatiale et sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer.
- Circuit magnétique est non saturé et parfaitement feuilleté (au stator comme au rotor) ;
- Pertes ferromagnétiques négligeables.
- L'influence de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.
- La répartition de l'induction le long de l'entrefer est sinusoïdale.

1.1.4. Modèle électrique

Le fonctionnement physique du moteur à induction permet de développer un circuit équivalent par phase. Ce circuit est donné par la figure (1.1) et permet d'extraire les différents paramètres physiques du moteur [9].

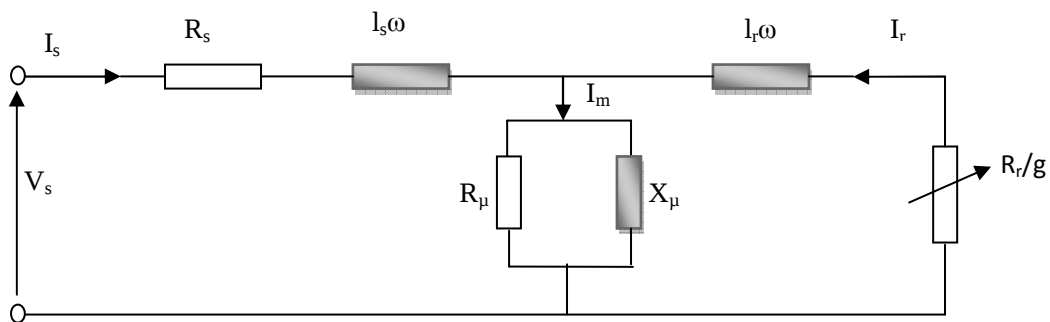


Figure (1.1) Schéma équivalent de la machine asynchrone ramené au primaire.

1.1.5. Modèle dynamique

Le circuit de la figure (1.1) est valable seulement en régime stationnaire. Dans un système où le moteur constitue un élément dans la chaîne d'entraînement, son comportement dynamique doit être pris en considération. L'effet de couplage entre phases du stator et rotor rend complexe l'étude du comportement dynamique d'une machine à courant alternatif, surtout à cause de la variation des coefficients de couplage avec la position de rotor [9].

1.1.6. Interprétation mathématique de la partie électrique

Soit une machine asynchrone triphasée au stator et au rotor représenté schématiquement par la figure (1.2), et dont les phases sont représentées respectivement par s_a, s_b, s_c et r_a, r_b, r_c , l'angle électrique θ étant variable en fonction de temps entre les axes magnétiques s_a et r_a , qui sont choisis comme axes de références.

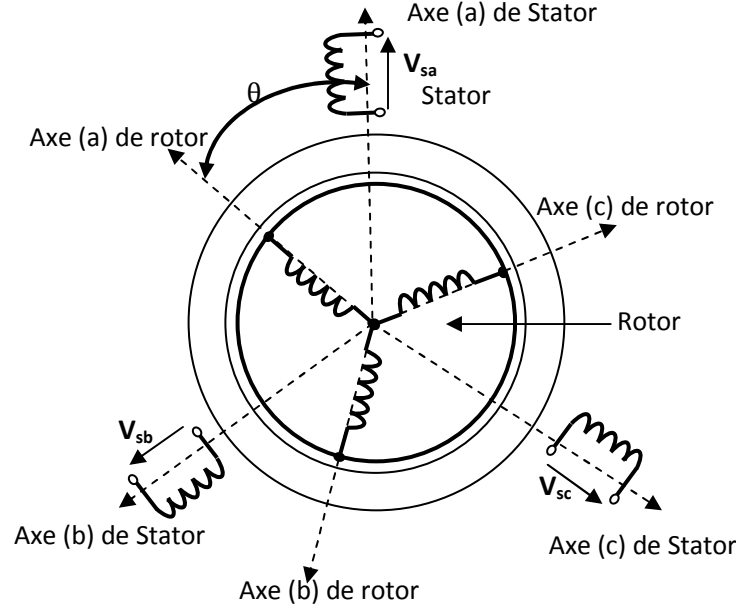


Figure (1.2) Représentation schématique d'une Machine Asynchrone triphasée

1.1.6.1. Équations des tensions

Les six enroulements représentés par la figure (1.2) sont décalés de 120° dans l'espace et, traversés par trois courants variables, obéissent aux équations matricielles suivantes, [10].

Côté stator

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (1.1)$$

Côté rotor

$$\begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

1.1.6.2. Équations magnétiques

Les hypothèses simplificatrices citées antérieurement conduisent à des relations linéaires entre les flux et les courants de la machine asynchrone, ces relations s'écrivent sous forme matricielle et se présentent comme suit :

Pour le stator

$$\begin{aligned}
\phi_{sa} &= \left[L_s i_{sa} + M_{ss} i_{sb} \cos \frac{2\pi}{3} + M_{ss} i_{sc} \cos \frac{4\pi}{3} \right] + \left[M_{sr} i_{ra} \cos \theta + M_{sr} i_{rb} \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) + M_{sr} i_{rc} \cos \left(\theta + \frac{4\pi}{3} \right) \right] \\
\phi_{sb} &= \left[L_s i_{sb} + M_{ss} i_{sa} \cos \frac{2\pi}{3} + M_{ss} i_{sc} \cos \frac{4\pi}{3} \right] + \left[M_{sr} i_{ra} \cos \left(\theta + \frac{4\pi}{3} \right) + M_{sr} i_{rb} \cos \theta + M_{sr} i_{rc} \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \right] \\
\phi_{sc} &= \left[L_s i_{sc} + M_{ss} i_{sb} \cos \frac{2\pi}{3} + M_{ss} i_{sa} \cos \frac{4\pi}{3} \right] + \left[M_{sr} i_{ra} \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) + M_{sr} i_{rb} \cos \left(\theta + \frac{4\pi}{3} \right) + M_{sr} i_{rc} \cos \theta \right]
\end{aligned} \quad (1.3)$$

La matrice des inductances statoriques $[L_s]$ est donnée par :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_{ss} & M_{ss} \\ M_{ss} & l_s & M_{ss} \\ M_{ss} & M_{ss} & l_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{0s} + L_{\sigma s} & -\frac{L_{0s}}{2} & -\frac{L_{0s}}{2} \\ -\frac{L_{0s}}{2} & L_{0s} + L_{\sigma s} & -\frac{L_{0s}}{2} \\ -\frac{L_{0s}}{2} & -\frac{L_{0s}}{2} & L_{0s} + L_{\sigma s} \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

Avec une écriture matricielle on aura le système suivant :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & 0 & 0 \\ 0 & l_s & 0 \\ 0 & 0 & l_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + M \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta + \frac{4\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta + \frac{4\pi}{3} \right) & \cos \theta & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta + \frac{4\pi}{3} \right) & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

Avec : $l_s = L_s + \frac{M_{ss}}{2}$

D'où $[\phi_{s,abc}] = l_s [I_3] * [i_{s,abc}] + M * T(\theta) * [i_{r,abc}]$

Pour le rotor

$$\begin{aligned}
\phi_{ra} &= \left[L_r i_{ra} + M_{rr} i_{rb} \cos \frac{2\pi}{3} + M_{rr} i_{rc} \cos \frac{4\pi}{3} \right] + \left[M_{rs} i_{sa} \cos \theta + M_{rs} i_{sb} \cos \left(\theta + \frac{4\pi}{3} \right) + M_{rs} i_{sc} \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \right] \\
\phi_{rb} &= \left[L_r i_{rb} + M_{rr} i_{ra} \cos \frac{2\pi}{3} + M_{rr} i_{rc} \cos \frac{4\pi}{3} \right] + \left[M_{rs} i_{sa} \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) + M_{rs} i_{sb} \cos \theta + M_{rs} i_{sc} \cos \left(\theta + \frac{4\pi}{3} \right) \right] \\
\phi_{rc} &= \left[L_r i_{rc} + M_{rr} i_{rb} \cos \frac{2\pi}{3} + M_{rr} i_{ra} \cos \frac{4\pi}{3} \right] + \left[M_{rs} i_{sa} \cos \left(\theta + \frac{4\pi}{3} \right) + M_{rs} i_{sb} \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) + M_{rs} i_{rc} \cos \theta \right]
\end{aligned} \quad (1.6)$$

La matrice des inductances rotoriques $[L_r]$ est donnée par :

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_{rr} & M_{rr} \\ M_{rr} & l_r & M_{rr} \\ M_{rr} & M_{rr} & l_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{0r} + L_{\sigma r} & -\frac{L_{0r}}{2} & -\frac{L_{0r}}{2} \\ -\frac{L_{0r}}{2} & L_{0r} + L_{\sigma r} & -\frac{L_{0r}}{2} \\ -\frac{L_{0r}}{2} & -\frac{L_{0r}}{2} & L_{0r} + L_{\sigma r} \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

Avec une écriture matricielle on aura le système suivant :

$$\begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_r & 0 & 0 \\ 0 & l_r & 0 \\ 0 & 0 & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + M \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta + \frac{4\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta & \cos \left(\theta + \frac{4\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta + \frac{4\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

Avec : $l_r = L_r + \frac{M_{rr}}{2}$

$$D'o\grave{u} \quad [\phi_{r,abc}] = l_r [I_3] * [i_{r,abc}] + M * T(\theta)^{-1} * [i_{r,abc}]$$

La matrice des inductances mutuelles Stator-Rotor $[M_{sr}]$, et $[M_{rs}]$ la matrices des inductances mutuelles rotor-stator, sont les suivantes :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

Avec

$$T(\theta) = \begin{pmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta \end{pmatrix} \quad (1.10)$$

On obtient finalement les équations de tensions :

$$[v_{s,abc}] = [R_s][i_{s,abc}] + \frac{d}{dt} \{ [L_s][i_{s,abc}] + [M_{sr}][i_{r,abc}] \} \quad (1.11)$$

$$[v_{r,abc}] = [R_r][i_{r,abc}] + \frac{d}{dt} \{ [L_r][i_{r,abc}] + [M_{rs}][i_{s,abc}] \} \quad (1.12)$$

1.1.6.3. Interprétation mathématique de la partie mécanique

$$J \frac{d}{dt} \Omega = C_e - C_r - K_f \Omega \quad (1.13)$$

Le couple électromagnétique développé est donné par l'équation suivante :

$$C_e = P [i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc}] \frac{d}{d\theta} [M_{sr}] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

Remarque

- Cette modélisation triphasée présente un inconvénient majeur pour notre application. Les inductances $[L_s]$, et $[L_r]$ dépendent de l'angle de rotation θ (système d'équations à coefficients variables), et donc nécessitent d'être recalculées à chaque pas d'échantillonnage. Pour remédier à ce problème l'application, de la transformée triphasée diphasée est nécessaire, [3].

1.2. Transformation triphasée biphasée – Application à la machine asynchrone

1.2.1. Principe de la transformation de Park

Cette transformée est une opération mathématique qui permet de passer d'un système triphasé d'axes magnétiques décalés d'un angle électrique de cent vingt degrés (120°), en un système biphasé d'axe décalées de quatre-vingt-dix (90°), cette transformation est basée sur le théorème de Ferrari [2][3] :

«Une armature polyphasée répartie symétriquement dans l'espace est parcourue par des courants polyphasés équilibrés crée une force magnétomotrice tournante unique»

On peut donc trouver l'expression de grandeurs électromagnétiques (courants, tensions, flux) associées à une armature diphasée théorique qui créeraient la même force magnétomotrice que les grandeurs triphasées réelles. Dans le cas général, cette transformation fait correspondre aux variables triphasées réelles (X_a, X_b, X_c) leurs composantes homopolaires (X_0), d'axe direct (X_d), et d'axe en quadrature (X_q). La matrice de transformation est notée $P(\theta_s)$. Elle est en fonction de l'angle θ_s entre les armatures triphasées et diphasées. La représentation vectorielle d'une grandeur triphasée peut s'exprimer dans différents référentiels liés à la machine asynchrone soit au stator, au rotor et au champ tournant. Parmi les transformations utilisées, on cite celle de Park [11].

$$P(\theta_s) = K \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \cos \left(\theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta_s + \frac{2\pi}{3} \right) \\ -\sin \theta_s & -\sin \left(\theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta_s + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \quad (1.15)$$

$K = 2/3$ Pour une représentation vectorielle conservant les amplitudes.

$K = \sqrt{2/3}$ Pour une représentation vectorielle conservant la puissance.

Les transformations utilisées doivent conserver la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles. Ceci permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système transformé et qui reste valable pour la machine réelle.

1.2.2. Illustration et convention de la transformation

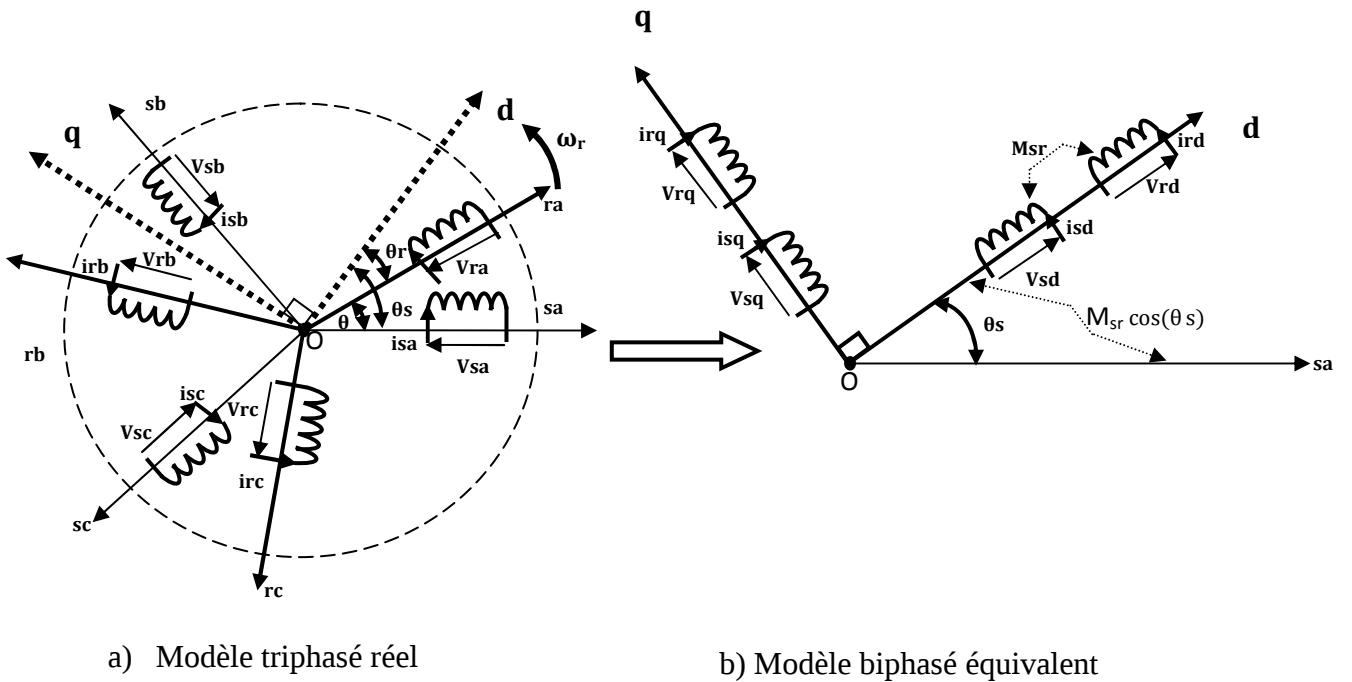


Figure (1.3) Représentation de la machine asynchrone triphasée et biphasée équivalente

La machine est représentée par les trois phases statoriques s_a, s_b, s_c et les trois phases rotorique r_a, r_b, r_c (figure .1.3.a). L'axe magnétique O_{sa} de la bobine statoriques s_a est considéré comme origine des phases.

- Le rotor est repéré par l'axe magnétique O_{ra} de la bobine r_a .
- Le référentiel (d,q) est repéré par l'axe (Od) (figure .1.3.b) .

$$\text{Avec : } \omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_{gl}}{dt} = \omega_s - \omega_{sl}$$

Les deux référentiels les plus utilisés dans la commande de la machine asynchrone sont [12]:

- le référentiel tournant à la vitesse du champ statorique appelé (d, q) ;
- le référentiel fixe par rapport au stator (α_s, β_s), par convention appelé (α, β).

1.3. Modélisation dans le repère de Park de la MAS

On suppose que la machine est alimentée par des tensions triphasées équilibrées. Ainsi toutes les grandeurs triphasées sont équilibrées, leurs composantes homopolaires calculées avec la transformation de Park seront toujours de valeur nulle. D'où le système matriciel électrique peut être présenté par [11][13] :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{s0} \end{bmatrix} = [P_{\theta_s}] \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad (1.16)$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \\ V_{r0} \end{bmatrix} = [P_{\theta_s}] \begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

1.3.1.Équations électriques

$$\begin{aligned} v_{sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_s \phi_{sq} \\ v_{sq} &= R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega_s \phi_{sd} \\ v_{rd} &= R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \omega_{sl} \phi_{rq} = 0 \\ v_{rq} &= R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} - \omega_{sl} \phi_{rd} = 0 \end{aligned} \quad (1.18)$$

1.3.2.Équations magnétiques

$$\begin{aligned} \phi_{sd} &= l_s i_{sd} + M_{sr} i_{rd} \\ \phi_{sq} &= l_s i_{sq} + M_{sr} i_{rq} \\ \phi_{rd} &= l_r i_{rd} + M_{sr} i_{sd} \\ \phi_{rq} &= l_r i_{rq} + M_{sr} i_{sq} \end{aligned} \quad (1.19)$$

1.3.3. Équations mécanique et du mouvement

$$C_e = \frac{3}{2} P (\phi_{ds} i_{qs} - \phi_{qs} i_{ds}) \quad (1.20)$$

$$C_e - C_r - f \Omega = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (1.21)$$

1.3.4. Équations électromagnétiques

En combinant les équations électriques et magnétiques, on obtient les équations électromagnétiques suivantes :

$$\begin{aligned} v_{sd} &= \left(R_s + l_s \frac{d}{dt} \right) i_{sd} + M_{sr} \frac{di_{rd}}{dt} - l_s \omega_s i_{sq} - M_{sr} \omega_s i_{rq} \\ v_{sq} &= \left(R_s + l_s \frac{d}{dt} \right) i_{sq} + M_{sr} \frac{di_{rq}}{dt} + l_s \omega_s i_{sd} + M_{sr} \omega_s i_{rd} \end{aligned} \quad (1.22)$$

$$v_{rd} = \left(R_r + l_r \frac{d}{dt} \right) i_{rd} + M_{sr} \frac{di_{sd}}{dt} - l_r \omega_{sl} i_{rq} - M_{sr} \omega_{sl} i_{sq} = 0$$

$$v_{rq} = \left(R_r + l_r \frac{d}{dt} \right) i_{rq} + M_{sr} \frac{di_{sq}}{dt} + l_r \omega_{sl} i_{rd} + M_{sr} \omega_{sl} i_{sd} = 0$$

1.4. Choix du référentiel

1.4.1. Le repère (d, q) est lié au rotor (référentiel immobile par rapport au rotor)

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \frac{d\theta}{dt} = \omega$$

$$\text{avec } \theta_r = \text{cste} \Rightarrow \frac{d\theta_r}{dt} = 0$$

En régime permanent électrique, l'ensemble des grandeurs de Park évolue à la pulsation ω_r des courants triphasés rotoriques. Cette transformation est souvent utilisée par des variateurs de vitesse avec capteur de vitesse. Car, on peut déterminer avec précision l'angle θ et utiliser cette transformation pour faire soit l'identification paramétrique et ou soit la reconstitution des états électromagnétiques (estimation, filtrage) [13], on aura :

$$\begin{aligned} v_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega \phi_{qs} \\ v_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega \phi_{ds} \\ v_{dr} &= R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} \\ v_{qr} &= R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} \end{aligned} \quad (1.23)$$

1.4.2. Le repère (d, q) est lié au champ tournant (référentiel immobile par rapport au champ tournant)

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_e = \omega_r + \omega = \omega_s$$

$$\text{avec } \omega_e = 2\pi f \text{ et } \omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$$

Les grandeurs de Park évoluent au synchronisme par rapport à la pulsation du champ tournant ω_e (rotorique ou statorique). En régime permanent électrique cette pulsation est égale à la pulsation des tensions statoriques ($\omega_e = \omega_{sd}$). Les grandeurs du repère de Park sont continues et permettent d'obtenir une expression scalaire du couple [13], on aura :

$$\begin{aligned} v_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \\ v_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \\ v_{dr} &= R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \omega_r \phi_{qr} \\ v_{qr} &= R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \omega_r \phi_{dr} \end{aligned} \quad (1.24)$$

1.4.3. Le repère (d, q) est lié au stator (fixe comme le stator)

Ce référentiel est immobile par rapport au stator, utilisé pour l'étude du démarrage et freinage des machines à courants alternatifs avec branchement des résistances.

$$\theta_s = C^{ste} \Rightarrow \frac{d\theta_s}{dt} = 0$$

$$\theta + \theta_r = \theta_s, \quad \frac{d\theta_r}{dt} = -\frac{d\theta}{dt} = -\omega$$

$$\text{Posons : } \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r$$

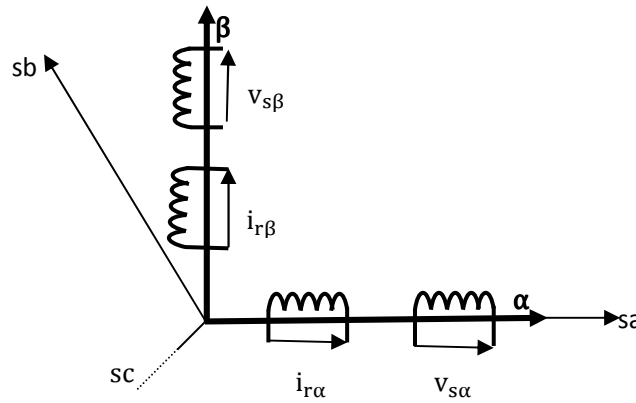


Figure (1.4) Modèle diphasé dans les axes (α, β) fixes par rapport au stator

En régime permanent électrique les grandeurs de Park évoluent à la pulsation ω_s . Ce repère présente l'avantage de ne nécessiter qu'une transformation linéaire sans rotation. Cette représentation est donc la plus simple.

Dans notre étude, nous choisissons la dernière solution présentée ($\omega_s = 0$) (Figure (1.4)). En effet, avec un repère fixe par rapport au stator, les grandeurs du modèle diphasé permettent de décrire parfaitement l'état de la machine. Si θ_s est variable, il faut le calculer et ou le mesurer pour reconstituer les grandeurs triphasées réelles à partir du modèle de Park.

Ceci dit pour différencier cette transformation des autres transformations de Park, on note conventionnellement l'axe direct α et l'axe en quadrature β (au lieu de d et q) [13].

1.4.4. Les équations de la machine asynchrone dans le repère lié au stator (α, β)

Le système d'équations (1.22) permet d'écrire pour ce cas :

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = R_{s\alpha} i_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \phi_{s\alpha} \\ v_{s\beta} = R_{s\beta} i_{s\beta} + \frac{d}{dt} \phi_{s\beta} \\ v_{r\alpha} = R_r i_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \phi_{r\alpha} + \omega_r \phi_{r\beta} = 0 \\ v_{r\beta} = R_r i_{r\beta} + \frac{d}{dt} \phi_{r\beta} - \omega_r \phi_{r\alpha} = 0 \end{cases} \quad (1.25)$$

La relation entre les flux et les courants sont données par la relation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \phi_{s\alpha} \\ \phi_{s\beta} \\ \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & 0 & M_{sr} & 0 \\ 0 & l_s & 0 & M_{sr} \\ M_{sr} & 0 & l_r & 0 \\ 0 & M_{sr} & 0 & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (1.26)$$

A partir du système (1.26), on obtient :

$$\begin{aligned} i_{r\alpha} &= \frac{1}{l_r} [\phi_{r\alpha} - M_{sr} i_{s\alpha}] \\ i_{r\beta} &= \frac{1}{l_s} [\phi_{r\beta} - M_{sr} i_{s\beta}] \\ \phi_{s\alpha} &= l_s i_{s\alpha} + \frac{M_{sr}}{l_r} [\phi_{r\alpha} - M_{sr} i_{s\alpha}] = \left(l_s - \frac{M_{sr}^2}{l_r} \right) i_{s\alpha} + \frac{M_{sr}}{l_r} \phi_{r\alpha} = l_s \sigma i_{s\alpha} + \frac{M_{sr}}{l_r} \phi_{r\alpha} \\ \phi_{s\beta} &= l_s i_{s\beta} + \frac{M_{sr}}{l_r} [\phi_{r\beta} - M_{sr} i_{s\beta}] = \left(l_s - \frac{M_{sr}^2}{l_r} \right) i_{s\beta} + \frac{M_{sr}}{l_r} \phi_{r\beta} = l_s \sigma i_{s\beta} + \frac{M_{sr}}{l_r} \phi_{r\beta} \end{aligned}$$

Avec $\sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{l_s l_r}$: coefficient de dispersion (coefficient de Blondel)

En utilisant le coefficient de dispersion σ , on en déduit l'expression des courants en fonction des flux :

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma l_s} & 0 & -\frac{1-\sigma}{\sigma M_{sr}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma l_s} & 0 & -\frac{1-\sigma}{\sigma M_{sr}} \\ -\frac{1-\sigma}{\sigma M_{sr}} & 0 & \frac{1}{\sigma l_s} & 0 \\ 0 & \frac{1-\sigma}{\sigma} & 0 & -\frac{1}{\sigma l_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{s\alpha} \\ \phi_{s\beta} \\ \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (1.27)$$

Le couple électromagnétique est exprimé par la relation suivante :

$$C_e = \frac{3}{2} P (\phi_{s\alpha} i_{\beta s} - \phi_{s\beta} i_{\alpha s}) \quad (1.28)$$

L'évolution de la vitesse de rotation en fonction du couple électromagnétique et de la charge de la machine caractérisée par le couple résistant C_r , est décrite par l'expression suivante (relation fondamentale de la dynamique) [14] :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - K_f \Omega \quad (1.29)$$

A partir des équations (1.25) et (1.27) on obtient le système de quatre équations différentielles régissant la dynamique des flux de la machine.

$$\begin{cases} \frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} = -R_s \frac{1}{\sigma l_s} \phi_{s\alpha} + R_s \frac{1-\sigma}{\sigma M_{sr}} \phi_{r\alpha} + v_{s\alpha} \\ \frac{d\phi_{s\beta}}{dt} = -R_s \frac{1}{\sigma l_s} \phi_{s\beta} + R_s \frac{1-\sigma}{\sigma M_{sr}} \phi_{r\beta} + v_{s\beta} \\ \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} = +R_r \frac{1}{\sigma M_{sr}} \phi_{s\alpha} - R_r \frac{1}{\sigma l_r} \phi_{r\alpha} - \omega \phi_{r\beta} \\ \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} = +R_r \frac{1}{\sigma M_{sr}} \phi_{s\beta} - R_r \frac{1}{\sigma l_r} \phi_{r\beta} + \omega \phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (1.30)$$

1.5. Présentation du système par équations d'état

15.1. Choix des variables

Pour une machine asynchrone alimentée en tension, les tensions (V_α , V_β), sont des variables de commande, les courants (i_α , i_β), les flux (ϕ_α , ϕ_β) et la vitesse Ω sont des variables d'états. Il existe beaucoup d'autres représentations d'état de la machine. Les différences viennent du choix du référentiel et des variables d'état, soit :

$$X_1 = [i_{\alpha s}, i_{\beta s}, \phi_{\alpha r}, \phi_{\beta r}, \Omega_r],$$

$$X_3 = [\phi_{\alpha r}, \phi_{\beta r}, \phi_{\alpha s}, \phi_{\beta s}, \Omega_r]$$

$$X_2 = [i_{\alpha s}, i_{\beta s}, \phi_{\alpha s}, \phi_{\beta s}, \Omega_r],$$

$$X_4 = [i_{\alpha s}, i_{\beta s}, i_{\alpha r}, i_{\beta r}, \Omega_r]$$

Nous choisissons le vecteur d'état $[i_{\alpha s}, i_{\beta s}, \phi_{\alpha s}, \phi_{\beta s}, \Omega_r]$. Ce dernier nous permet d'avoir en sortie les courants statoriques, essentiels pour le contrôle de l'onduleur.

L'équation (1.30) donne l'équation d'état suivante :

$$\dot{X} = [A](X) + [B](U)$$

Avec :

$$X = \begin{pmatrix} \phi_{\alpha s} \\ \phi_{\beta s} \\ i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{pmatrix}, \quad U = \begin{pmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \end{pmatrix}$$

1.5.1. Le modèle de la machine alimenté en tension

- Équations électromagnétiques

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{\alpha s} \\ \phi_{\beta s} \\ i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -R_s \\ \frac{1}{\sigma T_r l_s} & \frac{\omega_r}{\sigma l_s} & -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} \right) & -\omega_r \\ -\frac{\omega_r}{\sigma l_s} & \frac{1}{\sigma T_r l_s} & \omega_r & -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{\alpha s} \\ \phi_{\beta s} \\ i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ \frac{1}{\sigma l_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma l_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (1.31)$$

- Équation mécanique

$$C_e = \frac{3}{2} P (\phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \phi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (1.32)$$

- Équation de mouvement

$$j \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - K_f \Omega \quad (1.33)$$

1.6. Simulation de la machine asynchrone

La figure (1.5) illustre le schéma bloc de la machine asynchrone liée au repère fixe (α , β) basé sur le modèle mathématique d'écrit par les expressions (1.25), (1.26), (1.32) (1.33). La machine étant alimentée par un réseau triphasé équilibré (220 V, 50 Hz).

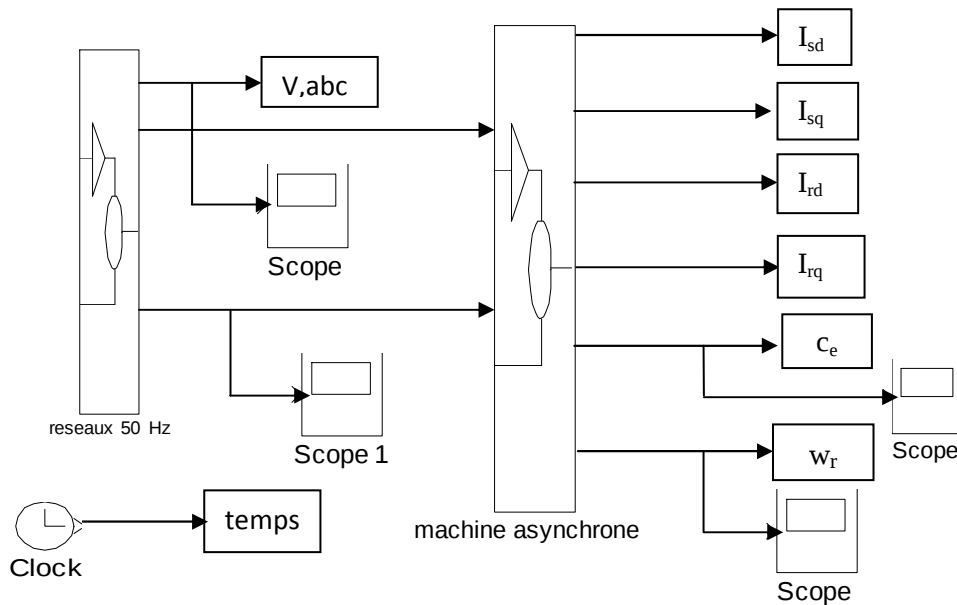


Figure (1.5) Schéma bloc de la MAS alimentée par un réseau triphasé équilibré

1.6.1. Résultat de simulation des grandeurs triphasées et biphasées équivalentes.

Toute machine alimentée depuis un réseau triphasé équilibré impose la forme et l'amplitude de la tension d'entrée ce qui traduit par les figures (1.6).

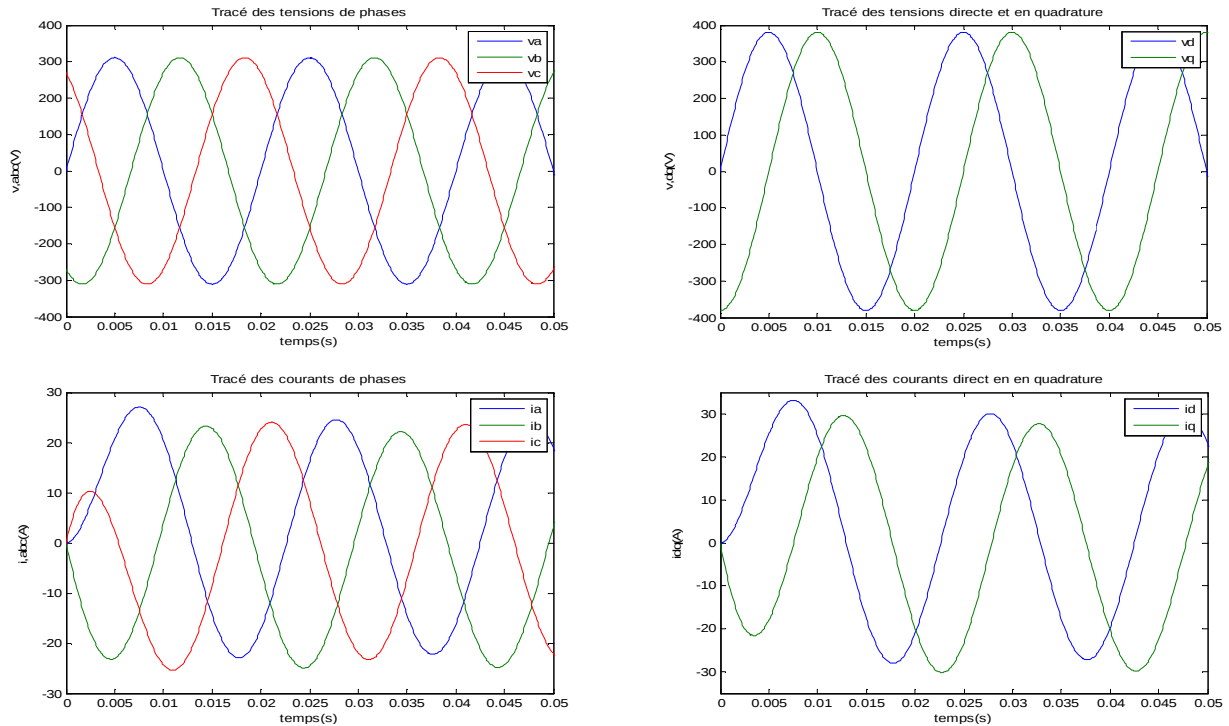


Figure (1.6) Transformation triphasée-biphasée (tensions et courants)

1.6.2. Résultat de simulation de la machine Asynchrone à vide.

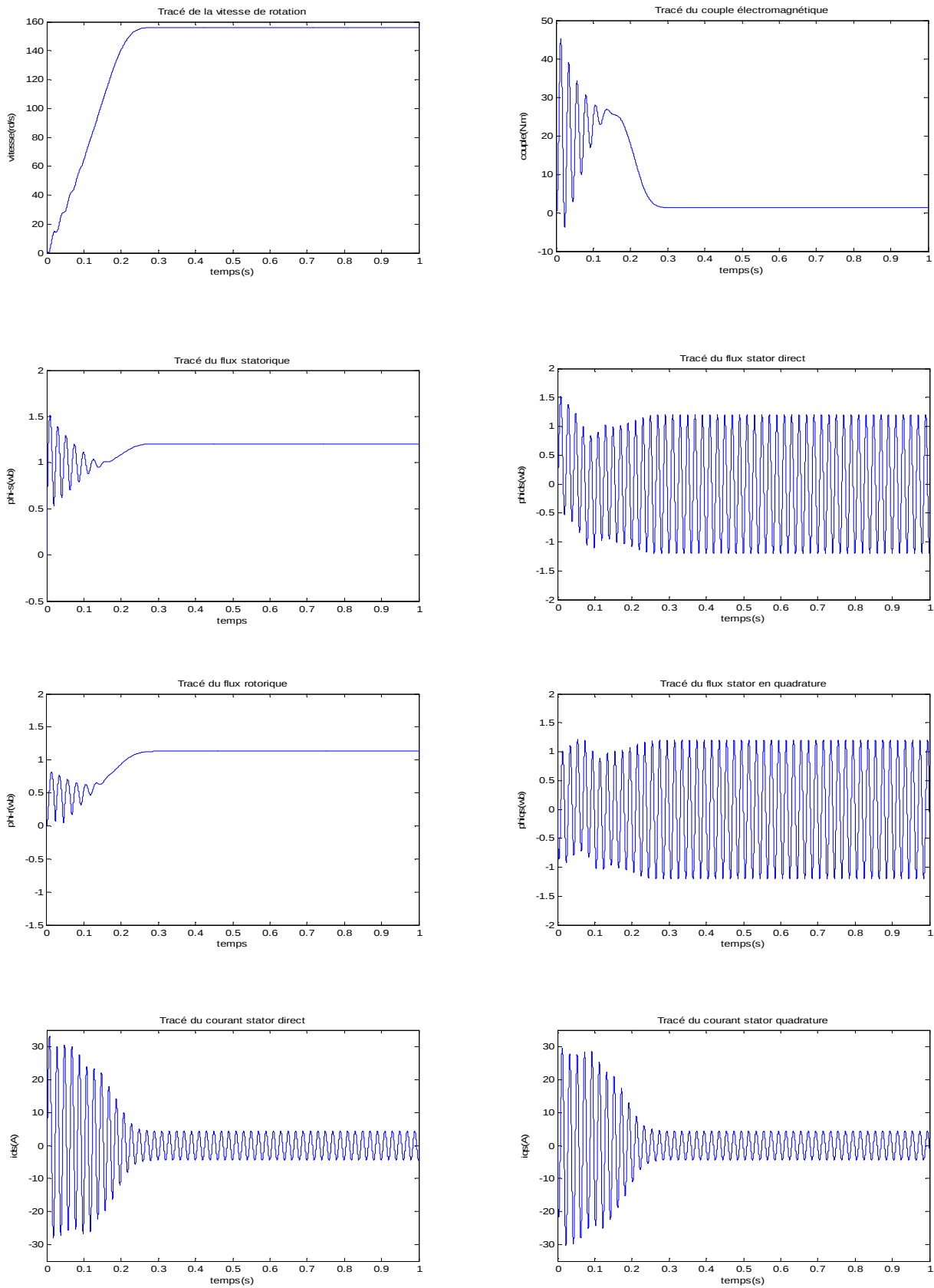


Figure (1.7) Simulation de la machine asynchrone à vide

1.6.2. Résultat de simulation de la machine Asynchrone en charge.

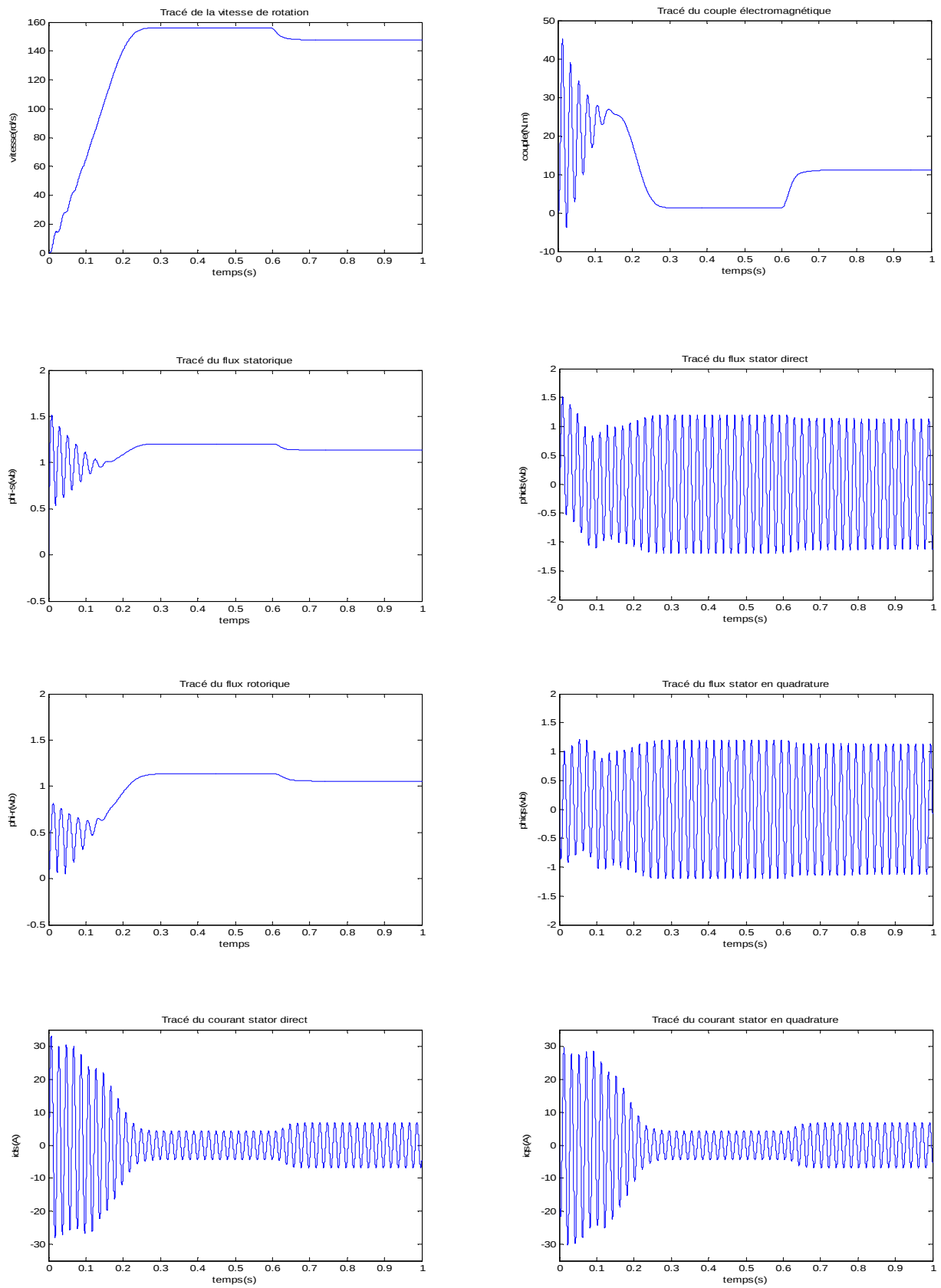


Figure (1.8) Simulation de la machine asynchrone en charge ($C_r=10\text{NM}$ à $t=0.6\text{sec}$)

1.6.3. Interprétation des courbes

Dans ce chapitre nous avons pu établir un modèle mathématique de la machine asynchrone triphasée dont la complexité a été réduite en utilisant certaines hypothèses simplificatrices. En appliquant la transformation de Park permet de passer du système triphasé vers un système biphasé équivalent.

Les résultats obtenus par simulation montrent bien la validité du modèle de Park figure (1.6), dans la repère lié au stator, pour visualiser les différentes caractéristiques de la machine. La machine alimentée en tension est caractérisée par un démarrage rapide, le couple électromagnétique est stabilisé à une valeur qui compense les pertes par frottement lors du fonctionnement à vide et atteint son couple nominal après l'application d'une charge.

Les courbes des figures (1.7) représentent les résultats de simulation pour un démarrage à vide ($C_r = 0$), l'examen de ces courbes permet d'avoir un temps d'établissement (0.22 sec) de toutes les grandeurs.

La vitesse en régime permanent se stabilise à (157rad/sec) puisque le moteur possède 2 paires de pôles. Au démarrage à vide, le couple est fortement pulsatoire. Ceci explique le bruit engendré par la partie mécanique et après disparition du régime transitoire, il tend vers zéro.

On introduit un couple de charge $C_r = 10\text{Nm}$ à $t = 0.6\text{sec}$, les résultats de la simulation sont représentés par la figure (1.8). On constate que cette introduction a provoqué une diminution de la vitesse de rotation. Ainsi on signe une augmentation du courant.

Conclusion

On a présenté dans ce chapitre, le modèle mathématique de différentes grandeurs de la machine asynchrone triphasée alimentée en tension dans le repère à deux axes. Cette modélisation nous a montré un fort couplage entre le flux et le couple électromagnétique en charge.

Les résultats obtenus montrent la validité de notre modèle, et mettent en évidence des non linéarités. Il est donc intéressant de trouver un moyen de rendre le contrôle du flux et du couple indépendant pour obtenir de grandes performances dynamiques de la machine en boucle fermée.

Le chapitre qui suit, nous servira à présenter la modélisation de l'onduleur de tension à deux et à trois niveaux à structure NPC qui servent à l'alimentation de la MAS en vu de sa commande en couple(DTC).

Chapitre 2

Modélisation de l'alimentation de la machine asynchrone

Introduction

Les onduleurs de tension constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance. Ils sont présents dans des domaines d'application les plus variés, dont le plus connu est celui de la variation de vitesse des machines à courants alternatif. Ils utilisent actuellement des composants à semi-conducteurs travaillant à des fréquences de commutation élevées avec des pertes par commutation très faibles vis-à-vis des puissances mises en jeu dans les systèmes à commander [1].

En effet, dans un onduleur à deux niveaux, la tension supportée par un interrupteur est la tension maximale qui peut apparaître aux bornes du condensateur à l'entrée de l'onduleur. Malheureusement, jusqu'à présent cette valeur de tension reste inférieure à quelques kV (environ 3kV). Cependant, dans le domaine de la grande puissance, la tension utilisée est beaucoup plus grande que la tension admissible par les semi-conducteurs [16][17][18].

Pour augmenter la tension de sortie des convertisseurs statiques au-delà des limites des semi-conducteurs, il est nécessaire d'utiliser des méthodes permettant de répartir cette tension sur plusieurs semi-conducteurs. La solution la plus connue consiste à réaliser des convertisseurs multiniveaux permettant d'échelonner sur plusieurs niveaux la tension et ainsi aboutir à des dispositifs de forte tension à partir des semi-conducteurs à tension réduite. Le niveau de tension est réglé par l'intermédiaire d'une capacité ou d'une source de tension correctement réglée. On les retrouve dans des applications domestiques, le transport ferroviaire, urbain, maritime, et même dans l'industrie [19][20].

2.1. Structures de conversion d'énergie multiniveaux

Les structures de conversion d'énergie multiniveaux reposent sur les associations de semi-conducteurs de puissance et pour certaines topologies de leurs connexions en série. Au niveau de ce chapitre, les semi-conducteurs de puissance sont supposés parfaits (aucune perte n'est considérée en conduction et en commutation), ainsi que la source de tension, [17][21]. Dans notre cas on s'intéresse à l'étude de l'onduleur de tension à trois niveaux à structure NPC, après avoir donné un aperçu général sur celui à deux niveaux.

2.2. Onduleur de tension à deux niveaux

2.2.1. Présentation de l'onduleur

L'onduleur à deux niveaux est généralement le plus utilisé, sa topologie est la plus simple pour la conversion d'énergie de type continu alternatif (DC/AC) triphasé, il dispose de six cellules de commutation généralement à transistor, ou à thyristor GTO pour les grandes puissances, et leurs diodes indépendantes, chaque groupe transistor-diode forme un interrupteur bicommandable (à l'ouverture et à la fermeture) dont l'état apparaît complémentaire de celui qui lui est associé pour former ainsi un bras de commutation, par exemple ($C_1 = \overline{C'_1}$) [22]. La forme de tension de sortie cette onduleur prend les valeurs $-U_d/2$ ou $U_d/2$ est ce par le point milieu M, la structure des trois bras est représentée par la figure suivante (figure 2.1).

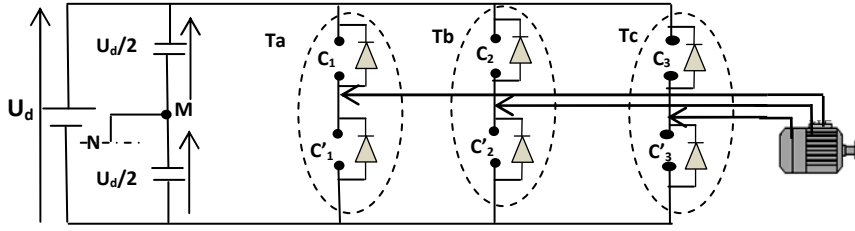


Figure (2.1) Onduleur de tension triphasé alimentant une machine à courant alternatif

2.2.2. Notion de vecteur tournant

Les courants triphasés parcourant des enroulements triphasés de la machine créent des champs magnétiques pulsatoires triphasés h_{sa} , h_{sb} , h_{sc} et h_{ra} , h_{rb} , h_{rc} dont les superpositions génèrent des champs magnétiques tournants H_s et H_r .

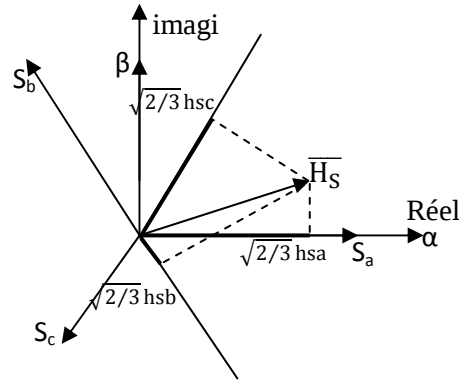


Figure (2.2) Définition du vecteur champ tournant

Il est naturel d'associer à la notion de champ tournant une représentation par un vecteur tournant repéré dans un référentiel (α, β) lié au stator (figure 2.2) par exemple pour un champ tournant statorique [12] :

$$\overline{H_s} \Leftrightarrow H_s \Leftrightarrow \begin{Bmatrix} h_{sa} \\ h_{sb} \\ h_{sc} \end{Bmatrix} \quad (2.1)$$

Ce vecteur s'exprime :

$$\overline{H_s} = K \left[h_{sa} + h_{sb} e^{j\frac{2\pi}{3}} + h_{sc} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (2.2)$$

Avec K est choisit d'une manière à conserver la puissance (voir chapitre1)

On peut définir également les relations inverses

$$\begin{cases} h_{sa} = \frac{2}{3K} \text{Réal} \{ \overline{H_s} \} \\ h_{sb} = \frac{2}{3K} \text{Réal} \{ \overline{H_s} e^{-j\frac{2\pi}{3}} \} \\ h_{sc} = \frac{2}{3K} \text{Réal} \{ \overline{H_s} e^{-j\frac{4\pi}{3}} \} \end{cases} \quad (2.3)$$

Compte tenu des relations entre les différentes grandeurs, il est facile d'étendre la notion de vecteur tournant à tout ensemble de grandeurs triphasées.

On définit alors une transformation vectorielle telle que :

$$\bar{V}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & e^{j\frac{2\pi}{3}} & e^{j\frac{4\pi}{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{Sa} \\ V_{Sb} \\ V_{Sc} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

2.2.3. Modélisation vectorielle de l'onduleur

Les tensions référencées par rapport à M sont directement connues, par exemple pour la première phase $V_{an} = T_a U_d$ et $V_{aM} = (T_a - 1/2) \cdot C_{31} \cdot U_d$ avec $T_a = (C_1 - C'_1)$, $T_b = (C_2 - C'_2)$, et $T_c = (C_3 - C'_3)$. Pour les trois phases on aura le système suivant [23] :

$$\begin{cases} V_{an} = T_a U_d \\ V_{bn} = T_b U_d \\ V_{cn} = T_c U_d \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} V_{aM} = \left(T_a - \frac{1}{2}\right) U_d \\ V_{bM} = \left(T_b - \frac{1}{2}\right) U_d \\ V_{cM} = \left(T_c - \frac{1}{2}\right) U_d \end{cases} \quad (2.5)$$

L'état des interrupteurs, supposés parfait, peut être représenté par trois grandeurs booléennes de commande T_j ($j=a, b, c$) telles que :

- $T_j = 1$ si l'interrupteur du haut est fermé et celui du bas ouvert,
- $T_j = 0$ si l'interrupteur du haut est ouvert et celui du bas fermé,

Le problème vient de ce que l'on cherche les tensions simples sur la charge, comme $V_a = V_{an}$, par exemple. On remarque que l'on ne connaît pas les tensions simples (V_{an} , V_{bn} , V_{cn}) sur la machine. On ne connaît que les tensions composées et on peut observer que celles-ci vérifient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} - V_{bn} \\ V_{bn} - V_{cn} \\ V_{cn} - V_{an} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{aM} - V_{bM} \\ V_{bM} - V_{cM} \\ V_{cM} - V_{aM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_a - T_b \\ T_b - T_c \\ T_c - T_a \end{bmatrix} U_d \quad (2.6)$$

On suppose que les grandeurs homopolaires soient nulles, on pose donc, [10] :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad \text{ou} \quad V_{Mn} = 0 \quad (2.7)$$

Et on obtient le système classique suivant :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & -1/3 & 2/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{aN} \\ V_{bN} \\ V_{cN} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_a \\ T_b \\ T_c \end{bmatrix} U_d \quad (2.8)$$

En s'appuyant sur la notion du vecteur tournant, on peut considérer que l'onduleur délivre un vecteur tension :

$$\bar{V}_{sn} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[V_{an} + V_{bn} e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_{cn} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (2.9)$$

Dans ces conditions on peut écrire :

$$V_{jn} = T_j U_d - \frac{U_d}{2} \quad (2.10)$$

On peut alors écrire :

$$\bar{V}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} U_d \left[T_a + T_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + T_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (2.11)$$

2.2.4. Transformation de Concordia des tensions

Par définition, la forme décomposée de la transformation de Concordia est, [23] :

$$(X_3) = (A_{31})X_0 + (A_{32})(X_2) \quad (2.12)$$

Elle transforme les grandeurs triphasées

$$(X_3) = \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \text{ en } X_0 \text{ et } (X_2) \quad \text{où } X_0 \text{ et } (X_2) = \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix}$$

X_0 et (X_2) sont des composantes symétriques au sens de Concordia, soit respectivement, les grandeurs homopolaires et diphasées. On peut définir la matrice de Clarke A_3 que l'on rend carrée en associant les sous matrice A_{31} et A_{32} , et $A_3 = (A_{31}, A_{32})$

$$\text{Avec} \quad A_{31} = \frac{1}{\sqrt{3}} C_{31} \quad , \quad A_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} C_{32}$$

Où C_{32} et C_{31} sont deux sous matrice de Clarke définies comme suit :

$$C_{32} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad C_{31} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

On en déduit les expressions fondamentales qui définissent (2.8), on aura :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = A_{31} [V_0] + A_{32} (A_{32}^t) \begin{bmatrix} T_a \\ T_b \\ T_c \end{bmatrix} U_d \quad (2.14)$$

Si on admet que la tension homopolaire est nulle $V_0=0$

$$\text{On obtient :} \quad \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = A_{32} (A_{32}^t) \begin{bmatrix} T_a \\ T_b \\ T_c \end{bmatrix} U_d \quad (2.15)$$

Ce qui permet de démontrer que la matrice qui intervient dans (2.8) est factorisable en :

$$A_{32} (A_{32}^t) = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & -1/3 & 2/3 \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

Et les grandeurs biphasées vérifient :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = (A_{32}^t) \begin{bmatrix} V_{aN} \\ V_{bN} \\ V_{cN} \end{bmatrix} = (A_{32}^t) \begin{bmatrix} T_a \\ T_b \\ T_c \end{bmatrix} U_d = (C_2) U_d \quad (2.17)$$

Où C_2 est le vecteur de commande diphasé défini par :

$$(C_2) = \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = (A_{32}^t) \begin{bmatrix} T_a \\ T_b \\ T_c \end{bmatrix} U_d \quad (2.18)$$

$$\text{Ce qui nous donne : } \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_a \\ T_b \\ T_c \end{bmatrix} U_d \quad (2.19)$$

Enfin, la tension du neutre vérifie :

$$V_{nM} = \frac{1}{3}(V_{aM} + V_{bM} + V_{cM}) \quad (2.20)$$

2.2.5. Valeurs atteintes par les tensions

Les différentes combinaisons des trois grandeurs (T_a, T_b, T_c) permettent de générer 8 positions du vecteur $\bar{V}_s$ dont deux correspondent au vecteur nul :

$$\bar{V}_0 \Leftrightarrow (T_a \ T_b \ T_c) = (0 \ 0 \ 0) \text{ et } \bar{V}_7 \Leftrightarrow (T_a \ T_b \ T_c) = (1 \ 1 \ 1)$$

Comme le montre le tableau suivant et la figure (2.3) :

n° d'état	vecteur	variables logiques			tensions diphasées
		T_a	T_b	T_c	$[V_\alpha, V_\beta]$
1	V_0	0	0	0	$\sqrt{2/3} [0 \ 0] U_d$
2	V_1	1	0	0	$\sqrt{2/3} [1 \ 0] U_d$
3	V_2	1	1	0	$\sqrt{2/3} [1/2 \ \sqrt{3}/2] U_d$
4	V_3	0	1	0	$\sqrt{2/3} [-1/2 \ \sqrt{3}/2] U_d$
5	V_4	0	1	1	$\sqrt{2/3} [-1 \ 0] U_d$
6	V_5	0	0	1	$\sqrt{2/3} [-1/2 \ -\sqrt{3}/2] U_d$
7	V_6	1	0	1	$\sqrt{2/3} [1/2 \ -\sqrt{3}/2] U_d$
8	V_7	1	1	1	$\sqrt{2/3} [0 \ 0] U_d$

Tableau (2.1) Valeurs atteintes par les tensions

On observe ainsi que les vecteurs de composantes $[V_\alpha, V_\beta]$ sont de module $\sqrt{2/3} U_d$ et se situent sur un hexagone régulier figure (2.3). Si on porte sur ce diagramme les axes correspondant aux tensions V_a, V_b, V_c les tensions triphasées s'obtiennent en projetant (au facteur multiplicatif $\sqrt{2/3}$ près) les extrémités des vecteurs relatifs aux tensions dans le plan diphasé sur ces trois axes.

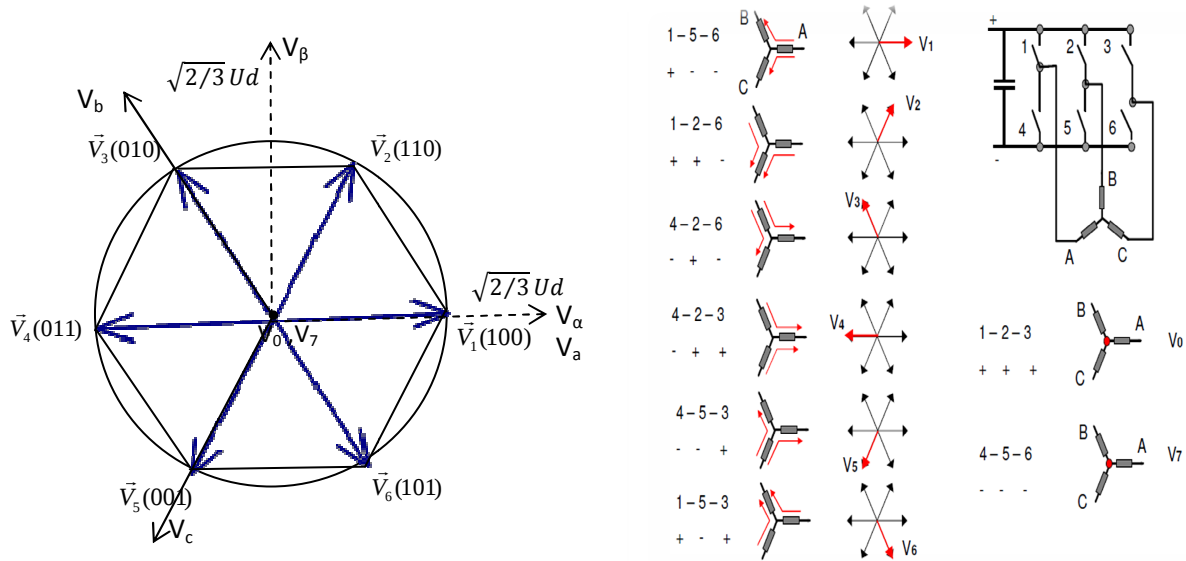


Figure (2.3) Représentation géométrique dans le repère (α, β) , des tensions de l'onduleur

2.3. Onduleur de tension à trois niveaux à structure NPC

2.3.1. Principe de la topologie NPC dans un onduleur à trois niveaux

Le convertisseur NPC (Neutral Point Clamped) à 3 niveaux est apparu au début des années 1980. La répartition de la tension d'entrée sur les interrupteurs à l'état bloqué est assurée par des diodes connectées à un point milieu (M). Ces deux diodes imposent un potentiel à $U_d/2$ aux points A et B, Figure (2.4). Cette structure d'onduleur a été brevetée par la première fois en 1981 par R Baker, [17], et ensuite a été publiée dans [24] [25] [22]; par A.Nabae. L'objectif était de réduire le taux de distorsion d'harmonique du courant injecté dans la charge. Pour des applications de type alimentation des moteurs électriques.

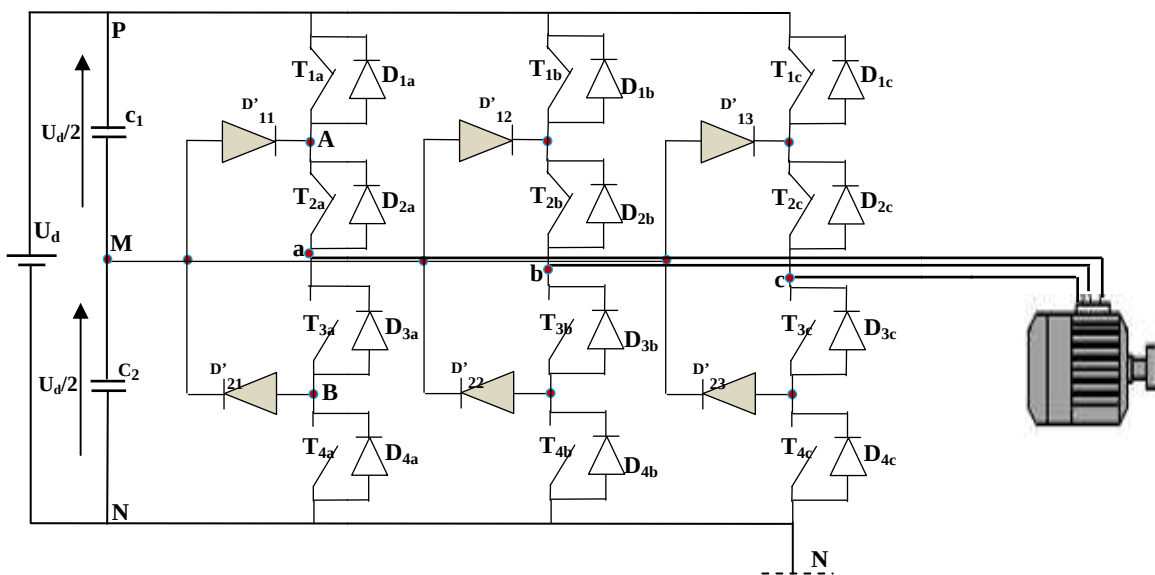


Figure (2.4) Schéma d'un onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC

Cette figure illustre un montage possible pour un onduleur NPC à trois niveaux. Dans sa version la plus simple, chaque branche de cet onduleur comporte 4 interrupteurs contrôlables et 6 diodes. Ce montage est alimenté par une tension continue U_d , [26] [21]. Les trois niveaux de tension possibles en sortie ($-U_d/2$, 0 et $U_d/2$) sont obtenus en fonction du choix des interrupteurs rendus passants.

2.3.2. Génération des trois niveaux de tension dans un onduleur NPC

Pour des raisons de simplification à cause de la symétrie de l'onduleur, seule une branche de celui-ci est représentée à la figure (2.5). Elle est constituée principalement de quatre interrupteurs (T_{1a} , T_{2a} , T_{3a} , T_{4a}). Chaque point milieu entre (T_{1a} et T_{2a}) et entre (T_{3a} et T_{4a}) est relié à point neutre « M » via une diode supplémentaire (D'_{11} , D'_{21}) ce point neutre est formé par la subdivision d'une source de tension continue U_d en deux sources égales à $U_d/2$. Ces sources peuvent être remplacées par deux condensateurs. (Voir figure 2.5) [22].

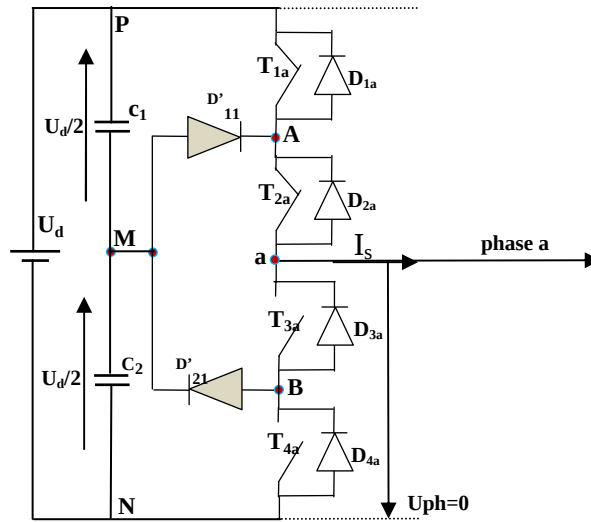


Figure (2.5) structure d'un bras d'un onduleur NPC à trois niveaux

L'une des particularités de cette topologie est que les semi-conducteurs externes, T_{1a} et T_{4a} , ne découpent pas pendant au moins la moitié de la période de modulation. Les diodes D'_{11} et D'_{21} n'interviennent pas pour les phases de fonctionnement A et B. En revanche, l'une d'entre elles est passante et permet de fixer le potentiel du point A ou du point B à 0 V. Le signe du courant de charge indique quelle diode est rendue passante : si $I_s > 0$, D'_{11} est amorcée et D'_{21} est bloquée ; la configuration est inversée pour $I_s < 0$.

Les trois niveaux de l'onduleur NPC peuvent être générés comme présenté aux figures (2.6 et 2.7) avec $T_{3a} = \overline{T_{1a}}$ et $T_{4a} = \overline{T_{2a}}$.

2.3.3. Différentes configurations d'un bras d'un onduleur à trois niveaux

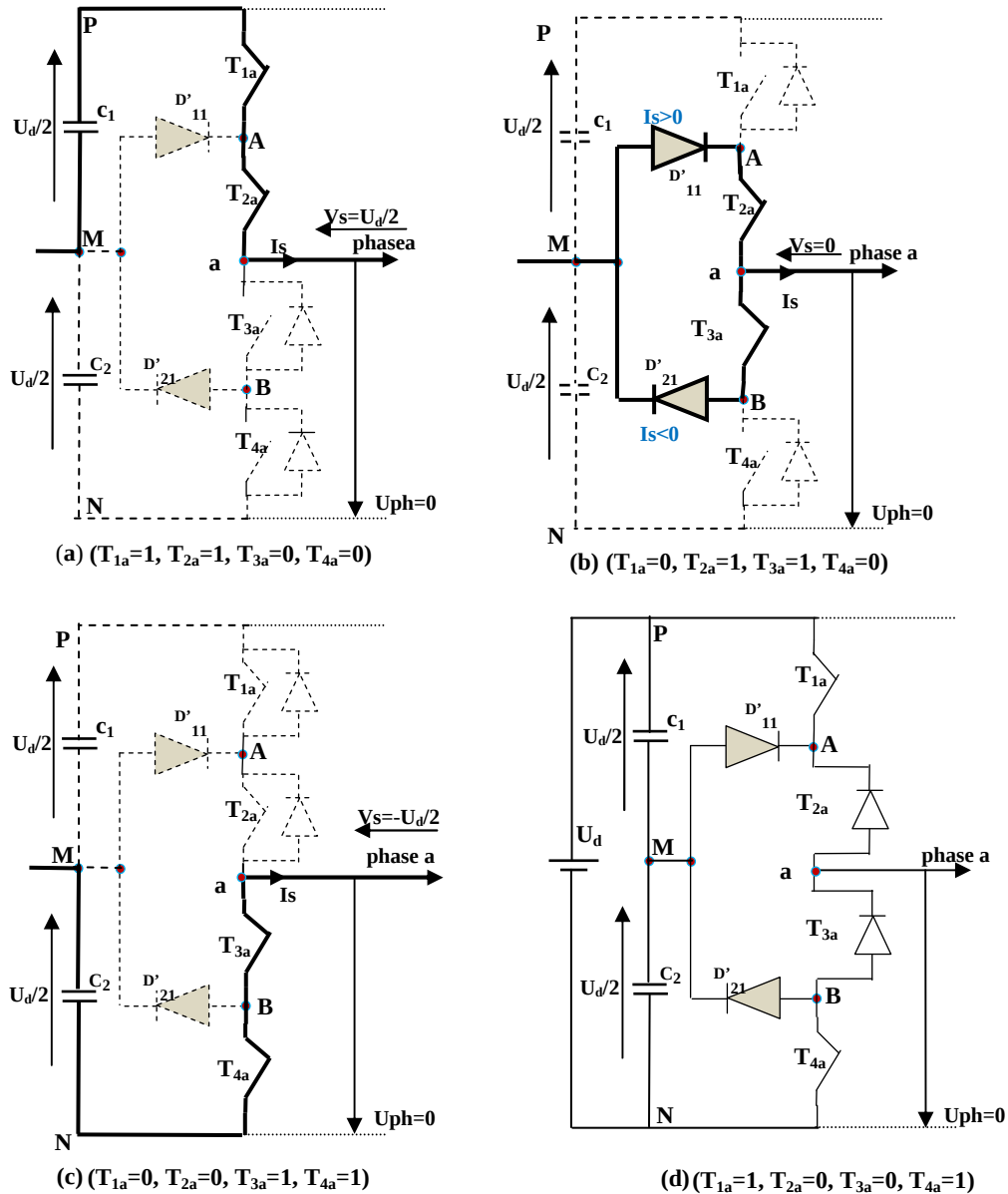


Figure (2.6) configuration possible d'un onduleur à trois niveaux NPC

- Quand T_{1a} et T_{2a} sont fermés, les diodes D_{1a} et D_{2a} ne conduisent pas et la phase est connectée au potentiel positif du circuit intermédiaire (voir la figure 2.6.a). Ce qui explique pendant l'alternance positive de la référence, T_{2a} est toujours passant et T_{4a} toujours bloqué. Si T_{1a} est amorcé, alors T_{3a} est OFF et la tension de sortie est fixée à $U_d/2$. Ainsi, l'onduleur génère l'état maximum : état 2 de la (figure 2.7). Au contraire si T_{3a} est ON alors T_{1a} est OFF, et la tension de sortie égale à 0 V, (voir figure 2.6.b).
- Quand T_{2a} et T_{3a} sont fermés, et par conséquent T_{4a} et T_{1a} sont bloqués, la phase est connectée au point milieu M via les diodes supplémentaires (D'_{11}, D'_{21}) indépendamment du signe du courant (voir figure 2.6.b). Cela permet de générer le niveau intermédiaire l'état 1 de la (figure 2.7). Ainsi, grâce aux diodes supplémentaires (D'_{11}, D'_{21}), l'onduleur peut générer le niveau intermédiaire, d'où le nom Neutral-Point-Clamped.

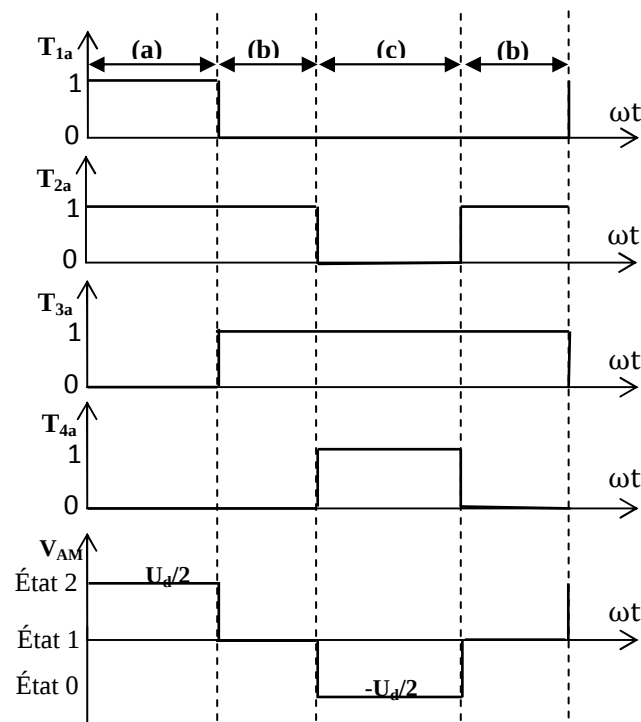


Figure (2.7) Génération des trois niveaux dans un onduleur NPC

- De manière analogue, pendant l'alternance négative de la référence, T_{2a} est toujours bloqué et T_{4a} toujours passant. Si T_{4a} est amorcé, alors T_{2a} est OFF et la tension de sortie est fixée à $-U_d/2$ (voir figure 2.6.c) ; à l'inverse si T_{2a} est ON, alors T_{4a} est OFF, et la tension de sortie est égale à 0 V (voir figure 2.6.b). Ainsi, l'onduleur génère l'état minimum : état 0 de la (figure 2.7).
- Par contre, quand T_{1a} et T_{4a} sont fermés, et par conséquent T_{2a} et T_{3a} sont bloqués, cet état est indéfini et donc interdit dans un fonctionnement normal de l'onduleur. (figure 2.6.d).

Les séquences a, b et c vont s'enchaîner durant chaque période de la façon suivante : a-b-c-b.

Cette analyse montre que, la structure de l'onduleur à trois niveaux limite à $U_d/2$ la tension imposée à chaque interrupteur lorsqu'il est bloqué, alors que dans la structure classique de l'onduleur à deux niveaux, cette tension vaut la tension continue complète U_d . C'est cette caractéristique de l'onduleur à trois niveaux qui permet de monter en tension et en puissance, dans le cas des applications de forte puissance [16][17][26].

Le Tableau (2.2) résume le fonctionnement de l'onduleur NPC à 3 niveaux en fonction du sens de circulation du courant de charge (figure 2.6).

sens de courant	le courant circule à travers...	Tension découpée
$I_s > 0$	T_{1a}, T_{2a}	$U_d/2$
	D'_{11}, T_{3a}	0
	D_{4a}, D_{3a}	$-U_d/2$
$I_s < 0$	T_{3a}, T_{4a}	$-U_d/2$
	T_{3a}, D'_{21}	0
	D_{2a}, D_{1a}	$U_d/2$

Tableau (2.2) Phase de fonctionnement d'un onduleur NPC à trois niveaux

Lorsque la source de tension est génératrice et la charge est réceptrice, le courant passe à travers les thyristors. Lorsque le transfert d'énergie s'effectue de la charge vers la source d'entrée, ce sont les diodes antiparallèles qui assurent le passage du courant.

2.3.4. Commandabilité d'un bras d'un onduleur à trois niveaux

Sur les $2^4=16$ séquences possibles, seules trois séquences sont mises en œuvre. Toutes les autres séquences ne sont pas fonctionnelles, et sont donc à éviter. En effet, elles provoquent, soient, des courts-circuits des sources de tension continue [27] :

- Court-circuit de $U_d/2$ et de $-U_d/2$ avec les séquences [1111] et [1001],
- Court-circuit de $U_d/2$ avec les séquences [1110], [1000] et [1010],
- Court-circuit de $-U_d/2$ avec les séquences [0111], [0001] et [0101].

Soient, elles provoquent la déconnexion de la charge pour la séquence [0000]. Soient encore, elles ne permettent pas d'assurer la connexion de la charge au point neutre pour les séquences [0100] et [0010] [27].

Afin d'avoir un fonctionnement totalement commandable qui permet à l'onduleur de délivrer les trois tensions désirées, on doit définir la commande complémentaire du convertisseur. Trois commandes complémentaires peuvent être définies pour un bras.

$$\begin{cases} B_{k1} = \bar{B}_{k2} \\ B_{k3} = \bar{B}_{k4} \end{cases} \quad \begin{cases} B_{k1} = \bar{B}_{k3} \\ B_{k2} = \bar{B}_{k4} \end{cases} \quad \begin{cases} B_{k1} = \bar{B}_{k4} \\ B_{k2} = \bar{B}_{k3} \end{cases}$$

Avec B_{ki} : commande de base d'un transistor T_{ki} , ($k=a,b,c$)

Il à été démontré que la troisième commande est celle qui donne les trois niveaux de tension possibles $U_d/2, 0, -U_d/2$, [28][17].

états	B_{K1}	B_{K2}	B_{K3}	B_{K4}	V_k
0	0	0	1	1	$-U_d/2$
X	1	0	1	0	Indéfinie
1	0	1	0	1	0
2	1	1	0	0	$U_d/2$

Tableau (2.3) Résultat de la troisième commande

2.3.5. Modèle de connaissance de l'onduleur à trois niveaux

Elle définit l'état de l'interrupteur. Elle vaut 1 si l'interrupteur est fermé et 0 dans le cas contraire. En mode commandable, les fonctions de connexions de l'onduleur sont liées par la relation suivante :

$$\begin{cases} B_{k1} = \bar{B}_{k4} \\ B_{k2} = \bar{B}_{k3} \end{cases} \rightarrow \begin{cases} F_{k1} = 1 - F_{k4} \\ F_{k2} = 1 - F_{k3} \end{cases} \quad (2.21)$$

Avec cette commande complémentaire, tout se passe comme si pour chaque bras de l'onduleur on a seulement deux cellules de commutations à deux interrupteurs chacune.

La commande complémentaire pour les trois bras est exprimée par les trois relations suivantes :

$$\begin{cases} F_{1a} = 1 - F_{4a} \\ F_{2a} = 1 - F_{3a} \end{cases}, \begin{cases} F_{1b} = 1 - F_{4b} \\ F_{2b} = 1 - F_{3b} \end{cases}, \begin{cases} F_{1c} = 1 - F_{4c} \\ F_{2c} = 1 - F_{3c} \end{cases} \quad (2.22)$$

2.3.6. Fonction de connexion des demi-bras

On définit la fonction de connexion F_{km}^b du demi-bras comme suit :

$$\begin{cases} F_{k1}^b = F_{k1} \cdot F_{k2} \\ F_{k0}^b = F_{k3} \cdot F_{k4} \end{cases} \quad (2.23)$$

F_{k1}^b est associée au demi-bras du haut (la paires T_{k1}, T_{k2}) et F_{k0}^b est associée au demi-bras du bas (la paires T_{k3}, T_{k4}), où k désigne le bras ($k=a,b,c$) et m désigne la position du demi-bras ($m=0$ pour le demi-bras du bas et 1 pour le demi-bras du haut).

Le système d'équations (2.23) montre que la fonction F_{km}^b vaut 1 dans le cas où les deux interrupteurs associés au demi-bras F_{km}^b sont tous fermés et nulle dans les autres cas.

Alors nous pouvons mettre simplement [28] :

$$\begin{cases} F_{a1}^b = F_{1a} \cdot F_{2a} \\ F_{a0}^b = F_{3a} \cdot F_{4a} \end{cases} \quad (2.24)$$

$$\begin{cases} F_{b1}^b = F_{1b} \cdot F_{2b} \\ F_{b0}^b = F_{3b} \cdot F_{4b} \end{cases} \quad (2.25)$$

$$\begin{cases} F_{c1}^b = F_{1c} \cdot F_{2c} \\ F_{c0}^b = F_{3c} \cdot F_{4c} \end{cases} \quad (2.26)$$

2.3.7. Fonctions de conversion

Les potentiels des nœuds a, b, c par rapport au point milieu M de l'onduleur triphasé à trois niveaux (figure 2.4) s'exprime comme suit :

$$\begin{cases} V_{aM} = F_{a1}^b \cdot \left(\frac{U_d}{2}\right) - F_{a0}^b \cdot \left(\frac{U_d}{2}\right) = F_{1a} \cdot F_{2a} \cdot \left(\frac{U_d}{2}\right) - F_{3a} \cdot F_{4a} \cdot \left(\frac{U_d}{2}\right) \\ V_{bM} = F_{b1}^b \cdot \left(\frac{U_d}{2}\right) - F_{b0}^b \cdot \left(\frac{U_d}{2}\right) = F_{1b} \cdot F_{2b} \cdot \left(\frac{U_d}{2}\right) - F_{3b} \cdot F_{4b} \cdot \left(\frac{U_d}{2}\right) \\ V_{cM} = F_{c1}^b \cdot \left(\frac{U_d}{2}\right) - F_{c0}^b \cdot \left(\frac{U_d}{2}\right) = F_{1c} \cdot F_{2c} \cdot \left(\frac{U_d}{2}\right) - F_{3c} \cdot F_{4c} \cdot \left(\frac{U_d}{2}\right) \end{cases} \quad (2.27)$$

La relation (2.7) montre qu'un onduleur à trois niveaux est une mise en série de deux onduleurs à deux niveaux.

2.3.8. Tensions composées

Nous savons :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_a - V_b = V_{aM} - V_{bM} \\ U_{bc} = V_b - V_c = V_{bM} - V_{cM} \\ U_{ca} = V_c - V_a = V_{cM} - V_{aM} \end{cases} \quad (2.28)$$

Nous pouvons écrire le système suivant d'après les relations (2.24) à (2.27) :

$$\begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \\ U_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{a1}^b - F_{b1}^b \\ F_{b1}^b - F_{c1}^b \\ F_{c1}^b - F_{a1}^b \end{bmatrix} \frac{U_d}{2} + \begin{bmatrix} F_{b0}^b - F_{a0}^b \\ F_{c0}^b - F_{b0}^b \\ F_{a0}^b - F_{c0}^b \end{bmatrix} \frac{U_d}{2} \quad (2.29)$$

Les tensions composées par rapport au point milieu :

$$\begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \\ U_{ac} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{a1}^b - F_{b1}^b + F_{b0}^b - F_{a0}^b \\ F_{b1}^b - F_{c1}^b + F_{c0}^b - F_{b0}^b \\ F_{c1}^b - F_{a1}^b + F_{a0}^b - F_{c0}^b \end{bmatrix} \frac{U_d}{2} \quad (2.30)$$

Ce qui nous donne :

$$\begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \\ U_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (F_{1a} \cdot F_{2a}) - (F_{1b} \cdot F_{2b}) + (F_{3b} \cdot F_{4b}) - (F_{3a} \cdot F_{4a}) \\ (F_{1b} \cdot F_{2b}) - (F_{1c} \cdot F_{2c}) + (F_{3c} \cdot F_{4c}) - (F_{3b} \cdot F_{4b}) \\ (F_{1c} \cdot F_{2c}) - (F_{1a} \cdot F_{2a}) + (F_{3a} \cdot F_{4a}) - (F_{3c} \cdot F_{4c}) \end{bmatrix} \frac{U_d}{2} \quad (2.31)$$

Après simplification :

$$\begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \\ U_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{1a} \cdot F_{2a} - F_{3a} \cdot F_{4a} \\ F_{1b} \cdot F_{2b} - F_{3b} \cdot F_{4b} \\ F_{1c} \cdot F_{2c} - F_{3c} \cdot F_{4c} \end{bmatrix} \frac{U_d}{2} \quad (2.32)$$

Pour une machine asynchrone présentant un neutre , et alimentée par un onduleur de tension à trois niveaux à structure NPC on peut écrire les tensions comme suit :

$$\begin{aligned} V_{aM} &= V_{an} + V_{nM} \\ V_{bM} &= V_{bn} + V_{nM} \\ V_{cM} &= V_{cn} + V_{nM} \end{aligned} \quad (2.33)$$

Avec : V_{an}, V_{bn}, V_{cn} sont les tensions de phase, et M le point milieu fictif à l'entrée continu et V_{aM}, V_{bM}, V_{cM} sont les tensions d'entrée à l'onduleur.

V_{nM} la tension fictive entre le neutre de la MAS et le point fictif d'indice « M ». Pour un système équilibré, on à :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (2.34)$$

$$\text{Il vient : } V_{nM} = \frac{1}{3}(V_{aM} + V_{bM} + V_{cM}) \quad (2.35)$$

$$\begin{cases} V_a = \frac{2}{3}V_{aM} - \frac{1}{3}V_{bM} - \frac{1}{3}V_{cM} \\ V_b = -\frac{1}{3}V_{aM} + \frac{2}{3}V_{bM} - \frac{1}{3}V_{cM} \\ V_c = -\frac{1}{3}V_{aM} - \frac{1}{3}V_{bM} + \frac{2}{3}V_{cM} \end{cases} \Rightarrow \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{aM} \\ V_{bM} \\ V_{cM} \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

On peut déduire le système qui suit :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{1a} \cdot F_{2a} - F_{3a} \cdot F_{4a} \\ F_{1b} \cdot F_{2b} - F_{3b} \cdot F_{4b} \\ F_{1c} \cdot F_{2c} - F_{3c} \cdot F_{4c} \end{bmatrix} \frac{U_d}{6} = \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T'_a \\ T'_b \\ T'_c \end{bmatrix} \frac{U_d}{6} \quad (2.37)$$

Avec la l'application de la transformation de CONCORDIA triphasé-biphasé, le vecteur V_x dans la base $x = (a, b, c)$ aura la forme suivante dans la base (α, β) :

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 3 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/2 & -1/4 & -1/4 \\ 0 & \sqrt{3}/4 & -\sqrt{3}/4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T'_a \\ T'_b \\ T'_c \end{bmatrix} U_d \quad (2.39)$$

$$\text{Enfin : } \overline{V_S} = V_{\alpha s} + jV_{\beta s} \quad (2.40)$$

2.3.9. Valeurs atteintes par les tensions de l'onduleur à trois niveaux

En se basant sur l'étude précédente, la sortie de chaque demi-pont peut prendre trois valeurs différentes, ce qui fait que l'onduleur permettent d'avoir 3^3 combinaisons différentes des trois grandeurs (T'_a, T'_b, T'_c) , correspond à 19 vecteurs de sortie différents dans le plan (α, β) .

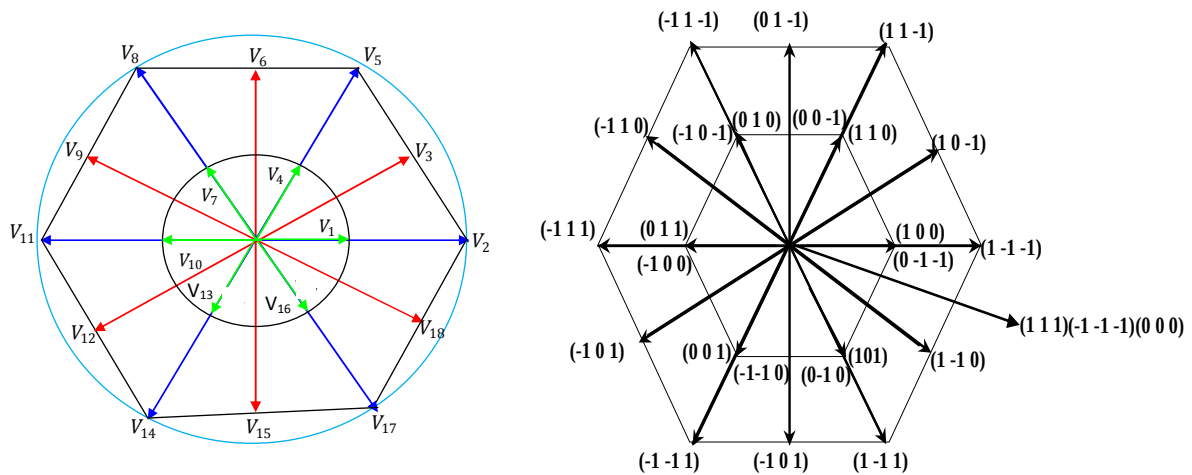


Figure (2.8) Représentation des 18 vecteurs et leurs configurations

Cependant, en se basant sur l'amplitude de ces vecteurs nous pouvons diviser les tensions en quatre groupes, comme suit :

- Tension zéro (nulle) V_0 ;
- Petites tensions ($V_1, V_4, V_7, V_{10}, V_{13}, V_{16}$) ;
- Moyens tensions ($V_3, V_6, V_9, V_{12}, V_{15}, V_{18}$) ;
- Grandes tensions ($V_2, V_5, V_8, V_{11}, V_{14}, V_{17}$) ;

Vecteurs tension	Variables logiques ($T'_a T'_b T'_c$)	Tensions diphasées [$v_{\alpha s}, v_{\beta s}$]
V_0 (3 états)	(-1 -1 -1), (0 0 0), (1 1 1)	$\sqrt{2/3}$ [0 0] U_d
V_1 (2 états)	(1 0 0), (0 -1 -1)	$\sqrt{2/3}$ [1/2 0] U_d
V_2	(1 -1 -1)	$\sqrt{2/3}$ [1 0] U_d
V_3	(1 0 -1)	$\sqrt{2/3}$ [3/4 $\sqrt{3}/4$] U_d
V_4 (2 états)	(1 1 0), (0 0 -1)	$\sqrt{2/3}$ [1/4 $\sqrt{3}/4$] U_d
V_5	(1 1 -1)	$\sqrt{2/3}$ [1/2 $\sqrt{3}/2$] U_d
V_6	(0 1 -1)	$\sqrt{2/3}$ [0 $\sqrt{3}/2$] U_d
V_7 (2 états)	(0 1 0), (-1 0 -1)	$\sqrt{2/3}$ [-1/4 $\sqrt{3}/4$] U_d
V_8	(-1 1 -1)	$\sqrt{2/3}$ [-1/2 $\sqrt{3}/2$] U_d
V_9	(-1 1 0)	$\sqrt{2/3}$ [1/4 $\sqrt{3}/4$] U_d
V_{10} (2 états)	(0 1 1), (-1 0 0)	$\sqrt{2/3}$ [-1/2 0] U_d
V_{11}	(-1 1 1)	$\sqrt{2/3}$ [-1 0] U_d
V_{12}	(-1 0 1)	$\sqrt{2/3}$ [-3/4 $-\sqrt{3}/4$] U_d
V_{13} (2 états)	(-1 -1 0), (0 0 1)	$\sqrt{2/3}$ [-1/4 $-\sqrt{3}/4$] U_d
V_{14}	(-1 -1 1)	$\sqrt{2/3}$ [-1/2 $-\sqrt{3}/2$] U_d
V_{15}	(-1 0 1)	$\sqrt{2/3}$ [-3/4 $-\sqrt{3}/4$] U_d
V_{16} (2 états)	(1 0 1), (0 -1 0)	$\sqrt{2/3}$ [-1/4 $-\sqrt{3}/4$] U_d
V_{17}	(1 -1 1)	$\sqrt{2/3}$ [1/2 $-\sqrt{3}/2$] U_d
V_{18}	(1 -1 0)	$\sqrt{2/3}$ [3/4 $-\sqrt{3}/4$] U_d

Tableau (2.4) Valeurs atteintes par les tensions

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la structure générale de l'onduleur de tension à deux niveaux ainsi son fonctionnement en mode commandable, et celle d'un onduleur de tension à trois niveaux à structure NPC dans la deuxième partie du chapitre. Cet onduleur sera utilisé comme la source d'alimentation de notre machine, il génère 19 vecteurs tension distinctes. Cette interprétation facilite l'analyse de la commande de la machine.

Le chapitre qui suit sera consacré à l'application de la commande directe du couple (DTC) à la machine asynchrone à cage, cette commande est considérée comme une alternative à la commande par orientation du flux rotorique(FOC), qui présente l'inconvénient majeur d'être relativement sensible aux variations des paramètres de la machine. D'autre part, la (DTC), est aussi simple, intéressante compte tenu de sa simplicité ; en particulier, par le fait qu'elle ne nécessite ni mesure en temps réel de la vitesse, ni une commande complexe par modulation de largeur d'impulsion (MLI) de l'onduleur. Son algorithme de calcul est simple puisqu'il est lié à un modèle de la machine où le seul paramètre intervenant est la résistance statorique. En outre, la (MLI) est remplacée dans cette commande par une simple table de commutation.

Chapitre 3

Contrôle direct du couple (DTC) de la machine asynchrone à cage

Introduction

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.

Dans le domaine de la vitesse variable, l'utilisation de la machine asynchrone, fort attrayante pour ces multiples avantages tels que sa robustesse la simplicité de sa structure, son poids, sa taille mais surtout son degré moindre de maintenance et son faible coût [29], permet de répondre à des cahiers de charge industriels très exigeants en termes de performance.

Le rôle d'un entraînement à vitesse variable dans un système est le contrôle de transfert d'énergie à partir du réseau de distribution au process via un moteur à courant continu ou à courant alternatif. Deux quantités physiques décrivent l'état de l'axe de moteur, couple et vitesse, le contrôle de l'écoulement de l'énergie c'est le contrôle d'une de ces quantités :

a) Commande en vitesse

La vitesse est commandée par le variateur et le couple imposé par la charge.

b) Commande en couple

Le couple est contrôlé par le variateur, et la vitesse est déterminée par la charge.

L'émergence vers le milieu des années 80, la technologie DTC (direct torque contrôle en Anglais), est la technique de commande la plus performante des moteurs asynchrones, mise au point par le numéro un mondial de la variation de vitesse, [29][30][31].

Les synoptiques de commande ont certes évolué dans le sens d'améliorer un certain aspect, comme la réduction des ondulations du couple ou la distorsion du flux. Toutefois, ils gardaient toujours leurs caractéristiques de base comme l'absence du modulateur MLI, le réglage par hystérésis du couple (aussi du flux dans DTC) proposé par ISAO TAKAHASHI et DEPENDBROK, c'est une alternative de la commande de flux orienté(FOC). Plusieurs travaux ont permis la modélisation rigoureuse de cette approche,[32][24][30][31].

Dans le contenu de ce chapitre, dans la première partie, on présentera le principe de base de la stratégie de contrôle direct du couple de la machine asynchrone alimentée par un onduleur à deux niveaux. Dans la seconde partie, nous passerons en revue le principe de la DTC de la MAS alimentée par un onduleur de tension à trois niveaux de type NPC, ainsi les résultats de simulation seront discutés.

3. 1. Principe générale de la commande directe du couple (DTC) selon TAKAHASHI

3.1.1. Stratégie de commande directe du couple

La commande directe du couple d'une MAS repose principalement sur l'estimation des grandeurs à contrôler que sont le couple électromagnétique et le flux statorique à partir des seules grandeurs liés au stator, sans utilisation de capteur mécanique jugé peu fiable [33].

Cette commande est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur, ce choix est basé sur l'utilisation des régulateurs à

hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir ici l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique. [31][12].

3.1.2. Contrôle du vecteur flux statorique

Pour un contrôle efficace du couple électromagnétique il est tout d'abord impératif de régler correctement le flux. Le contrôle dynamique du couple peut être mis en évidence par le modèle vectoriel de la machine dans le référentiel (α, β) lié au stator pour supprimer les transformations de coordonnées, le flux considéré est le flux statorique, le modèle de la partie électrique de la machine reliant les vecteurs flux, tension et courant, s'écrit [31][29][33][12]:

$$\text{Côté stator : } V_s = R_s I_s + \frac{d\phi_s}{dt} \quad (3.1)$$

$$\text{Côté rotor : } V_r = 0 = R_r I_r + \frac{d\phi_r}{dt} - j\omega \phi_r \quad (3.2)$$

Cette dernière équation peut également s'écrire :

$$\frac{L_m}{L_s} \phi_s = (1 - j\omega \sigma T_r) \phi_r + \sigma T_r \frac{d\phi_r}{dt} \quad (3.3)$$

Avec $T_r = \frac{L_r}{R_r}$: constante de temps rotorique.

A partir des expressions des flux, le courant rotor et stator s'écrivent :

$$\begin{aligned} I_r &= \frac{1}{\sigma} \left(\frac{\phi_r}{L_r} - \frac{L_m}{L_r L_s} \phi_s \right) \\ I_s &= \frac{1}{\sigma} \left(\frac{\phi_s}{L_s} - \frac{L_m}{L_r L_s} \phi_r \right) \end{aligned} \quad (3.4)$$

Avec $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$ (coefficient de dispersion)

Les équations (3.1) et (3.2) deviennent :

$$\frac{d\phi_r}{dt} + \left(\frac{1}{\sigma T_r} - j\omega \right) \phi_r = \frac{L_m}{L_s} \frac{1}{\sigma T_r} \phi_s \quad (3.5)$$

Ces relations montrent que :

- Il est possible de contrôler le vecteur ϕ_s à partir du vecteur V_s , à chute de tension $R_s I_s$ près.
- Le vecteur ϕ_r suit la variation de ϕ_s avec une constante de temps σT_r , le rotor agit comme un filtre de ladite constante de temps entre les vecteurs ϕ_r et ϕ_s .

De plus le vecteur ϕ_r atteint en régime permanent la valeur suivante :

$$\phi_r = \frac{L_m}{L_s} \frac{\phi_s}{j\omega_r \sigma T_r} \quad (3.6)$$

Part ailleurs le flux statorique peut s'écrire :

$$\phi_s = \sigma L_s I_s + \frac{L_m}{L_r} \phi_r \quad (3.7)$$

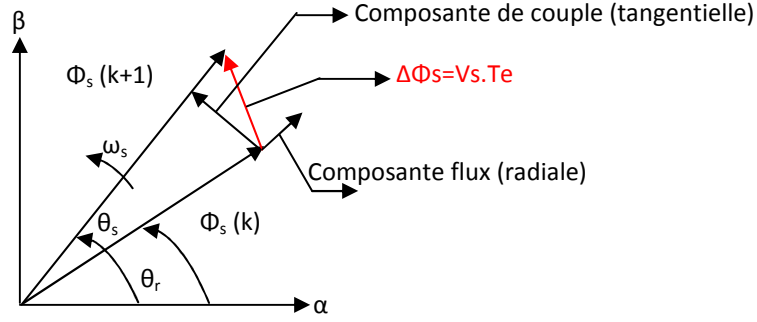


Figure (3.1) Évolution de l'extrémité de Φ_s .

- $\Phi_s(k)$: vecteur flux stator au pas d'échantillonnage actuel ;
- $\Phi_s(k+1)$: vecteur flux stator au pas d'échantillonnage suivant ;
- $\Delta\Phi_s$: vecteur variation de flux stator $\Delta\Phi_s = \Phi_s(k+1) - \Phi_s(k)$;

Le flux statorique de la machine peut être obtenu par l'équation suivante :

$$V_s = R_s I_s + \frac{d\Phi_s}{dt} \Rightarrow \Phi_s(t) = \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt \quad (3.8)$$

Entre deux commutations de l'onduleur, le vecteur tension est fixe et constant, si l'instant initial ($t=0$) correspond à l'instant de la commutation précédente l'évolution du vecteur flux à partir de cet instant est, selon l'équation (3.9) :

$$\Phi_s(t) = \Phi_s(0) + \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt \Rightarrow \Phi_s(t) = \Phi_s(0) + V_s t - R_s \int_0^t I_s dt \quad (3.9)$$

Où $\Phi_s(0)$ est le vecteur flux à l'instant $t=0$, avec l'hypothèse R_s reste constante.

Sur l'intervalle $[0, T_e]$, si pour simplifier on considère le terme $R_s I_s$ comme négligeable (ce qui se vérifie à vitesse de rotation suffisamment élevée), on aura l'équation (3.10) [34][12] :

$$\Phi_s(k+1) \approx \Phi_s(k) + V_s T_e \rightarrow \Delta\Phi_s \approx V_s T_e \quad (3.10)$$

L'extrémité du vecteur Φ_s se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur V_s ainsi que sa vitesse de rotation dépend fortement du choix de ce vecteur. Elle est maximale pour un vecteur V_s perpendiculaire à la direction de Φ_s figure (3.1). Elle est nulle si l'on applique un vecteur nul, elle peut aussi être négative. La manière la plus efficace d'augmenter (respectivement diminuer) le flux est celle d'appliquer un vecteur tension parallèle à Φ_s et de même sens (respectivement de sens opposé). Par contre, l'application d'un vecteur tension en quadrature par rapport au vecteur flux conserve l'amplitude constante égale à Φ_{s0} , et provoque soit une accélération, soit une décélération du vecteur flux mais fait brutalement évoluer sa phase, [35] [34][12].

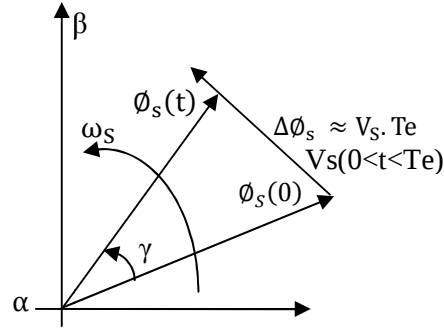


Figure (3.2) Évolution du flux stator lors de l'application d'une tension

Tandis que la période d'échantillonnage est fixe, $\Delta\Phi_s$ est proportionnel au vecteur tension appliqué à la MAS. Lorsqu'on applique un vecteur tension constant quelconque V_s , l'extrémité du vecteur flux statorique se déplace selon une droite parallèle au vecteur tension, ceci avec une vitesse (en wb/s) égale à l'amplitude de ce dernier vecteur [12][31].

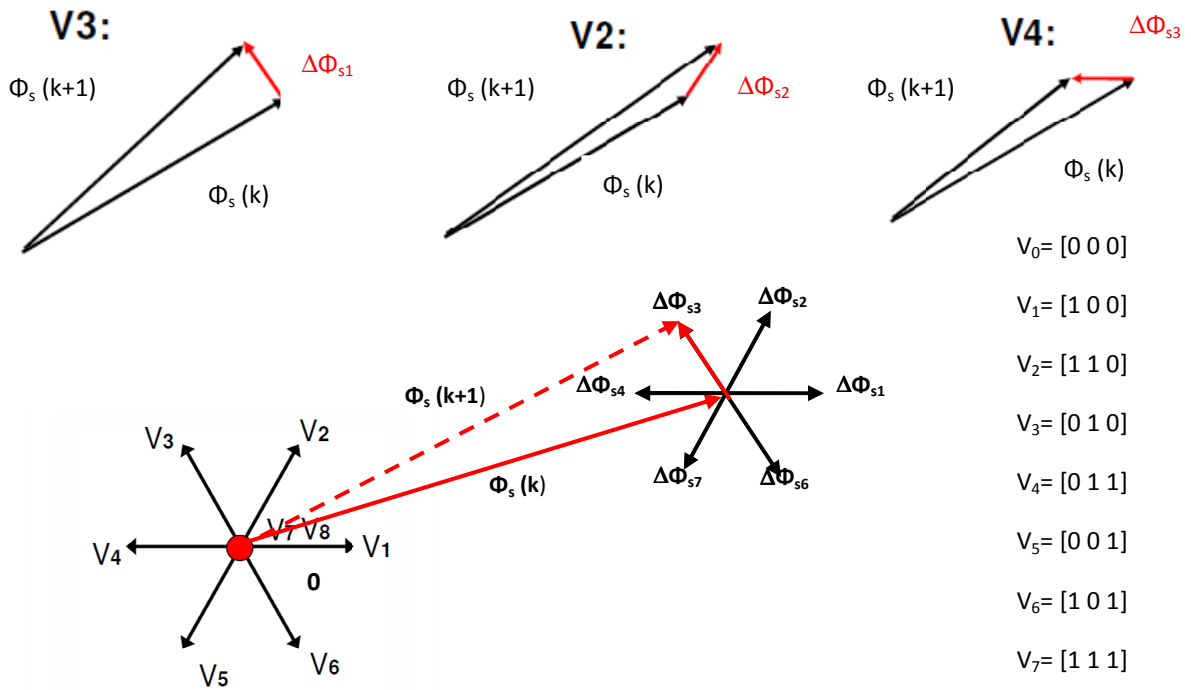


Figure (3.3) Variation du flux, exemple de sélection du vecteur tension V_3

3.1.3. Contrôle du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs flux stator et rotor Figure (3.4), donc il dépend de l'amplitude des deux vecteurs Φ_s et Φ_r et de leur position relative. Il est possible de mettre l'équation du couple instantané sous la forme [12][30] :

$$C_e = \frac{2 P M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \Phi_s \Phi_r \sin \gamma = k \parallel \Phi_s \parallel \cdot \parallel \Phi_r' \parallel \sin \gamma \quad (3.11)$$

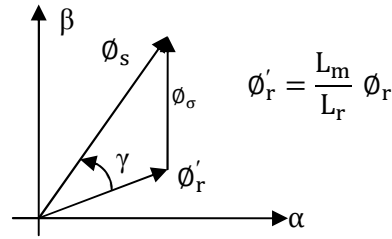


Figure (3.4) vecteur flux stator, rotor et flux de fuites

Où :

- ϕ_s : vecteur flux stator ;
- ϕ_r : vecteur flux rotor ;
- γ : angle entre les vecteurs flux stator et la somme du flux rotor et le flux de fuites totales ;
- ϕ'_r : vecteur flux rotor ramené au stator ;
- ϕ_σ : vecteur flux de fuites.

Si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux ϕ_s (à partir de V_s) en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude et de la position relative de ϕ_r et donc le couple. Ceci n'est pas bien sûr possible que si la période de commande T_e de la tension V_s est telle que $T_e \ll \sigma T_r$.

En supposant qu'entre deux commutations que l'amplitude de vecteur flux stator est limitée dans la bande d'hystérésis autour de sa valeur de référence, et celle de vecteur flux rotorique sera aussi approximativement constante, lorsque le flux établi dans la machine. L'équation (3.11) permet donc de conclure que le réglage le plus favorable du couple, indépendamment de celui de flux, dépendre directement du produit $\phi_s \sin \gamma$ [12][32][35].

L'angle γ est le déphasage entre les deux flux stator et rotor, le flux statorique est la somme du flux rotorique et le flux de fuites totales. Les dynamiques de ces deux composantes ne sont pas les mêmes, Figure (3.4) :

- Le flux de fuites a une dynamique rapide suite aux variations de tension, car les inductances de fuites sont faibles.
- Le flux rotorique, dépendant de l'inductance magnétisante, a une dynamique plus lente, environ dix fois en références au coefficient de dispersion dont la valeur moyenne est de 0.1 [12].

L'accélération du flux entraîne une augmentation de couple, tandis qu'une décélération et l'arrêt de ce vecteur amène une diminution du couple puisque le vecteur flux rotorique continu à tourner (inertie du moteur) [31], et ce par une variation de l'angle γ . Lors de ces accélérations et décélération, il faut éviter à tout prix le décentrement du cercle du flux statorique. Ce phénomène provoquerait des ondulations sur le flux, donc sur le couple et peut être sur la vitesse. Quand le couple atteint la valeur supérieure de la bande d'hystérésis, on impose une séquence nulle de tension, ce qui entraîne la diminution de l'angle γ donc le couple, [12][32].

3.2. Structure de la commande directe du couple de la MAS

TAKAHASHI a proposé une stratégie de commande de couple et de flux qui est basée sur l'algorithme suivant [12][32][34] :

- Le domaine temporel est divisé en des périodes de durée T_e réduites.
- Pour chaque période, on mesure les courants de ligne et les tensions par phase de la MAS.
- On reconstitue les composantes du vecteur de flux statorique.
- L'estimation du couple électromagnétique de la MAS est alors possible grâce à l'estimation des composantes du flux et aux mesures des courants de ligne.
- L'erreur entre le flux de référence et le flux estimé est introduite dans un régulateur à hystérésis qui génère à sa sortie la variable binaire c_{flx} .
- L'erreur entre le couple de référence et le couple estimé est introduite dans un régulateur à hystérésis qui génère à sa sortie une variable logique à trois niveaux $ccpl$.

L'utilisation de trois états pour régler le couple a été proposée pour essayer de minimiser la fréquence de commutation moyenne, car la dynamique du couple est en général, plus rapide que celle du flux.

Le choix de l'état de l'onduleur V_0 à V_7 est effectué dans un tableau de localisation, en utilisant les variables logique $ccfl$, $ccpl$, et selon le secteur angulaire θ dans lequel se trouve le vecteur flux stator. En effet, le partage du plan complexe en 6 secteurs angulaires figure (3.7) permet de déterminer, pour un secteur donné, la séquence de contrôle des interrupteurs de l'onduleur [12][30][31].

3.2.2. Détermination du secteur d'évolution du vecteur flux statorique

La position du flux est détectée dans l'espace de son évolution, décomposée en six secteurs symétriques [24], figure (3.7).

$$-\frac{\pi}{6} + (\theta - 1)\frac{\pi}{3} \leq \theta(i) \leq \frac{\pi}{6} + (\theta - 1)\frac{\pi}{3} \quad (3.12)$$

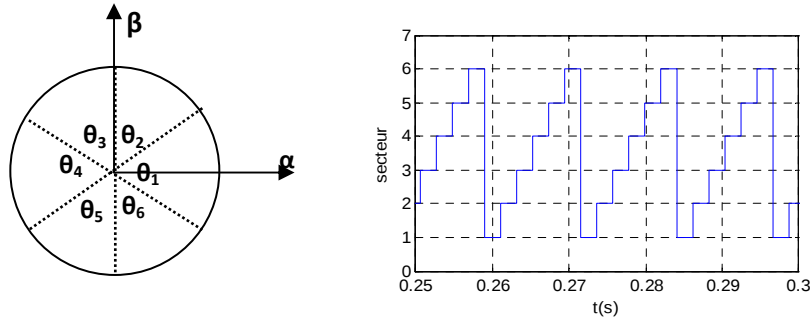


Figure (3.7) secteur d'évolution du vecteur flux statorique

3.2.1. Estimation du flux statorique

L'estimation du flux peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courant, et tension de la machine [36][12][32][30][31], soit :

$$\phi_s = \phi_{s\alpha} + \phi_{s\beta} \quad (3.13)$$

On obtient les composantes α et β du vecteur ϕ_s :

$$\phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_s) dt \quad (3.14)$$

$$\phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_s) dt \quad (3.15)$$

$$\phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_s) dt = \int_0^t V_{s\alpha} dt - \int_0^t R_s I_s dt$$

$$\phi_{s\alpha} = \int_0^t V_{s\alpha} dt - \phi_{s\alpha}(0) = \sum_{T1}^{TN} V_{s\alpha} \Delta t_i + \phi_{s\alpha}(0) = V_1 \Delta t_1 + V_2 \Delta t_2 + \dots + V_N \Delta t_N + \phi_{s\alpha}(0) \quad (3.16)$$

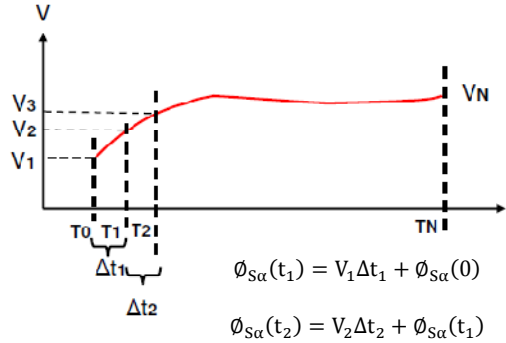


Figure (3.6) Variation du flux statorique

On a obtenu les tensions $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$ partir des commandes (T'_a, T'_b, T'_c), de la mesure de la tension continu U_d en appliquant la transformée de CONCORDIA citée en chapitre 2, soit [34] :

$$\begin{aligned} V_{s\alpha} &= \sqrt{\frac{2}{3}} U_d \left(T'_a - \frac{1}{2} (T'_b + T'_c) \right) = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(V_a - \frac{1}{2} (V_b + V_c) \right) \\ V_{s\beta} &= \frac{1}{\sqrt{2}} U_d (T'_b - T'_c) = \frac{1}{\sqrt{2}} (V_b - V_c) \end{aligned} \quad (3.17)$$

De même façon pour les courants $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$ sont obtenus à partir de la mesure des courants réels i_{sa} , i_{sb} et i_{sc} aux entrée de la machine, soit :

$$I_s = I_{s\alpha} + I_{s\beta} \quad (3.18)$$

$$\text{Avec : } I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} i_{sa} \text{ et } I_{s\beta} = \left[\frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc}) \right] \quad (3.19)$$

Le module du flux statorique et sa phase sont donnés par les relations suivantes :

$$\phi_s = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2} \quad (3.20)$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} \sin \theta_s = \phi_{s\beta} / \phi_s \\ \cos \theta_s = \phi_{s\alpha} / \phi_s \end{cases}$$

L'angle $\hat{\theta}_s$ entre le référentiel (α, β) est le vecteur ϕ_s , s'écrit comme suit :

$$\theta_s = \arctg \frac{\phi_{s\beta}}{\phi_{s\alpha}} \quad (3.20)$$

3.2.3. Élaboration du correcteur du flux

Le correcteur à hystérésis commande la vitesse de rotation du vecteur flux stator, son but est de maintenir l'extrémité du vecteur flux statorique dans une couronne circulaire comme le montre la figure (3.8). Ce qui montre que le choix du vecteur tension dépend du signe de l'erreur du flux et Indépendamment de l'amplitude de l'erreur.

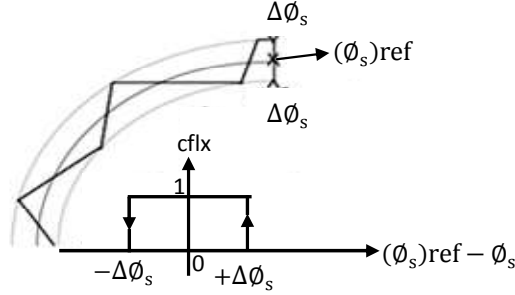


Figure (3.8) Correcteur du flux à hystérésis (deux niveaux)

Donc la sortie du correcteur du flux peut être une variable booléenne :

- 1 : Lorsque l'erreur de flux est positive.
- 0 : Lorsque l'erreur de flux est négative.

Pour cela, un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet de plus d'obtenir de très bonnes performances dynamiques. La sortie du correcteur représentée par une variable booléenne cflx indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée (cflx = 1) ou diminuée (cflx = 0) de façon à le maintenir $|(\phi_s)_{ref} - \phi_s| \leq \Delta\phi_s$, avec $(\phi_s)_{ref}$ la consigne de flux et $\Delta\phi_s$ la largeur d'hystérésis du correcteur [38][39].

On peut écrire ainsi, en tenant compte de la dérivée du flux :

$$\begin{aligned}
 &\rightarrow \text{si } \Delta\phi_s > \varepsilon_\phi && \text{alors cflx} = 1 \\
 &\rightarrow \text{si } 0 \leq \Delta\phi_s \leq \varepsilon_\phi && \text{et } (d\Delta\phi/dt) > 0 \quad \text{alors cflx} = 0 \\
 &\rightarrow \text{si } 0 \leq \Delta\phi_s \leq \varepsilon_\phi && \text{et } (d\Delta\phi/dt) < 0 \quad \text{alors cflx} = 1 \\
 &\rightarrow \text{si } \Delta\phi_s < -\varepsilon_\phi && \text{alors cflx} = 0
 \end{aligned} \tag{3.21}$$

Si $\Delta\phi_s < -\varepsilon_\phi$ ou $\Delta\phi_s > \varepsilon_\phi$ signifie que le flux statorique est en train de sortir de la bande d'hystérésis. Dans le premier cas, il faut imposer un vecteur tension qui a pour action de diminuer le module du flux statorique. Dans le second, on impose un vecteur tension qui a pour action d'augmenter le module du flux statorique, [40][38][39].

3.2.4. Estimation du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique C_e se déduit des produits des flux et des courants statoriques, et il est comparé au couple de référence. Le couple peut être estimé d'après sa formule rappelée ci-dessous, [34] :

$$C_e = P(\phi_{s\alpha}i_{s\beta} - \phi_{s\beta}i_{s\alpha}) \tag{3.22}$$

On peut remarquer que l'exactitude de l'expression du couple dépend de la qualité d'estimation du flux et de la précision de la mesure des courants. L'avantage d'utiliser le vecteur nul est grâce aux changements moins rapides du couple, on diminue le nombre de commutations, [32][35][12] .

- $V_{i+1} \Leftrightarrow V_{i-1}$: deux commutations.
- $V_{i+2} \Leftrightarrow V_{i-2}$: deux commutations.
- $V_1, V_3, V_5 \Leftrightarrow V_0$: une commutation.
- $V_2, V_4, V_6 \Leftrightarrow V_7$: une commutation.

Deux types de comparateurs à hystérésis peuvent être envisagés pour obtenir la dynamique souhaitée pour le couple :

- Un comparateur à hystérésis à deux niveaux.
- Un comparateur à hystérésis à trois niveaux.

3.3. Élaboration du correcteur du couple électromagnétique

3.3.1. Correcteur du couple à deux niveaux

Ce correcteur est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de Φ_s . Il n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation. Ainsi seuls les vecteurs V_{i+1} et V_{i+2} peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le flux Φ_s . Par conséquent, la diminution du couple est uniquement réalisée par la sélection des vecteurs nuls, [39]. Avec ce correcteur, pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire de croiser deux phases.

De plus en sélectionnant correctement les vecteurs nuls suivant les zones θ_i , on s'aperçoit que pour chaque zone i , il y a un bras de l'onduleur qui ne commute jamais, et permet ainsi de diminuer la fréquence moyenne de commutation des interrupteurs, diminuant ainsi les pertes par commutation au niveau de l'onduleur, [32].

3.3.2. Correcteur du couple à trois niveaux

Le correcteur de couple a pour fonction de maintenir l'erreur ε_{ce} (l'écart qui existe entre le couple estimé C_e et sa valeur de référence $(C_e)_{\text{réf}}$) dans une bande d'hystérésis de largeur $2\Delta C_e$ [12] [39].

$$\varepsilon_{ce} = (c_e)_{\text{réf}} - c_e = \Delta C_e \quad (3.23)$$

Un comparateur à hystérésis à trois niveaux (1, 0, -1), permet de contrôler la MAS dans les deux sens de rotation, en générant soit un couple positif, ou un couple négatif [29][39]. Ce comparateur est représenté par la figure (3.9), tels que $ccpl$ représente l'état de sortie du comparateur et ε_{ce} la limite de la bande d'hystérésis.

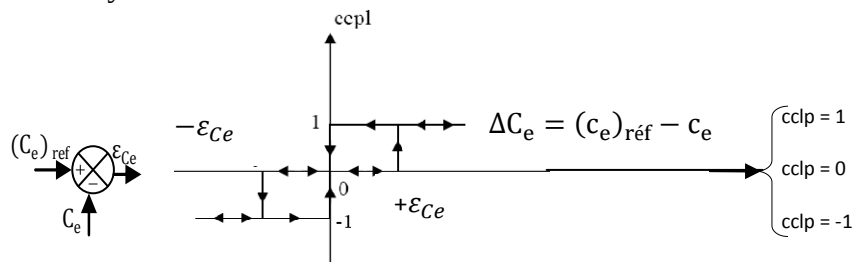


Figure (3.9) Correcteur du couple à hystérésis à trois niveaux.

On peut écrire alors, avec la dérivée du couple :

$$\begin{aligned}
 &\rightarrow \text{Si } \Delta C_e > \varepsilon C_e && \text{alors } ccpl=1 \\
 &\rightarrow \text{Si } 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon C_e \text{ et } (d\Delta C_e/dt) > 0 && \text{alors } ccpl=0 \\
 &\rightarrow \text{Si } 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon C_e \text{ et } (d\Delta C_e/dt) < 0 && \text{alors } ccpl=1 \\
 &\rightarrow \text{Si } \Delta C_e < -\varepsilon C_e && \text{alors } ccpl=-1 \\
 &\rightarrow \text{Si } -\varepsilon C_e \leq \Delta C_e < 0 \text{ et } (d\Delta C_e/dt) > 0 && \text{alors } ccpl=0 \\
 &\rightarrow \text{Si } -\varepsilon C_e \leq \Delta C_e < 0 \text{ et } (d\Delta C_e/dt) < 0 && \text{alors } ccpl=-1
 \end{aligned} \tag{3.24}$$

En introduisant l'écart ΔC_e , entre le couple de référence et celui estimé dans un comparateur à hystérésis à trois niveaux figure (3.9), celui-ci génère la valeur $ccpl=1$ pour augmenter le couple, $ccpl=-1$ pour le réduire, et $ccpl=0$ pour le maintenir constant dans la bande ΔC_e autour de sa référence. Ce choix d'augmenter le nombre de niveaux est proposé afin de minimiser la fréquence de commutation moyenne des interrupteurs, [39][38].

3.4. Stratégies de commutation dans la commande directe du couple

Notre objectif dans ce travail est de réaliser un contrôle performant aussi bien en régime permanent qu'en régime transitoire en choisissant la stratégie de commutation la plus optimale en terme d'ondulation du couple et des courants, de fréquence de commutation et possibilités de fonctionnement dans deux ou quatre quadrants. Le tableau (3.1) ci-dessous résume l'action combinée de chaque vecteur tension sur les amplitudes du flux statorique et du couple électromagnétique du moteur.

Dans cette table, une flèche simple signifie une petite variation, tandis que deux flèches signifient une plus grande variation. Comme elle est indiquée sur la table, un petit incrément du couple est obtenu en appliquant les vecteurs tensions V_{i+1} et V_{i+2} indépendamment du sens de rotation de la vitesse du moteur. Inversement, une petite décroissance du couple est obtenue par l'application V_{i-1} ou V_{i-2} . Les vecteurs de tension V_i et V_{i+3} et les vecteurs tensions nuls ne changent le couple en fonction du sens de rotation de la vitesse du moteur comme l'indique le Tableau.

Donc un vecteur tension peut régler d'une manière directe l'amplitude de flux statorique et le couple électromagnétique, [12][40].

	V_{i-2}	V_{i-1}	V_i	V_{i+1}	V_{i+2}	V_{i+3}	V_0, V_7
$\varnothing_s$	↓	↑	↑↑	↑	↓	↓↓	↑↓
$C_e (\Omega > 0)$	↓↓	↓↓	↓	↑	↑	↓	↓
$C_e (\Omega < 0)$	↓	↓	↑	↑↑	↑↑	↑	↑

Tableau (3.1) Variation de flux et du couple due à l'application d'un vecteur tension V_i

3.5. Élaboration de table de commutation

La table de commande table (3.2) est construite en fonction de l'état des variables cflx et ccpl, et de la zone θ de position de ϕ_s . Elle se présente donc sous la forme suivante, [38][12][39] :

		COMPARETEURS					
		2 niveaux		3 niveaux	2niveaux		3 niveaux
cflx		1	1	1	0	0	0
ccpl		1	0	-1	1	0	-1
P O S I T I O N S	θ_1	V_2	V_7	V_6	V_3	V_0	V_5
	θ_2	V_3	V_0	V_1	V_4	V_7	V_6
	θ_3	V_4	V_7	V_2	V_5	V_0	V_1
	θ_4	V_5	V_0	V_3	V_6	V_7	V_2
	θ_5	V_6	V_7	V_4	V_1	V_0	V_3
	θ_6	V_1	V_0	V_5	V_2	V_7	V_4

ccpl = 1 → Augmenter le couple
ccpl = -1 → Réduire le couple
ccpl = 0 → Maintenir le couple.

cflx = 0 → réduire le flux.
cflx = 1 → augmenté le flux

Tableau (3.2) Tableau de localisation selon TAKAHASHI pour le réglage du flux et le couple

3.6. Structure générale du contrôle direct du couple(DTC)

La figure (3.10) représente les éléments essentiels d'un système MAS-DTC. C'est une commande échantillonnée dont la période d'échantillonnage T_e est très petite vis à vis des constantes de temps de la machine.

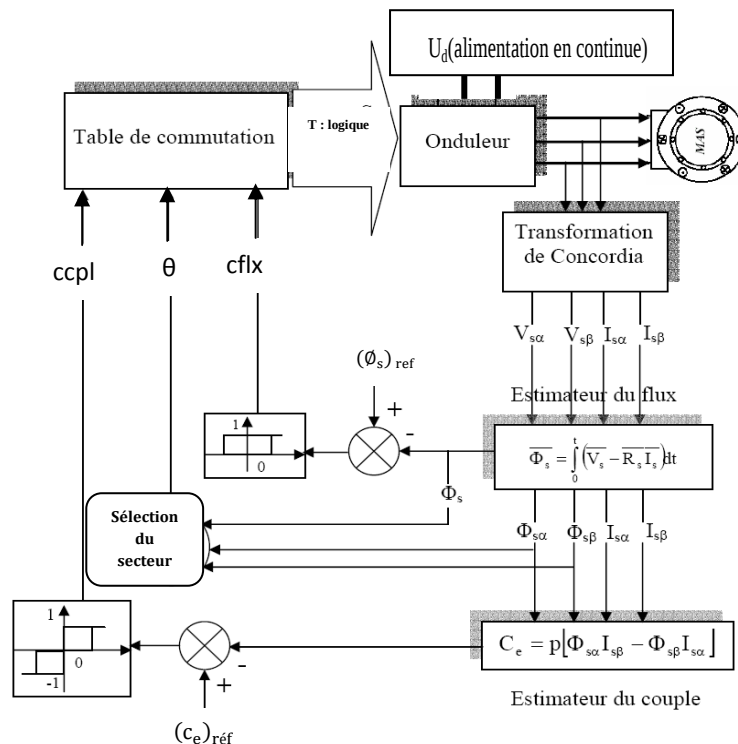


Figure (3.10) Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple.

L'un des éléments essentiels de cette structure est la table de commutation permettant de définir le choix du vecteur V_s sans avoir recours à la position du rotor qui nécessite généralement un capteur de vitesse. Cette dernière en combinaison avec les comparateurs à hystérésis, représente la table de commutation qui remplace le générateur MLI des structures classiques du contrôle par onduleur de tension à MLI.

3.7. Amélioration de la commande DTC-Application d'un onduleur de tension à trois niveaux à structure NPC

Dans le contrôle direct du couple conventionnel (à deux niveaux de tension) les erreurs du couple et du flux sont directement utilisées pour choisir l'état de commutation sans distinguer entre une erreur très grande ou relativement petite. Par ailleurs l'état de commutation choisie pour une grande erreur qui se produit au démarrage ou lors de variation des consignes du couple et du flux et la même que dans le fonctionnement normal. Cela implique évidemment une réponse médiocre, les performances du système peuvent être amélioré si on sélection un vecteur tension selon la valeur de l'erreur du couple et du flux ainsi que la position du flux dans l'espace de son évolution [39][32][40].

L'alimentation par un onduleur NPC à trois niveaux permet de délivrer 19 vecteurs tensions figure (3.11.b), ces positions sont illustrées dans les figure (2.9) du chapitre 2, ce qui améliore les performances du système et nous permet de répondre aux besoins du fonctionnement à puissance élevée.

3.7.1. Détermination des secteurs angulaires

Dans la structure précédente, la position du flux est détectée dans l'espace de son évolution, décomposée en six secteurs symétriques. Par ailleurs, nous allons étudier une structure améliorée du contrôle et ceci en améliorant la procédure de détection de la position du flux en définissant douze secteurs $\theta = (1 \dots 12)$ symétriques dans l'espace d'évolution du flux statorique " Φ_s ", figure (3.11.a) Ainsi nous établissons une table de commutation avec plus de règles et le vecteur tension sera plus optimal [12][24][41].

$$-\frac{\pi}{12} + (\theta - 1)\frac{\pi}{6} \leq \theta(i) \leq \frac{\pi}{12} + (\theta - 1)\frac{\pi}{6} \quad (3.25)$$

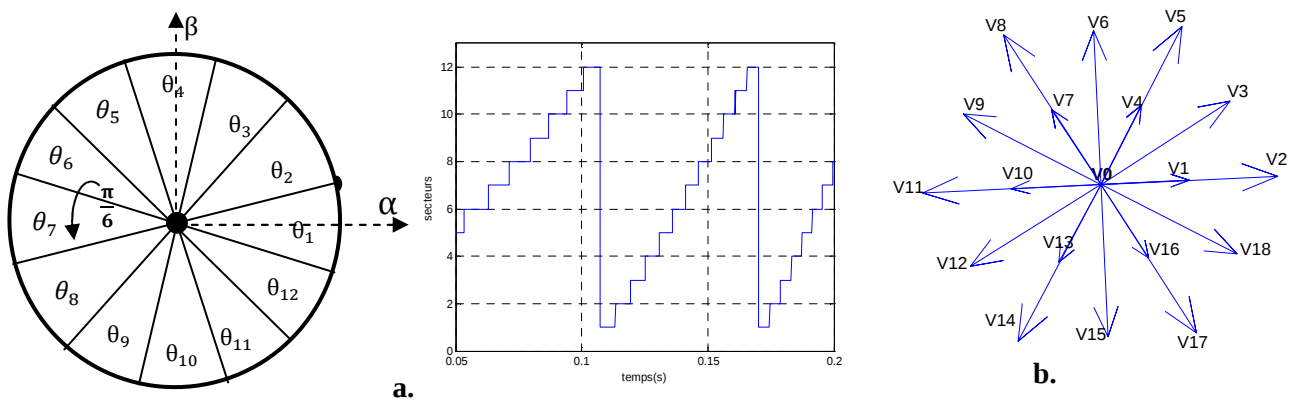


Figure (3.11) Représentation des 12 secteurs et les 19 vecteurs tension

3.7.2. Description de la structure du contrôle direct du couple à trois niveaux

Le contrôle du flux et du couple est assuré en sélectionnant l'un des 19 vecteurs tensions cités figure (3.11), le choix des grands vecteurs entraîne une large variation du couple et du flux, les moyens vecteurs pour des moyennes variations et les petits vecteurs pour les petites variations du flux et du couple [40][12].

Lorsque par exemple le vecteur ϕ_s se trouve dans la zone (θ_1) et on désire une grande variation du couple et du flux, la figure (3.8) montre l'effet de chaque'un des grands vecteurs tensions sur les composantes de flux et du couple.

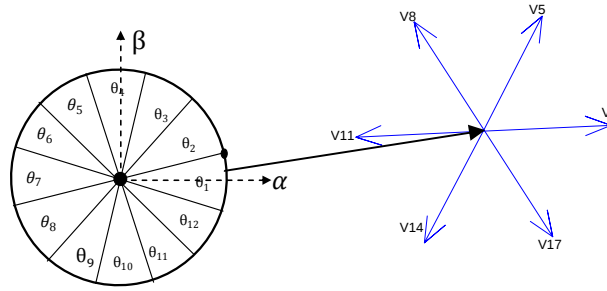


Figure (3.12) Représentations des grands vecteurs tension

si :

- (V_2) est sélectionné, alors l'amplitude du flux croît et le couple décroît.
- (V_5) est sélectionné, alors l'amplitude du flux croît et le couple croît
- (V_8) est sélectionné, alors l'amplitude du flux croît et le couple croît.
- (V_{11}) est sélectionné, alors l'amplitude du flux décroît et le couple croît.
- (V_{14}) est sélectionné, alors l'amplitude du flux décroît et le couple décroît.
- (V_{17}) est sélectionné, alors l'amplitude du flux décroît et le couple décroît.

L'exemple de la figure (3.13) suppose que le couple électromagnétique est amené à croître, que le flux statorique tourne dans le sens trigonométrique. Pour augmenter le module du flux deux directions sont possible V_5 et V_8 , mais seulement le vecteur V_8 répond à l'exigence dynamique sur le couple, soit une croissance plus rapide. De même une diminution de l'amplitude du flux entraîne la sélection du vecteur V_{11} .

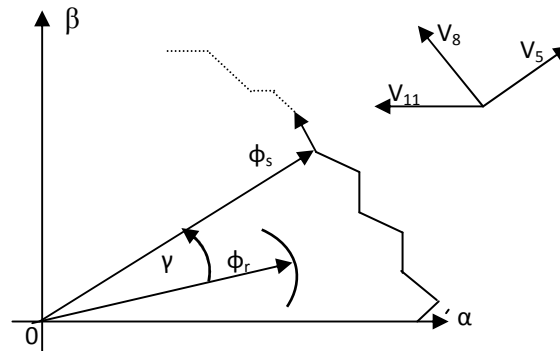


Figure (3.13) Exemple d'évolution de l'extrémité de ϕ_s pour $R_s I_s$ négligeable

3.7.3. Élaboration du contrôle amélioré du flux et du couple électromagnétique

Le contrôle du couple et du flux a été étudié en détail précédemment, notre principal objectif est de définir les règles de sélection optimales des valeurs de tensions basées sur l'erreur du couple et du flux définies précédemment. Pour le contrôle du flux, l'erreur ε_ϕ est localisée dans l'un des trois intervalles associés et qui sont fixés par les contraintes [40][24]:

$$\begin{aligned}
 &\rightarrow \varepsilon_\phi < \varepsilon_{\phi \min} \\
 &\rightarrow \varepsilon_{\phi \min} \leq \varepsilon_\phi \leq \varepsilon_{\phi \max} \\
 &\rightarrow \varepsilon_\phi > \varepsilon_{\phi \max}
 \end{aligned} \tag{3.26}$$

Alors le niveau du flux convenable est borné entre $\varepsilon_{\phi \min}$ et $\varepsilon_{\phi \max}$, il est contrôlé par un comparateur à hystérésis à deux niveaux. Ainsi les trois intervalles sont notés comme suit :

- ✓ P = erreur de flux est positive ($\varepsilon_\phi > \varepsilon_{\phi \max}$) ;
- ✓ EZ = erreur de flux est environ zéro ($\varepsilon_{\phi \min} \leq \varepsilon_\phi \leq \varepsilon_{\phi \max}$) ;
- ✓ N = erreur de flux est négative ($\varepsilon_\phi < \varepsilon_{\phi \min}$).

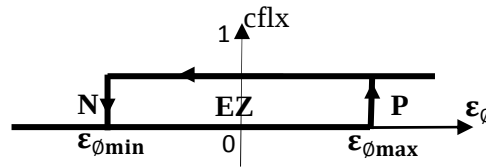


Figure (3.14) Fonction de sortie du correcteur du flux.

Le couple électromagnétique est égal au couple de charge dans le régime établi, il est alors la variable la plus importante pour les considérations électromagnétiques d'un entraînement. Par conséquent, des hautes performances pour le contrôle du couple sont exigées. Pour améliorer le contrôle du couple on associe à l'erreur du couple c_e cinq régions définies par les contraintes suivantes [24][40][41] :

$$\begin{aligned}
 &\rightarrow \varepsilon_{C_e} < \varepsilon_{C_e \min 2} \\
 &\rightarrow \varepsilon_{C_e \min 2} \leq \varepsilon_{C_e} \leq \varepsilon_{C_e \min 1} \\
 &\rightarrow \varepsilon_{C_e \min 1} \leq \varepsilon_{C_e} \leq \varepsilon_{C_e \max 1} \\
 &\rightarrow \varepsilon_{C_e \max 1} \leq \varepsilon_{C_e} \leq \varepsilon_{C_e \max 2} \\
 &\rightarrow \varepsilon_{C_e} > \varepsilon_{C_e \max 2}
 \end{aligned} \tag{3.27}$$

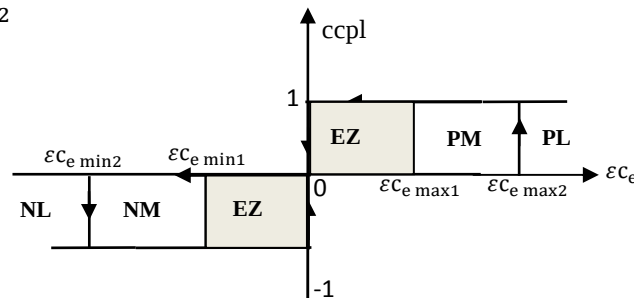


Figure (3.15) Fonction de sortie du correcteur du flux.

Le contrôle du couple est alors assuré par un comparateur à hystérésis à deux bandes supérieures ($\varepsilon_{c_{e \max 1}}, \varepsilon_{c_{e \max 2}}$) et deux bandes inférieures ($\varepsilon_{c_{e \min 1}}, \varepsilon_{c_{e \min 2}}$) illustrées par la figure (3.15). La meilleure marge de contrôle du couple est celle localisée par ($\varepsilon_{c_{e \min 1}}, \varepsilon_{c_{e \max 1}}$) et la région bornée par ($\varepsilon_{c_{e \min 2}}, \varepsilon_{c_{e \max 2}}$) devrait donner des valeurs utiles du couple. Ces cinq intervalles définis pour l'écart du couple sont cependant notés comme suit [41][39] :

- ✓ PL= erreur de couple est positive large ;
- ✓ PM= erreur de couple est positive moyenne ;
- ✓ EZ= erreur de couple est environ zéro ;
- ✓ NM= erreur de couple est négative moyenne ;
- ✓ NL= erreur de couple est négative large.

3.7.4. Approche de sélection des vecteurs tension

Les règles de commande sont formulées du diagramme vectoriel. Ainsi, les états 5, 3, 17, 18 et 4 augmentent le flux alors que 8, 9, 12, 14 et 13 le diminuent. De même les états 5, 8, 3, 9 et 4 augmentent le couple alors que les états 17, 18, 12, 13, et 14 le diminuent. Pour une augmentation large du flux et faible pour le couple l'état 3 est sélectionné. Pour une augmentation faible du flux et large du couple l'état 4 est sélectionné. Pour une diminution faible du flux et une augmentation faible du couple l'état 9 est sélectionné. Pour une diminution grande du flux et faible pour le couple l'état 12 est sélectionné. Pour une diminution faible du flux et large du couple l'état 13 est sélectionné. Pour une augmentation faible du flux et diminution large pour le couple l'état 17 est sélectionné. Pour une augmentation large du flux et large pour le couple l'état 5 est sélectionné. Pour une diminution grande du flux et grande pour le couple l'état 14 est sélectionné. Pour une diminution grande du flux et augmentation large pour le couple l'état 8 est sélectionné. Pour une augmentation faible du flux et diminution faible pour le couple l'état 18 est sélectionné [40].

Pour une diminution faible du couple et flux constant l'état 0 est sélectionné. Ces états changent avec la variation de la position du vecteur flux. Le nombre total des règles est 180, elles sont illustrées par les tableaux ci-dessous. Chaque cellule représente le meilleur état de commutation pour un angle donné.

Le convertisseur de puissance est ainsi commandé de manière à imposer aux enroulements de la machine un choix judicieux du vecteur tension.

La table qui suit a été élaborée en sélectionnant parmi les différentes groupes de tensions définies précédemment.

3.7.4. Table de commutation cas d'un onduleur NPC à trois niveaux

La sélection du vecteur tension, basée sur des règles de commande avec trois entrées et une sortie. Les entrées sont des erreurs ε_{c_e} , ε_{ϕ_s} et le rang $\theta = (1...12 \text{ secteurs})$, et les ordres de commutations (T : logique) de l'onduleur à trois niveaux de type NPC sont les paramètres de sortie, cette table de commande est valable dans les deux sens de rotation de la machine, [41][39].

θ_1				θ_2				θ_3			
$\epsilon_{ce} \backslash \epsilon_\phi$	P	EZ	N	$\epsilon_{ce} \backslash \epsilon_\phi$	P	EZ	N	$\epsilon_{ce} \backslash \epsilon_\phi$	P	EZ	N
PL	V ₅	V ₄	V ₈	PL	V ₅	V ₄	V ₈	PL	V ₈	V ₇	V ₁₁
PM	V ₃	V ₄	V ₆	PM	V ₆	V ₇	V ₉	PM	V ₆	V ₇	V ₉
EZ	V ₀	V ₀	V ₀	EZ	V ₀	V ₀	V ₀	EZ	V ₀	V ₀	V ₀
NM	V ₁₈	V ₀	V ₁₅	NM	V ₁₈	V ₀	V ₁₅	NM	V ₃	V ₀	V ₁₈
NL	V ₁₇	V ₁₃	V ₁₄	NL	V ₂	V ₁₆	V ₁₇	NL	V ₂	V ₁₆	V ₁₇
θ_4				θ_5				θ_6			
$\epsilon_{ce} \backslash \epsilon_\phi$	P	EZ	N	$\epsilon_{ce} \backslash \epsilon_\phi$	P	EZ	N	$\epsilon_{ce} \backslash \epsilon_\phi$	P	EZ	N
PL	V ₈	V ₇	V ₁₁	PL	V ₁₁	V ₁₀	V ₁₄	PL	V ₁₁	V ₁₀	V ₁₄
PM	V ₉	V ₁₀	V ₁₂	PM	V ₉	V ₁₀	V ₁₂	PM	V ₁₂	V ₁₃	V ₁₅
EZ	V ₀	V ₀	V ₀	EZ	V ₀	V ₀	V ₀	EZ	V ₀	V ₀	V ₀
NM	V ₃	V ₀	V ₁₈	NM	V ₆	V ₀	V ₃	NM	V ₆	V ₀	V ₃
NL	V ₁₅	V ₁	V ₂	NL	V ₅	V ₁	V ₂	NL	V ₈	V ₄	V ₅
θ_7				θ_8				θ_9			
$\epsilon_{ce} \backslash \epsilon_\phi$	P	EZ	N	$\epsilon_{ce} \backslash \epsilon_\phi$	P	EZ	N	$\epsilon_{ce} \backslash \epsilon_\phi$	P	EZ	N
PL	V ₁₄	V ₁₃	V ₁₇	PL	V ₁₄	V ₁₃	V ₁₇	PL	V ₁₇	V ₁₆	V ₂
PM	V ₁₂	V ₁₃	V ₁₅	PM	V ₁₅	V ₁₆	V ₁₈	PM	V ₁₅	V ₁₆	V ₁₈
EZ	V ₀	V ₀	V ₀	EZ	V ₀	V ₀	V ₀	EZ	V ₀	V ₀	V ₀
NM	V ₉	V ₀	V ₆	NM	V ₉	V ₀	V ₆	NM	V ₁₂	V ₀	V ₉
NL	V ₈	V ₄	V ₅	NL	V ₁₁	V ₇	V ₈	NL	V ₁₁	V ₇	V ₈
θ_{10}				θ_{11}				θ_{12}			
$\epsilon_{ce} \backslash \epsilon_\phi$	P	EZ	N	$\epsilon_{ce} \backslash \epsilon_\phi$	P	EZ	N	$\epsilon_{ce} \backslash \epsilon_\phi$	P	EZ	N
PL	V ₁₇	V ₁₆	V ₂	PL	V ₂	V ₁	V ₅	PL	V ₂	V ₁	V ₅
PM	V ₁₈	V ₁	V ₃	PM	V ₁₈	V ₁	V ₃	PM	V ₃	V ₄	V ₆
EZ	V ₀	V ₀	V ₀	EZ	V ₀	V ₀	V ₀	EZ	V ₀	V ₀	V ₀
NM	V ₁₂	V ₀	V ₉	NM	V ₁₅	V ₀	V ₁₂	NM	V ₁₅	V ₀	V ₁₂
NL	V ₁₄	V ₁₀	V ₁₁	NL	V ₁₄	V ₁₀	V ₁₁	NL	V ₁₇	V ₁₃	V ₁₄

Tableau (3.3) Localisation pour le réglage du flux et le couple

3.7.5. Simulation et discussion

Les résultats de simulation permettent de valider la structure de contrôle appliquée à une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension de type NPC, en s'appuyant sur le principe de base de la DTC appliqué à la machine alimentée par un onduleur triphasé à 2 niveaux. Les simulations sont effectuées pour une période d'échantillonnage T_e égale à (100µs) dont les paramètres de la machine sont définie en annexe, et une perturbation C_r qui évolue avec la charge, dont l'expression est donnée par la formule suivante [41] [40] :

$$C_r = \left(\frac{C_e}{\Omega_{ref}} - K_f \right) \Omega \quad (3.25)$$

Les amplitudes des tolérances couple et flux sont fixées respectivement à :

$$\rightarrow \epsilon_{C_e \min 2} = -3\%, \epsilon_{C_e \min 1} = -0.8\%, \epsilon_{C_e \max 1} = 0.8\%, \epsilon_{\phi \min} = -3\%, \epsilon_{\phi \max} = 3\%$$

3.7.6. Résultats de simulation-MAS alimentée par un onduleur à deux niveaux de tension-

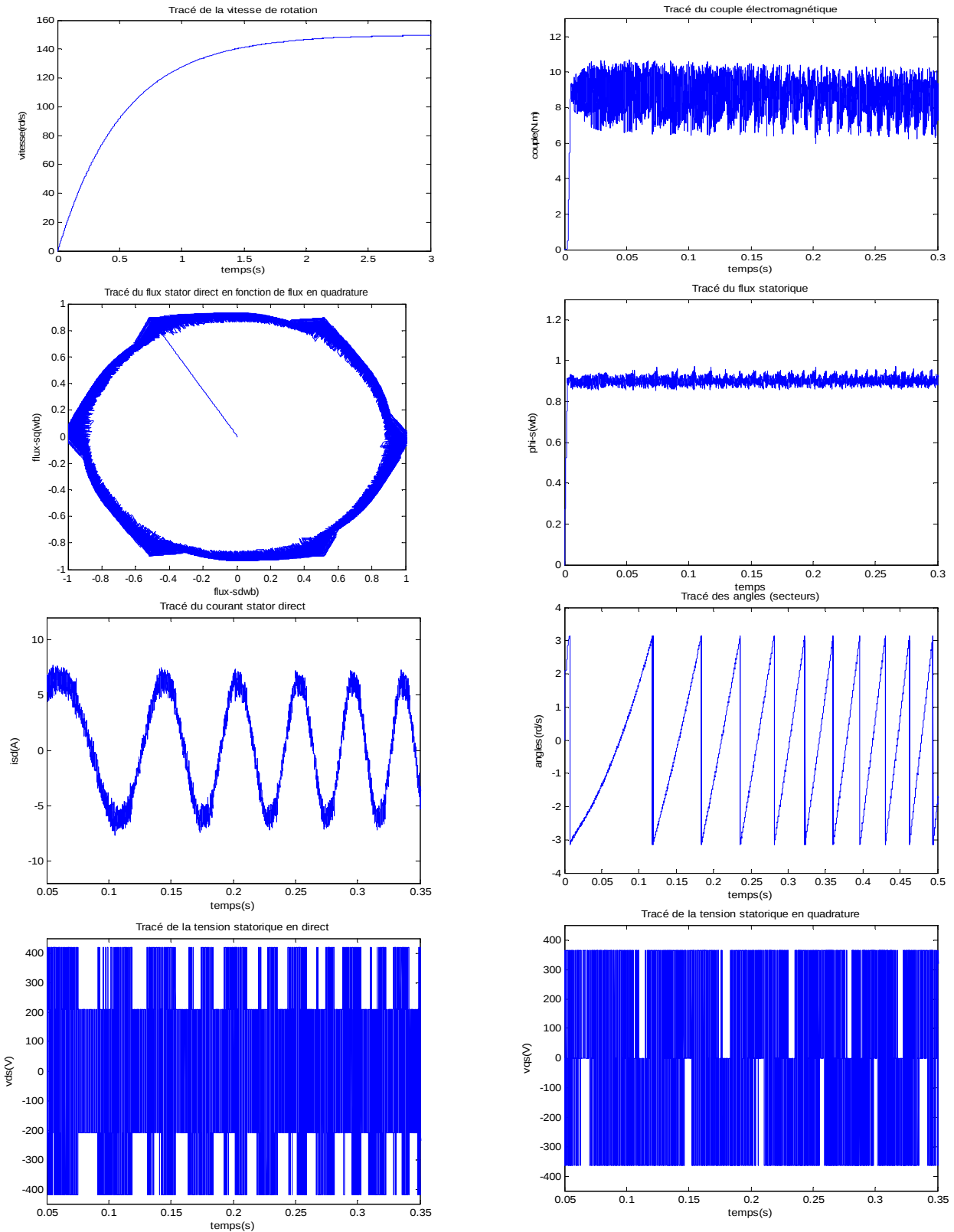


Figure (3.16) Résultats de simulation pour une réponse nominale du flux et du couple de 0.9wb et 9 NM

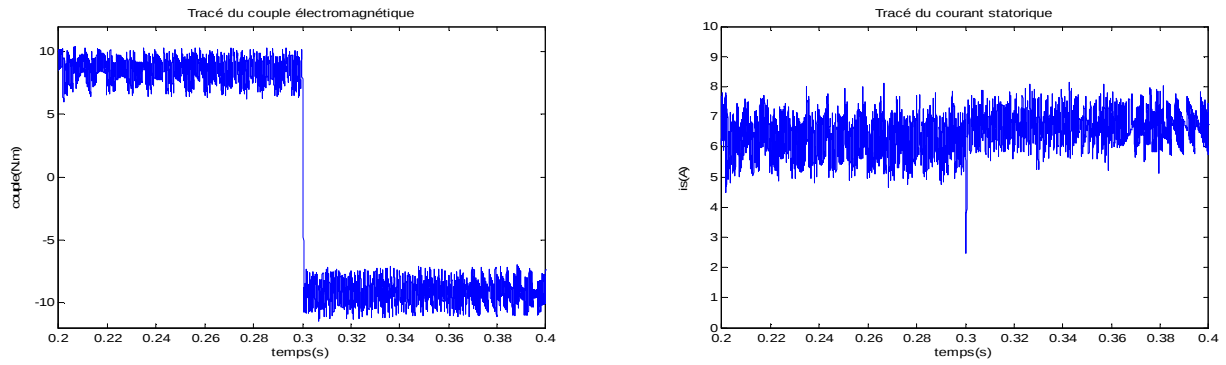


Figure (3.17) Réponse du couple et du courant statorique à un échelon de couple en inverse (9N.m à -9N.m)

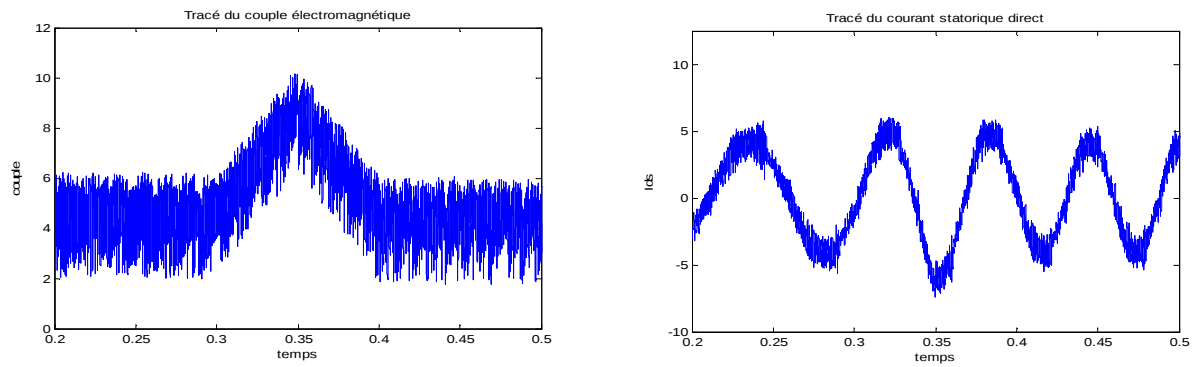


Figure (3.18) Réponse du couple et du courant statorique direct pour une consigne de couple variable en rampe de 4.5N.m à 9N.m

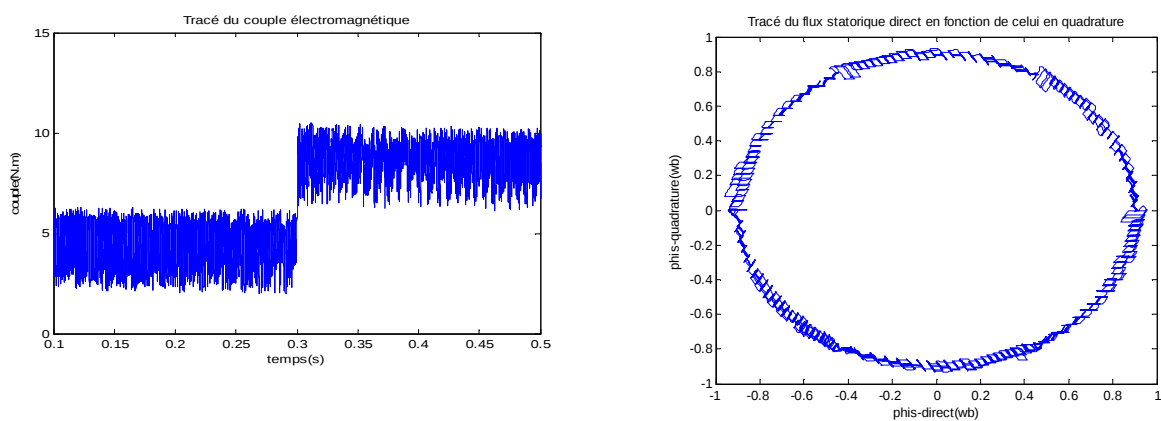


Figure (3.19) Réponse du flux, du couple pour une consigne de couple variable en échelon entre 4.5N.m et 9N.m

3.7.7. Résultats de simulation –MAS alimentée par un onduleur de tension NPC à trois niveaux-

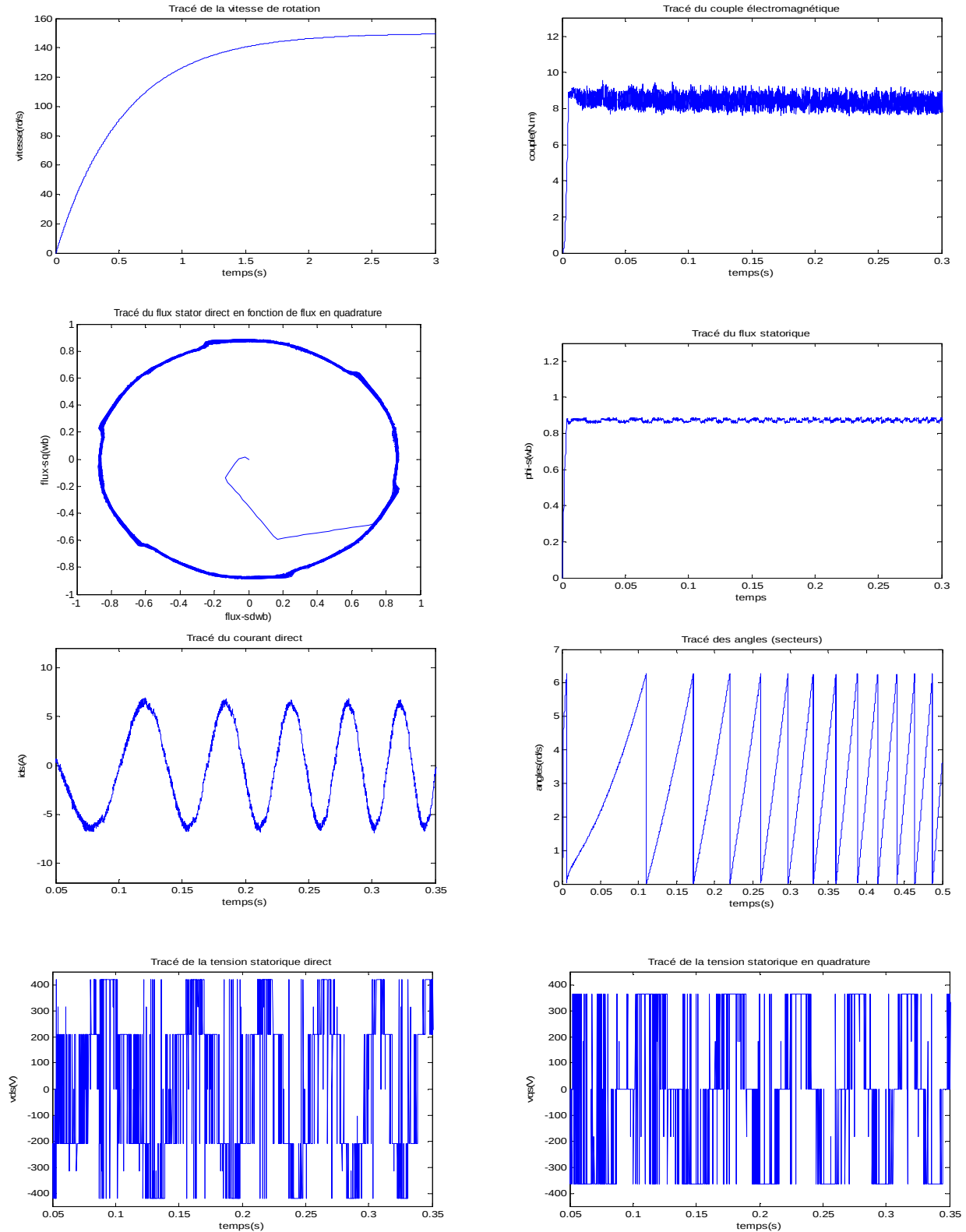


Figure (3.20) Résultats de simulation pour une réponse nominale du flux et du couple de 0.9wb et 9 Nm

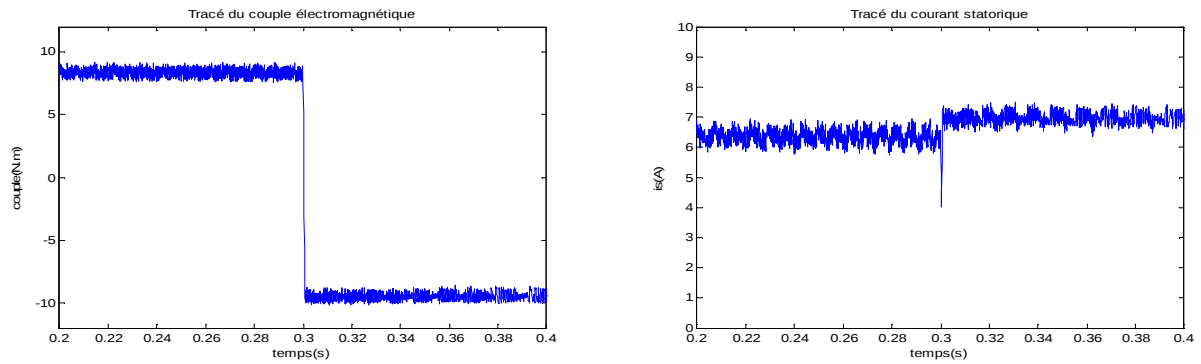


Figure (3.21) Réponse du couple et du courant statorique à un échelon de couple en inverse (9N.m à -9N.m)

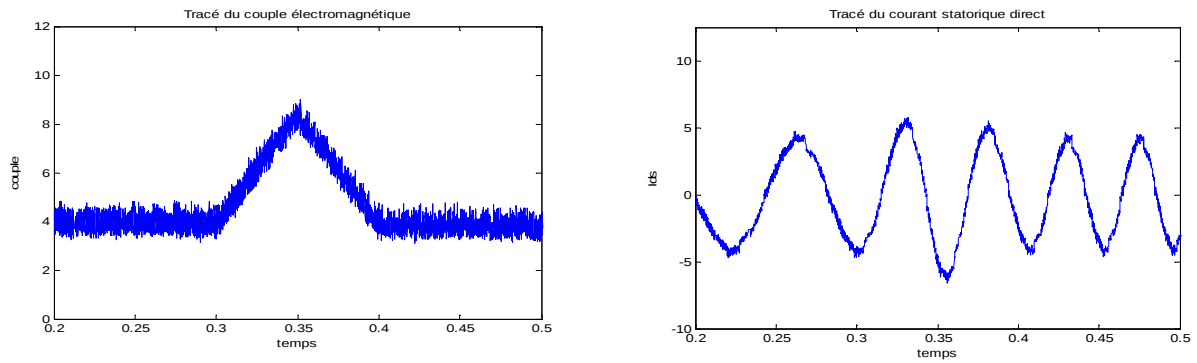


Figure (3.22) Réponse du couple et du courant statorique direct pour une consigne de couple variable en rampe de 4.5N.m à 9N.m

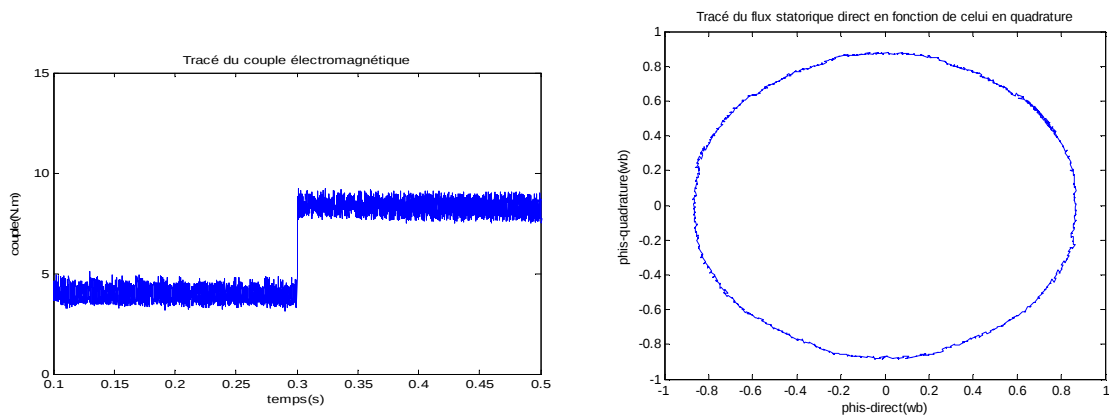


Figure (3.23) Réponse du couple et du flux pour une consigne de couple variable en échelon entre 4.5N.m et 9N.m

3.7.8. Interprétation des résultats

Les tracés de la figure (3.16) et (3.20) montrent les variations du courant, la vitesse, le flux statorique et la tension directe V_a en régime permanent pour des référence nominales de la machine, soit 9Nm pour le couple, et une consigne de flux égale à 0.9wb. On remarque que la forme du courant est sinusoïdale. Ainsi on relève un temps de réponse de 8 ms, et le fonctionnement pratiquement à flux constant.

Par la suite on a simulé les réponses du couple et du courant statorique avec un échelon en inverse de couple de 9 N.m à -9 N.m à une vitesse de 100 rd/s. Les résultats sont donnés par les figures (3.17) et (3.21). Le courant statorique répond bien aux variations imposées par le couple électromagnétique en gardant sa forme sinusoïdale, et il s'établit rapidement dans la phase de transition. Dans les deux cas, on note un dépassement de courant statorique au changement de consigne, ce qui nous ramène à envisager une limitation appropriée pour une surveillance de courants crêtes supportées par l'onduleur

La référence du couple est variable en rampe de 4.5Nm à 10Nm figures (3.18) et (3.22), la trajectoire du courant statorique direct est sinusoïdale lors de ce changement de consigne, il répond bien aux variations imposées sur le couple. On peut également observer, dans les mêmes conditions que ce dernier dans la phase de transition s'établit rapidement, ce qui montre que le couple suit précisément sa valeur de référence avec une bande ($\Delta C_e=0.6Nm$) imposé par le correcteur.

Notamment on observe que la trajectoire du flux statorique est pratiquement circulaire, donc son amplitude reste constante. Les réponses du couple électromagnétique et du courant statorique à un échelon du couple de 4.5Nm à 9Nm, ont été relevés sur les figures (3.19), (3.23) et montrent les bonnes performances obtenues sur le régime transitoire du couple, ainsi la dynamique est très satisfaisante, le temps de réponse est très fiable, de l'ordre de 2ms. La trajectoire du flux statorique illustrée par la figure (3.23), montre que ce dernier est parfaitement constant relativement au flux obtenu avec le contrôle conventionnel, et on note une nette amélioration en terme d'harmonique avec la deuxième approche.

Cependant, la commande permet d'illustrer un temps de réponse très rapide notamment des grandeurs tels que le couple et le courant tout en restant dans la limite de fonctionnement du système, mais on constate une réduction en terme d'harmonique importante avec l'alimentation de la MAS avec un onduleur de tension à trois niveaux à structure NPC par rapport a celui a deux niveaux de tension.

Conclusion

Le contrôle du couple d'une machine asynchrone basée sur la technique du contrôle DTC permet d'obtenir des hautes performances dynamiques avec une structure simple. Il apporte une solution concrète aux problèmes de robustesse et de dynamique rencontrés dans la structure de commande vectorielle. Le choix d'une stratégie de commutation dépend de la variation souhaitée pour le module du flux, du sens de rotation, mais également de l'évolution souhaitée pour le couple. A travers les résultats de simulation obtenus la validité des stratégies proposées peut être prouvée. Ils se résument comme suit :

Dans le régime transitoire, la plus haute réponse de couple peut être obtenue en sélectionnant le vecteur tension qui produit la pulsation statorique maximale pour avoir une accélération du flux statorique, donc une croissance rapide du couple électromagnétique.

En régime permanent, en sélectionnant des vecteurs tensions accélérateurs et des vecteurs tensions nuls alternativement, on peut maintenir le couple constant par le comparateur à hystérésis avec une petite fréquence de commutation. Par conséquent, les pertes dues aux harmoniques et les bruits dans le moteur peuvent être réduits.

Le contrôle du couple obtenu est très performant et ne nécessite aucun capteur mécanique pour connaître la position du rotor ou la vitesse de la machine exigée par le contrôle vectoriel à flux rotorique orienté. Ainsi, sans capteur de mesure au niveau du rotor, une commande du couple souple, performante et précise est élaborée.

Chapitre 4

Application de la logique floue au contrôle direct du couple de la machine asynchrone

Introduction

La logique floue est une théorie qui a connu un grand succès depuis que professeur L. Zadeh a introduit le concept de sous-ensembles flous en 1965. Elle trouve Notamment sa place dans le domaine de la commande pour une large gamme de systèmes et plus généralement en génie électrique, [42]. Elle présente en effet l'avantage d'utiliser des règles linguistiques simples permettant de traduire facilement le savoir faire d'un expert pour répondre à une problématique spécifique. Dans ce sens , ce chapitre expose l'application de la technique de commande floue à la table de commutation de la commande DTC, ou le principe est cité dans chapitre précédent. Des résultats de simulation seront donnés.

4.1. Historique de la logique floue

En 1965, le concept flou apparut grâce au professeur Zadeh (Université de Berkeley en Californie). Il déclara qu'un contrôleur électromécanique doté d'un raisonnement humain serait plus performant qu'un contrôleur classique», et il introduit la théorie des «sous-ensembles flous». [43] :

- En 1973, le professeur Zadeh publie un article (dans IEEE Transactions on System, Man and Cybernetics), il y mentionne pour la première fois le terme de variables linguistiques (dont la valeur est un mot et non un nombre).
- En 1974, Mamdani (Université de Londres) réalise un contrôleur flou expérimental pour commander un moteur à vapeur.
- En 1980, Smidth et Co.A/S (au Danemark), mettent en application la théorie de la logique floue dans le contrôle de fours à ciment. C'est la première mise en œuvre pratique de cette nouvelle théorie.
- Dans les années 80, plusieurs applications commencent à immerger (notamment au Japon).
- En 1987, 'explosion du flou' au Japon (avec le contrôle du métro de Sendai) ; et qui atteint son apogée en 1990.
- Aujourd'hui, une vaste gamme de nouveaux produits ont une étiquette «Produit flou».

4.2. Principe de la logique floue

Le principe du réglage par logique floue s'approche de la démarche humaine dans le sens que les variables traitées ne sont pas des variables logiques (au sens de la logique binaire par exemple) mais des variables linguistiques, proches du langage humain de tous les jours. De plus ces variables linguistiques sont traitées à l'aide de règles qui font références à un savoir faire sur la conduite du comportement du système, [44].

Toute une série de notions fondamentales sont développées dans la logique floue. Ces notions permettent de justifier et de démontrer certains principes de base. Dans ce qui suit, on ne retiendra que les éléments indispensables à un savoir faire sur la compréhension du principe du réglage par logique floue.

4.2.1. Variables linguistiques

La notion essentielle de variable linguistique a été introduite par Zadeh, [45][46], elle suggère d'emblée que les valeurs de cette variable ne sont pas numériques, mais plutôt

symboliques, en termes de mots ou d'expressions du langage naturel. Généralement une variable floue est un triplet (u, U, T_u) pour le quel u représente la variable définie sur un ensemble de référence U . L'ensemble $T_u = \{A_1, A_2 \dots\}$ fini ou infini, contient des sous ensembles flous dans un univers de discours normalisé U utilisable pour caractériser u [46].

Exemple [46] :

U désigne la taille d'un être humain, l'univers des tailles en centimètres est :

$$U = \{80 \ 90 \ 100 \ 120 \ 130 \ 140 \ 150 \ 160 \ 170 \ 180 \ 191 \ 200 \ 205\}$$

L'ensemble T_u est constitué par cinq ensembles flous :

$$T_u = \{\text{très petit} \ \text{petit} \ \text{moyen} \ \text{grand} \ \text{très grand}\} = \{TP \ P \ M \ G \ TG\}$$

$$\text{Avec : } TP = \{80 \ 90 \ 100\}, P = \{110 \ 120 \ 130\}, M = \{140 \ 150 \ 160\}, G = \{170 \ 180 \ 191\}, TG = \{200 \ 205\}$$

4.2.2. Les ensembles flous et les Fonctions d'appartenance

Un ensemble flou est une classe d'objets dans laquelle la transition de l'appartenance aux non appartenances est graduelle au lieu d'être brusque, [46]. Une définition plus mathématique peut être établie comme suit :

Soit U la collection toutes les valeurs notés par " u ", alors un sous ensemble flou A dans U est défini par l'ensemble des paires ordonnées :

$$A = \{(u, \mu_A(u)) / u \in U\} \quad (4.1)$$

Où $\mu_A(u)$ est une fonction qui prend des valeurs comprises entre 0 et 1 et est appelée « fonction d'appartenance ». Elle caractérise l'ensemble flou A et fournit une mesure du degré d'appartenance de la variable singleton u de U dans l'ensemble flou A . Elle est être notée comme suit :

$$\mu_A: U \rightarrow [0,1]$$

$$u \rightarrow \mu_A(u)$$

U peut contenir des valeurs continues ou discrètes, généralement, A s'écrit sous la forme :

$$A = \frac{\int \mu_A(u)}{u} \quad \text{si } U \text{ est continu} \quad (4.2)$$

$$A = \frac{\sum \mu_A(u_i)}{u_i} \quad \text{si } U \text{ est discrèt}$$

Dans ces équations le signe intégral et sommation ne désignent pas une intégration ou une addition arithmétique, respectivement, mais une collection de tous les points $u \in U$ avec leurs fonctions d'appartenance $\mu_A(u)$. Les variables linguistiques sont représentées par différentes formes de fonctions d'appartenances à savoir par les formes trapézoïdales, triangulaires et gaussienne, [47][48].

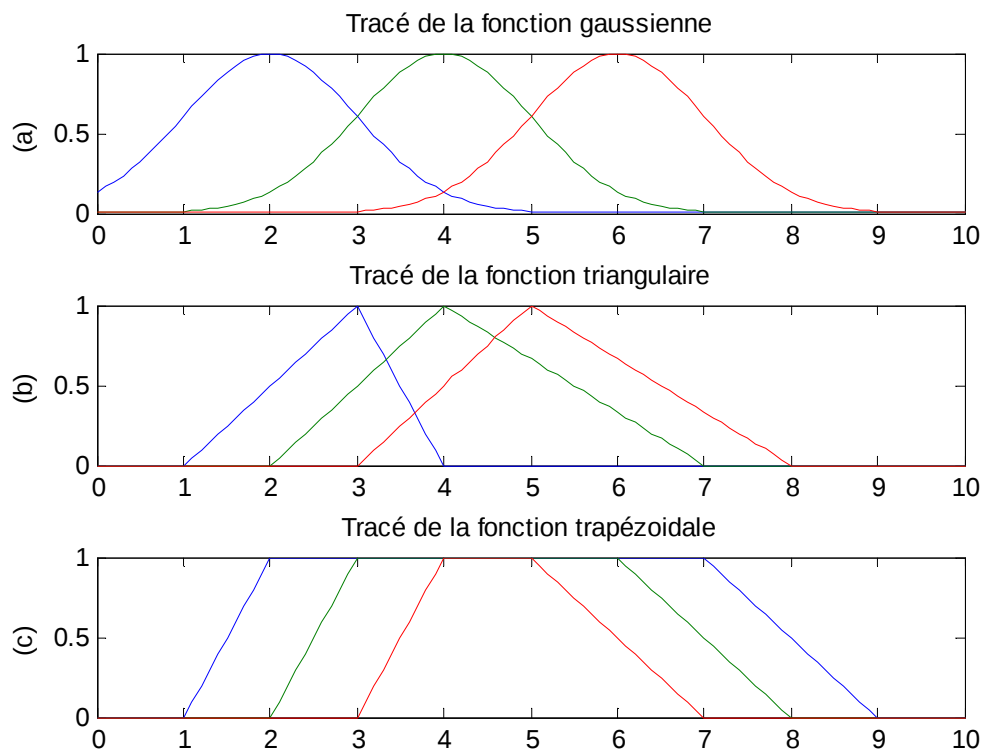


Figure (4.1). Différentes fonctions d'appartenances

✚ Fonction d'appartenance de type Triangulaire

$$\mu_A(u) = \begin{cases} \frac{u_1 - u}{u_1 - u_0} & \text{si } u \in [u_1, u_0] \\ \frac{u - u_2}{u_0 - u_2} & \text{si } u \in [u_0, u_2] \end{cases}$$

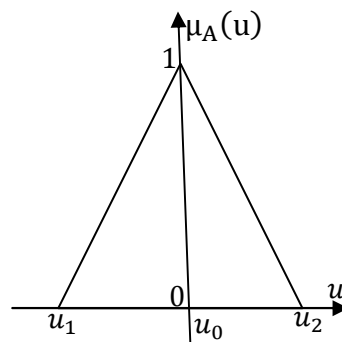


Figure (4.2) Fonction d'appartenance triangulaire

✚ Fonction d'appartenance de type Trapézoïdale

$$\mu_A(u) = \begin{cases} \frac{u - u_1}{u_2 - u_1} & \text{si } u \in [u_1, u_2] \\ 1 & \text{si } u \in [u_2, u_3] \\ \frac{u - u_4}{u_3 - u_4} & \text{si } u \in [u_3, u_4] \end{cases}$$

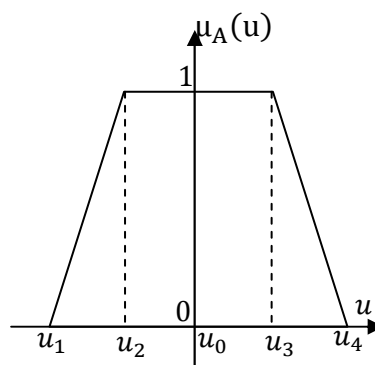


Figure (4.3) Fonction d'appartenance trapézoïdale

Quelle que soit la forme choisie, il faudra prendre certaines précautions dans la construction et la disposition des fonctions d'appartenance [47][45] :

4.2.3. Propriétés des ensembles flous

- **Support**

On appelle "support" d'un ensemble flou A dans U l'ensemble ordinaire de point u dans U tel que $\mu_A(u) > 0$. Il est noté par $S(A)$, et défini par [49] :

$$S(A) = \{u \in U / \mu_A(u) > 0\} \quad (4.3)$$

L'ensemble flou dont le support est un ensemble singleton appelé « singleton flou ».

- **Hauteur**

La hauteur d'un ensemble flou A est la plus grande valeur du degré d'appartenance $\mu_A(u)$. Elle est notée par $\text{hgt}(A)$ et définie par [49] :

$$\text{hgt}(A) = \max_{u \in U} \mu_A(u) \quad (4.4)$$

- **Noyau**

Le noyau d'un ensemble flou A, noté $C(A)$ est l'ensemble ordinaire qui contient tous les éléments totalement possibles u dans U de A. Il est noté par $C(A)$ et défini comme suit [49] :

$$C(A) = \{u \in U / \mu_A(u) = 1\} \quad (4.5)$$

S'il y a un seul point avec un degré d'appartenance égale à 1, alors ce point est appelé la valeur modale de A.

4.2.4. Opérateurs en logique floue

Il s'agit de la généralisation des opérateurs négation, intersection et union de la théorie des ensembles ordinaires, voir figure (4.4).

4.2.4.1. Opérateur NON

$$\mu_{\bar{A}}(u) = 1 - \mu_A(u)$$

4.2.4.2. Opérateur ET

$$\mu_{A \cap B}(u) = \min(\mu_A(u), \mu_B(u))$$

4.2.4.3. Opérateur OU

$$\mu_{A \cup B}(u) = \max(\mu_A(u), \mu_B(u))$$

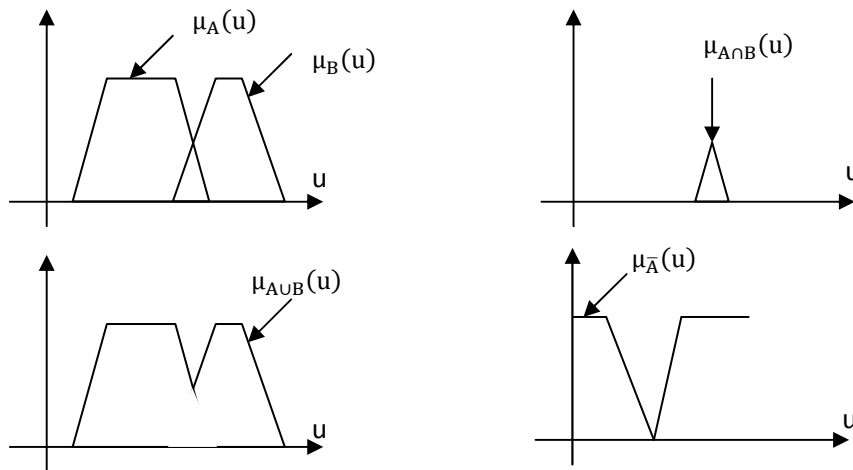


Figure (4.4) Opérateurs logiques

4.2.5. Règles d'inférence

On appelle règles d'inférence l'ensemble des différentes règles reliant les variables linguistiques d'entrée d'un système aux variables linguistiques de sorties par des opérateurs flous [51][48]

Les règles floues sont élaborées à partir de la base de connaissance du concepteur, la structure de ces règles est en générale du type :

Si 'Antécédent 1' ET/OU

'Antécédent 2' ET/OU

'Antécédent n' Alors 'Conséquence 1'

'Conséquence 2'

'Conséquence n'

- Les antécédents correspondent aux entrées floues (degrés d'appartenances) déterminés lors de la fuzzification.
- Les antécédents sont les «conditions» alors que les conséquences correspondent aux «actions».

Exemple

Si la température est « élevée » ET la pression est « grande » alors la vitesse de ventilateurs sera « grande ».

4.3. Structure d'un régulateur flou

Après avoir présenté les concepts de la base les plus utilisés en logique floue, nous examinons la structure d'un régulateur flou. La structure conventionnelle d'une commande floue est

présente sur la figure (4.5) Elle est composée de quatre blocs distincts dont les définitions sont données ci dessous.

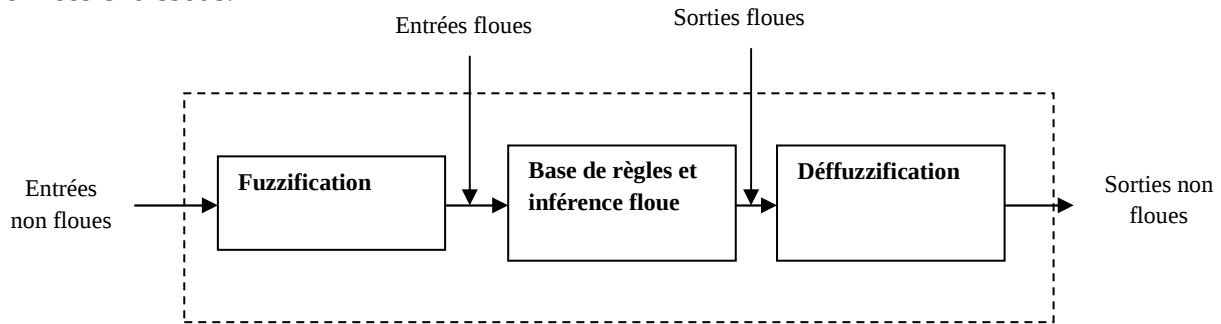


Figure (4.5). Configuration interne d'un contrôleur flou

4.3.1. Fuzzification

L'objet de la fuzzification est de transformer les variables déterministes d'entrée en variables linguistiques, en définissant des fonctions d'appartenance pour différentes variables d'entrée [50]. Un degré de compatibilité est obtenu par superposition des variables numériques d'entrées est des variables linguistique.

4.3.2. Base de règles et inférence floue

4.3.2.1. Base de règle

La base de règles caractérise les relations entre les classes d'événements possibles en entrée et les commandes correspondantes, [44][51].

4.3.2.2. Inférences floues

La stratégie du réglage dépend essentiellement des inférences adaptées qui lient les grandeurs mesurées qui sont les variables d'entrées (transformées en à variables linguistiques à l'aide de la fuzzification) à la variable de sortie [51].

Les règles d'inférences peuvent être décrites de plusieurs façons :

- **linguistiquement**

On écrit les règles de façon explicite.

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.

- **Symboliquement**

Il s'agit en fait d'une description linguistique où l'on remplace la désignation des ensembles flous par des abréviations.

Si t° est F	ET v est F	Alors T=Z,	Ou
Si t° est M	ET v est F	Alors T =P,	Ou
Si t° est E	ET v est F	Alors T =GP,	Ou

Si t° est F ET v est E Alors $T = Z$, Ou
 Si t° est M ET v est E Alors $T = Z$, Ou
 Si t° est E Et v est E Alors $T = P$.

Avec :

t° : Température, v : vitesse, T : tension, E : élevée, M : moyenne, F : faible.

• Par matrice d'inférence

Elle rassemble toutes les règles d'inférence sous forme de tableau, il y a donc autant de cases que des règles.

$v \backslash t^\circ$	F	M	E
F	Z	P	GP
E	Z	Z	P

Tableau (4.1) Matrice d'inférence

Plusieurs approches sont proposées pour le traitement numérique des règles d'inférences à savoir :

- Méthode d'inférence Max-Min(Mamdani).
- Méthode d'inférence Max-produit(Larsen).
- Méthode d'inférence somme-produit (sogeno).

Le choix de la méthode dépend de l'utilisateur et du cas à traiter. Dans notre cas on a adopté pour la méthode d'inférence Max-min (méthode de Mamdani) [45]. La figure (4.6) représente graphiquement le principe de la méthode d'inférence max-min, dans cet exemple, les conditions présentes des entrées sont les suivantes : $x_1 = 0.44$, $x_2 = -0.67$

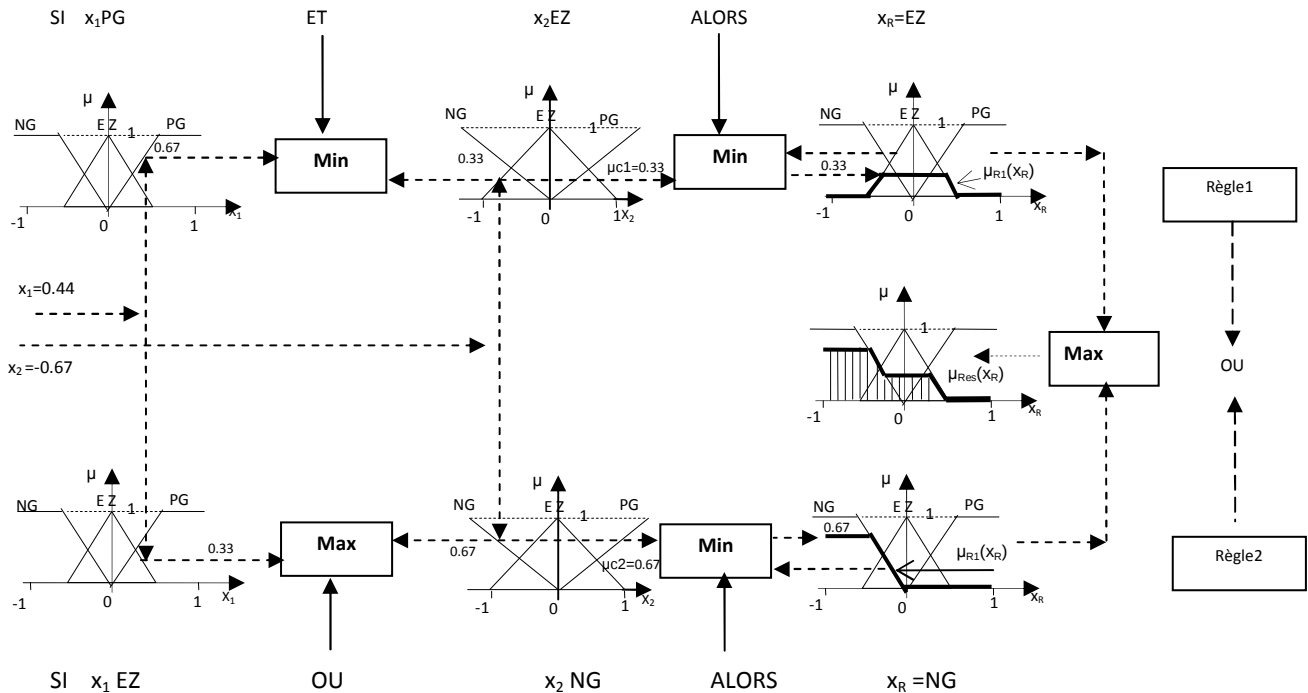


Figure (4.6) Méthode d'inférence max-min pour deux variables d'entées et deux règles. [54]

Deux des règles sont concernées par ces valeurs d'entrées :

Si(x_1 = PG ET x_2 =EZ ALORS x_R = EZ) OU Si(x_1 = EZ OU x_2 =NG ALORS x_R = NG)

La condition (x_1 PG ET x_2 EZ) de la première règle implique pour $x_1=0.44$ et $x_2 = 0.67$ les facteur d'appartenance $\mu_{PG}(x_1=0.44)=0.67$ et $\mu_{EZ}(x_2= -0.67)= 0.33$, ce qui implique que la condition prend le facteur d'appartenance $\mu_{c1}=0,33$ (minimum des deux valeurs à cause de l'opérateur ET).

La fonction d'appartenance $\mu_{EZ}(x_R)$ pour la variable de sortie est écrêtée à 0.33 (a cause de la formation du minimum lié a ALORS). La fonction d'appartenance partielle $\mu_{R1}(x_R)$ pour x_R est mise en évidence par un trait renforcé.

La deuxième règle implique par sa condition (x_1 EZ OU x_2 NG) les facteurs d'appartenance $\mu_{EZ}(x_1= 0.44)= 0.33$ et $\mu_{NG}(x_2= -0.67)= 0.67$. Ainsi, la condition possède le facteur d'appartenance $\mu_{C2}=0.67$ (maximum des deux valeurs à cause de l'opérateur OU). La fonction d'appartenance $\mu_{NG}(x_R)$ est donc écrêtée à 0.67 (à cause de la formation du minimum liée à ALORS). La fonction d'appartenance partielle $\mu_{R2}(x_R)$ est également mise en évidence par un trait renforcé. Puisque (x_R) chacune des règles exige une intervention, il faut encor déterminer la fonction d'appartenance résultante $\mu_{RES}(x_R)$. Elle s'obtient par la formation du maximum des deux fonctions d'appartenance partielles, étant donné que les deux règles sont liées par l'opérateur OU. Cette fonction d'appartenance résultante est hachurée à la figure (4.6), [54].

4.3.2.3. Mécanisme d'inférence

Les mécanismes d'inférence employés dans un contrôleur flou sont généralement plus simples que aux utilisés dans les systèmes experts ; parce que dans un contrôleur flou la conséquence d'une règle n'est pas appliquée à l'antécédent d'une autre [55].

Considérons un ensemble de règles définies par :

Règle x_1 est A_1 et x_2 est B Alors x_R est C_1 (4.6)

Les entrées sont mesures par des capteurs, elles sont réelles et il est nécessaire de les convertir en ensembles flous, en générale ; une valeur réelle est considérée comme un singleton flou et (μ_{C1}) le facteur d'appartenance de la condition de règle peuvent être exprimés par :

$$\mu_{C1} = \mu(x_1) \wedge \mu(x_2) \quad (4.7)$$

$\mu(x_1)$ et $\mu(x_2)$ Sont les facteurs d'appartenance de deux variables x_1 et x_2 par rapport à la condition de la règle (R_1).

($\wedge$) : Opérateur défini selon le type de contrôleur.

4.3.2.4. Différentes types de contrôleur [54]

Il existe trois types de contrôleurs :

4.3.2.4.1. Contrôleur de type Mamdani

Dans le mode de raisonnement, la $i^{\text{ème}}$ règle aboutit à la décision de contrôle

$$\mu_{Ri} = \mu_{RM}(\mu_{ci}, \mu_{oi}(x_r)) = \min(\mu_{ci}, \mu_{oi}(x_r)) \quad (4.8)$$

$$\text{Où : } \mu_{ci} = \mu_{RM}(\mu(x_1), \mu(x_2)) = \min(\mu(x_1), \mu(x_2)) \quad (4.9)$$

Et le résultat des deux règles est construit comme suit :

$$\mu_{res}(x_r) = \max(\mu_{R1}(x_r), \mu_{R2}(x_r)) \quad (4.10)$$

$(\mu_{oi}(x_r))$: est la fonction d'appartenance de la décision qui correspond à la $i^{\text{ème}}$ règle (R_i). Cette méthode est dite aussi ; méthode d'inférence max-min.

4.3.2.4.2. Contrôleur de type Larsen

Cette méthode est basée sur l'utilisation du produit pour l'implication, dans ce cas la $i^{\text{ème}}$ règle donne la décision :

$$\mu_{Ri} = \mu_{ci}\mu_{oi}(x_r) \quad (4.11)$$

$$\mu_{ci} = \mu_{RM}(\mu(x_1), \mu(x_2)) = \min(\mu(x_1), \mu(x_2)) \quad (4.12)$$

Par conséquence, la fonction d'appartenance résultante de l'exemple précédent est donnée par :

$$\mu_{res}(x_r) = \max(\mu_{R1}(x_r), \mu_{R2}(x_r)) \quad (4.13)$$

Cette méthode est dite aussi : méthode d'inférence max-produit

4.3.2.4.3. Contrôleur de type Zadeh

Dite aussi méthode d'inférence somme-produit.

$$\mu_{Ri} = \mu_{ci}\mu_{oi}(x_r), \text{ ou } \mu_{ci} = \mu_{RM}(\mu(x_1), \mu(x_2)) = \mu(x_1)\mu(x_2) \quad (4.14)$$

$$\mu_{res}(x_r) = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m (\mu_{Ri}(x_r)) \quad (4.15)$$

m : Nombre de règles.

4.3.3. Défuzzification

Cette étape consiste à transformer la valeur linguistique issue de régulateur flou en valeur numérique. Plusieurs méthodes ont été proposées dans la littérature, telles que la méthode du maximum et la méthode du centre gravité [45][52].

Dans une analyse détaillée de plusieurs stratégies de défuzzification est présentée, la méthode du centre de gravité donne des résultats intéressants. Cependant, la méthode de la moyenne des maxima fournit une performance transitoire meilleure, alors que celle du centre de gravité produit une meilleure performance en régime permanent.

Quand la méthode de la moyenne des maxima est utilisée, la performance du contrôleur flou est similaire à celle d'un système à relais à plusieurs niveaux. Mais la méthode du centre de gravité donne des résultats similaires à ceux d'un PI (correcteur proportionnel intégral) conventionnel, donc le contrôleur flou utilisant la méthode du centre de gravité fournit généralement une erreur plus faible qu'avec la méthode de la moyenne des maxima [54].

4.3.3.1. Méthode du centre de gravité

La stratégie de cette méthode consiste à traiter graphiquement les aires associées aux fonctions d'appartenances des termes linguistiques qui forment la fonction d'appartenance résultante $\mu_{\text{res}}(x_r)$. Dans ce contexte, il suffit de calculer l'abscisse x_{GR} qui est déterminée à l'aide de la relation suivante :

$$x_{GR} = \frac{\int x_r \mu_{\text{res}}(x_r) dx_r}{\int \mu_{\text{res}}(x_r) dx_r} \quad (4.16)$$

La détermination de x_{GR} nécessite une envergure de calcul assez importante, surtout pour l'exécution en temps réel [49].

4.3.3.2. Méthode des hauteurs pondérées

Cette méthode est utilisée dans le cas où l'univers de discours de la variable de sortie est subdivisé en ensembles flous sans chevauchement où sont uniformément distribués sur l'univers de discours. C'est un cas particulier de la méthode précédente, en diminuant le temps de traitement. Dans ce cas, le calcul se limite à l'expression suivante :

$$\Delta U = \frac{\sum_{i=1}^M x_i \cdot \mu_i(\Delta U)}{\sum_{i=1}^M \mu_i(\Delta U)} \quad (4.17)$$

Avec : M : Le nombre de règles ;

μ_i : Le degré d'appartenance de l'ensemble résultant de la règle R_i ;

x_i : l'abscisse du centre de gravité de chaque ensemble associé à la règle R_i .

4.3.3.3. La méthode de la moyenne des maxima

La commande générée par cette méthode représente la moyenne des maximums des ensembles obtenus par l'inférence.

4.4. Les étapes de conception d'un système flou

4.4. 1. Définition des variables du système

La première étape dans la conception d'un système flou est la définition du système en termes de ses variables d'entrées et de sorties.

4.4. 2. Choix de la partition floue

Les variables du système sont connues, on associe à chacune d'entre elles un ensemble de termes caractérisés par des fonctions d'appartenances définies sur le même univers de discours. Le choix de la partition floue consiste à déterminer le nombre de termes qui doit exister dans cet ensemble [53][50].

4.4.3. Choix des fonctions d'appartenances

Les fonctions d'appartenances trapézoïdale et triangulaire sont les plus utilisées et elles sont prouvées d'être de bon compensateur entre l'efficacité et la facilité d'implantation [47][48].

4.5. Architecture d'une commande floue

On parle de la commande floue lorsque la partie d'un automatisme est réalisée en logique floue. Sa mission est la même que celle d'un contrôleur classique à savoir : gérer les données de commande et de contrôle du processus. La structure de l'automatisme peut donc être ramenée à un système asservi, voir figure (4.7).

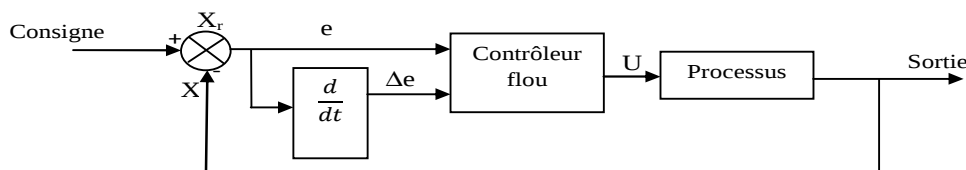


Figure (4.7) Architecture d'une commande floue

A partir de la valeur de la variable de sortie, le contrôleur flou permet de déterminer la commande appropriée à appliquer au processus. Celle-ci est calculée généralement pour les systèmes automatiques grâce aux entrées e et Δe et l'inférence des règles floues. En général, (e) représente l'écart entre le signal de sortie du processus et la consigne

$$e(k) = X_r(k) - X(k) \quad (4.17)$$

(Δe) est la variation de l'erreur entre le signal de sortie du processus et la consigne

$$\Delta e(k) = e(k) - e(k-1) \quad (4.18)$$

4.6. Application de la logique floue au contrôle direct du couple de la MAS

Dans le contrôle direct du couple conventionnel, les erreurs du couple et du flux sont directement utilisées pour choisir l'état de commutation sans distinguer entre une erreur très grande ou relativement petite. Par ailleurs, l'état de commutation choisi pour une grande erreur qui se produit au démarrage ou lors de variation des consignes du couple et du flux est le même qu'en fonctionnement normal. Cela implique évidemment une réponse médiocre. Les performances du système peuvent être améliorées si on sélectionne le vecteur tension selon la valeur de l'erreur du couple et du flux ainsi que la position du flux dans l'espace de son évolution.

4.6.1. Stratégie de fuzzification

Pour obliger à une meilleure exécution de commande, un contrôleur de logique floue a été présenté afin de remplacer le contrôleur d'hystérésis. Dans ce système il y a trois entrées pour le contrôleur à base de la logique floue, qui sont l'erreur de flux, l'erreur du couple et l'angle de flux statorique. Elles sont définies ci-dessous respectivement, [55][43][54].

$$\begin{aligned} \varepsilon_{\phi_s} &= (\phi_s)_{\text{ref}} - \phi_s = \Delta\phi_s \\ \varepsilon_{c_e} &= (c_e)_{\text{réf}} - c_e = \Delta C_e \\ \theta_s &= \arctg \frac{\phi_{s\beta}}{\phi_{s\alpha}} \end{aligned} \quad (4.19)$$

Ces fonctions erreurs sont les différences entre une grandeur calculée à partir des informations fournies par la commande et de la grandeur équivalente déterminée à partir des mesures. Chaque entrée est divisée en un nombre déterminé d'ensemble flou de façon à avoir un contrôle meilleur en utilisant le minimum de règles.

4.6.1.1. Cas d'une aimantation avec un onduleur à 2 niveaux tension

Pour l'erreur du flux statorique, l'enivres du discours est réparti en 2 ensembles flous positive(P), négative(N) figure (4.9.a), pour le couple 3 ensemble floue, positive (P), environ zéro(EZ), négative (N) figure (4.9.b), ce qui concerne l'angle est définit sur six (6) ensemble flous régulier, figure (4.9.c) ,On choisit des fonctions d'appartenance trapézoïdale pour les variables (P, N), triangulaires pour l'ensemble (EZ), [55][56] [40].

4.6.1.2. Cas d'une aimantation avec un onduleur à 3 niveaux de tension

La même chose pour l'onduleur de type NPC à trois niveaux, l'erreur du flux statorique, l'enivres du discours est réparti en trois ensembles flous positive(P), environ zéro (EZ) et négative(N) figure (4.9.a'), pour le couple cinq ensemble floue, positive large(PL), positive moyenne(PM), environ zéro(EZ),négative moyenne(NM) et négative large(NL) figure (4.9.b'), ce qui concerne l'angle est définit sur douze (12) ensemble flous régulier figure(4.9.c') on choisit des fonctions d'appartenance trapézoïdale pour les variables (P,N, PL ,NL), triangulaires pour l'ensemble (EZ,NS ,PS). La table de commande est défini en chapitre 3, table (3.3), [55][56] [40].

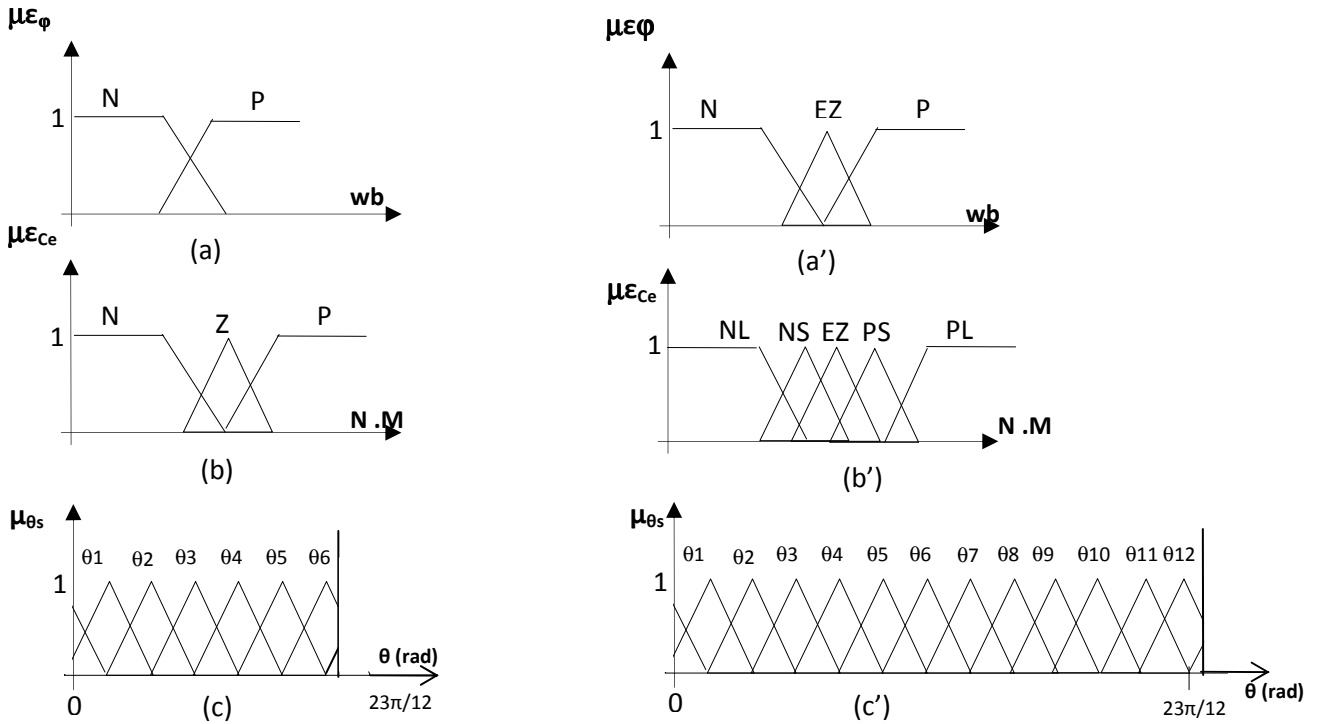


Figure (4.8) Fonctions d'appartenance des variables d'entrées

La variable de sortie, qui est représenté dans notre cas par l'état de commutation des interrupteurs d'onduleur à deux et à trois niveaux. On va la décomposer en six groupe de sortie (qui sont signifiées les six interrupteurs d'onduleur a trois niveaux), et 3 groupe de sortie (cas d'un onduleur à deux niveaux), l'univers du discours de chaque sortie est divisé en deux ensembles flous (zéro et un) dont ses fonctions d'appartenance sont choisies des formes de type singleton figure (4.10) [55][56].

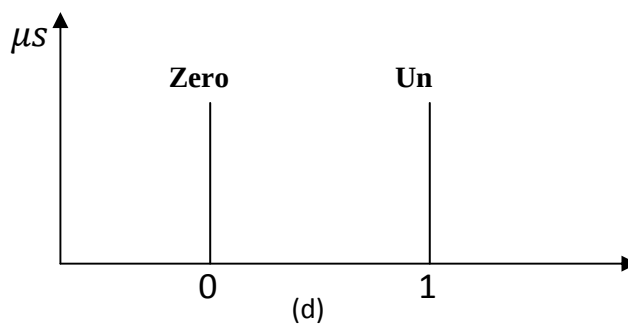


Figure (4.9) Fonction d'appartenance des variables de sorties

4.6.2. Calcul de la loi de commande (règles de contrôle)

La variable de sortie ou de contrôle dans notre cas est l'état de commutation de l'onduleur à deux (et à trois niveaux respectivement) c'est à dire le rang n des 6 vecteurs (19 vecteurs) tension générés par ce dernier. On note que ces états sont déterministes, les fonctions d'appartenance associées aux variables d'entrées ont une forme décrite précédemment et le contrôleur flou utilisé sera un contrôleur flou à conclusions réelles (le rang n du vecteur tension V_s).

Par ailleurs, cette nouvelle approche est présentée en utilisant les mêmes blocs de commande tel que : estimation du flux et de couple, estimation de la position et les contraintes qui seront imposées. Les règles de contrôle peuvent être exprimées en fonction des variables d'entrée et de sortie de la manière suivante, soit (if....Then) [55][54][43] :

$$\text{Ri: if } \Delta\phi \text{ is } A_i, \text{ and } \Delta\omega \text{ is } B_i, \text{ and } \theta_s \text{ is } C_i \text{ then } n \text{ is } N_i \quad (4.20)$$

elseif....

Ou A_i , B_i , C_i et N_i sont les sous ensembles flous. Les fonctions d'appartenances des variables A , B , C et V sont données par le μ_A , le μ_B , le μ_C et le μ_N . L'algorithme de commande comporte alors 180 règles (onduleur a trois niveaux) et 36 règles (onduleur a 2 niveaux), La méthode d'inférence employée est le procédé de Mamdani basé sur la décision max-min exprimée par [55][54][56]:

$$\alpha_i = \min(\mu_{A_i}(\varepsilon_\phi), \mu_{B_i}(\varepsilon_{\omega}), \mu_{C_i}(\varepsilon_{\theta_s})) \quad (4.21)$$

Par le raisonnement flou, le procédé minimum de Mamdani donne :

$$\mu'_{N_i}(n) = \min(\alpha_i, \mu_{N_i}(n)) \quad (4.22)$$

La fonction d'appartenance μ_N de la sortie est donnée alors par :

$$\mu_N(n) = \max(\alpha_i, \mu'_{N_i}(n)), \quad i = 1..36 \dots 180 \quad (4.23)$$

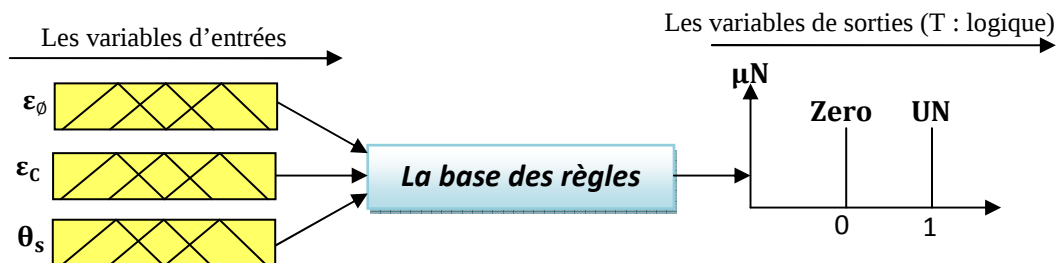


Figure (4.10) Table de commutation à base de logique floue

4.6.3. Déffuzification

Dans notre cas, la sortie est déterministe, la méthode de maximum est utilisée comme critère pour la défuzzification car le contrôle du couple et du flux par le vecteur tension est de nature discrète. La variable de sortie floue qui a la possibilité de distribution maximale, sera utilisée directement comme sortie du contrôle

$$\mu_{Nout}(n) = \max(\mu_N(n)) \quad N = 0 \dots 7 \dots 19 \quad (4.24)$$

4.7. Simulation numérique

La spécificité des tables que nous avons développées précédemment c'est le fait que les variables : " $\epsilon\phi$ ", l'erreur de flux ; " ϵ_{Ce} ", l'erreur du couple et " θ_s " la position du flux sont divisées en bandes déterminées, alors que pour cette approche toutes les variables sont des ensembles flous.

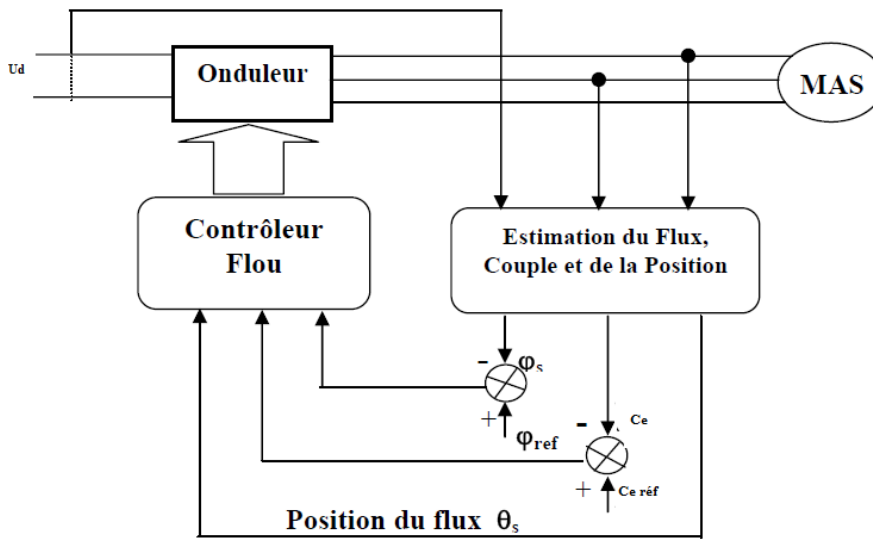


Figure (4.11) Nouvelle approche du contrôle direct du couple à base de logique floue

4.8. Résultats de simulation

4.8.1. -MAS alimentée par onduleur à deux niveaux-

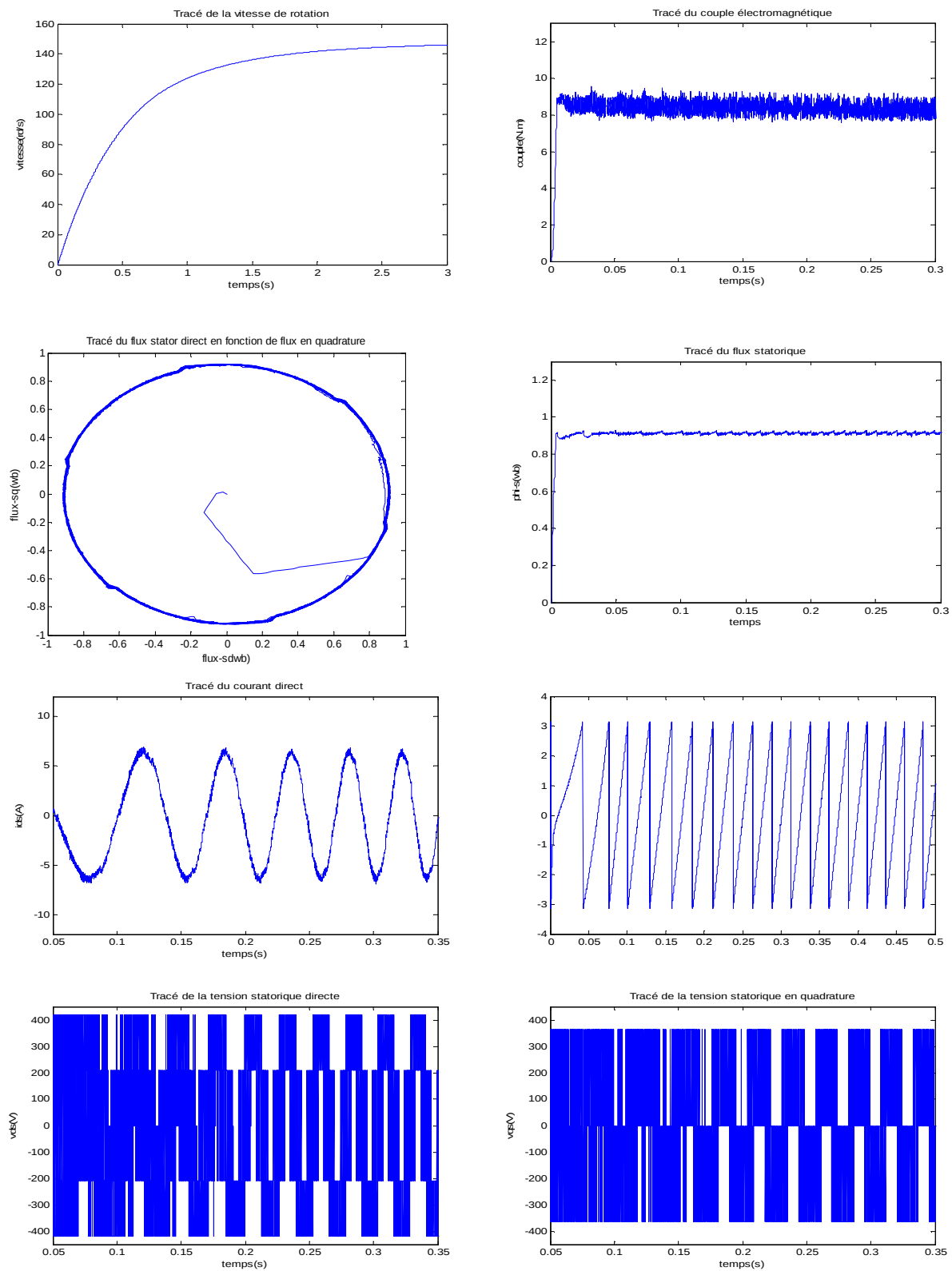


Figure (4.12) Résultats de simulation pour une réponse nominale du flux et du couple de 0.9wb et 9 Nm

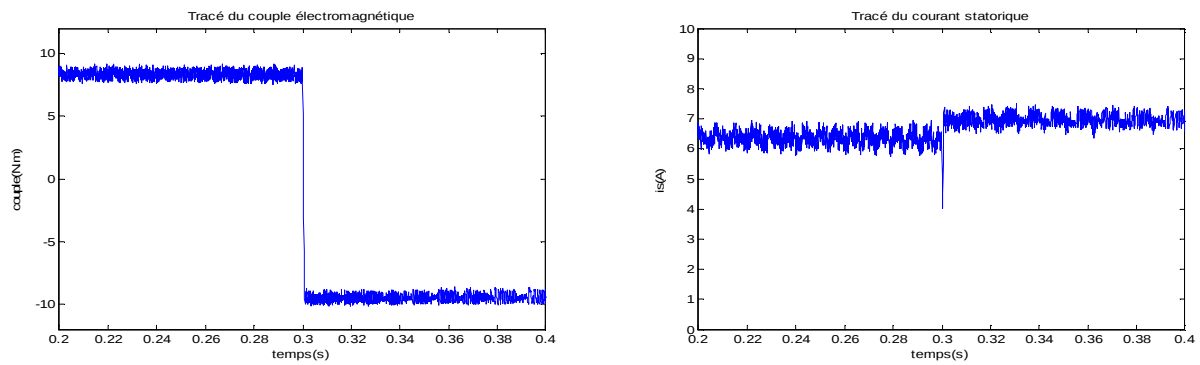


Figure (4.13) Réponse du couple et du courant statorique à un échelon de couple en inverse (9N.m à -9N.m)

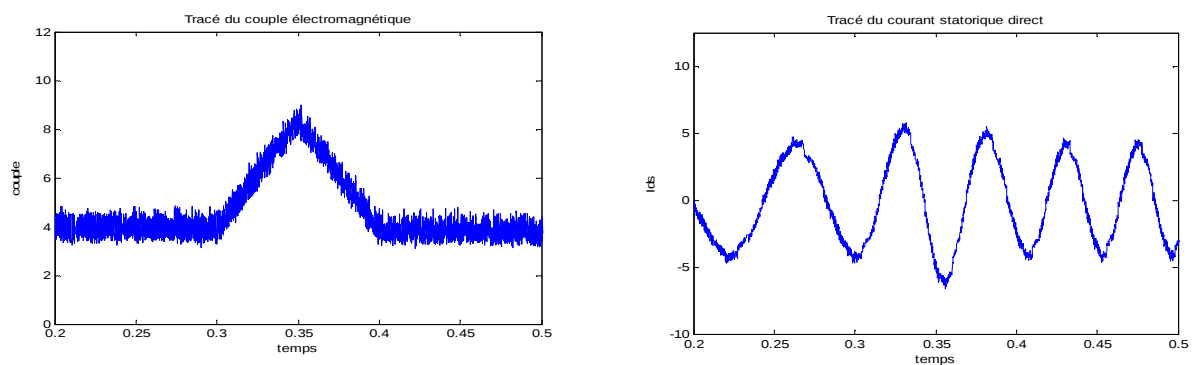


Figure (4.14) Réponse du couple et du courant statorique à un échelon de couple en inverse (9N.m à -9N.m)

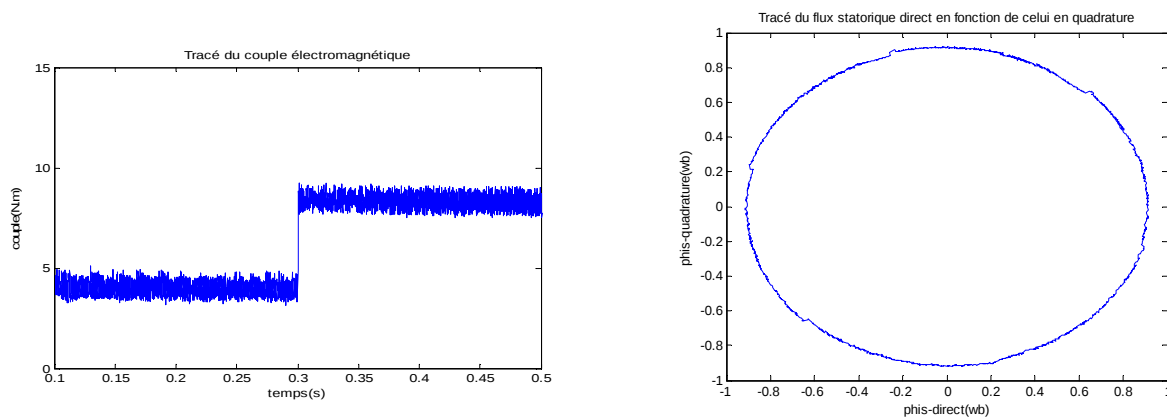


Figure (4.15) Réponse du flux et du couple pour une consigne de couple variable en échelon entre 4.5N.m et 9N.m

4.8.2. MAS alimentée par onduleur NPC à trois niveaux-

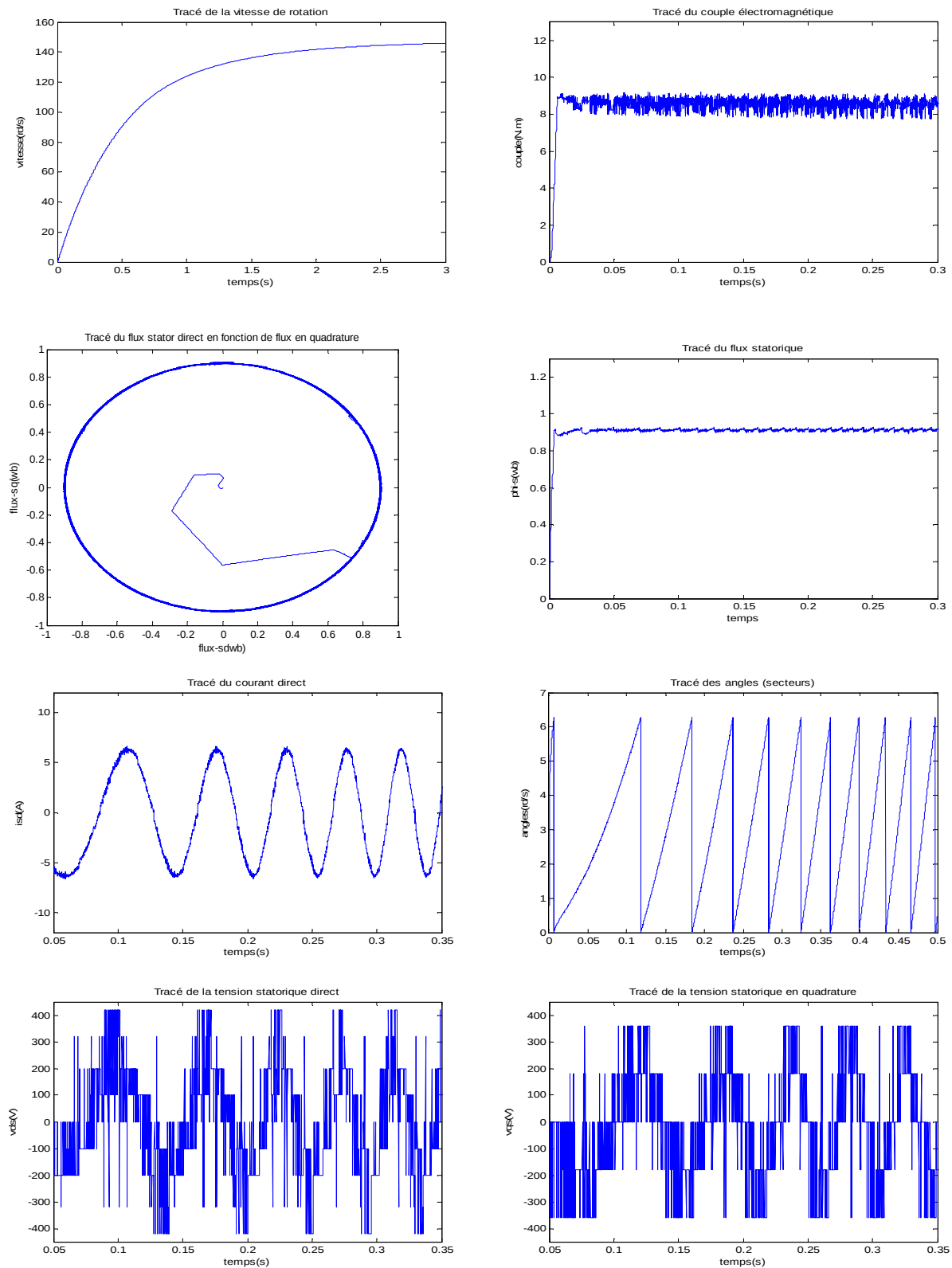


Figure (4.16) Résultats de simulation pour une réponse nominale du flux et du couple de 0.9wb et 9 Nm

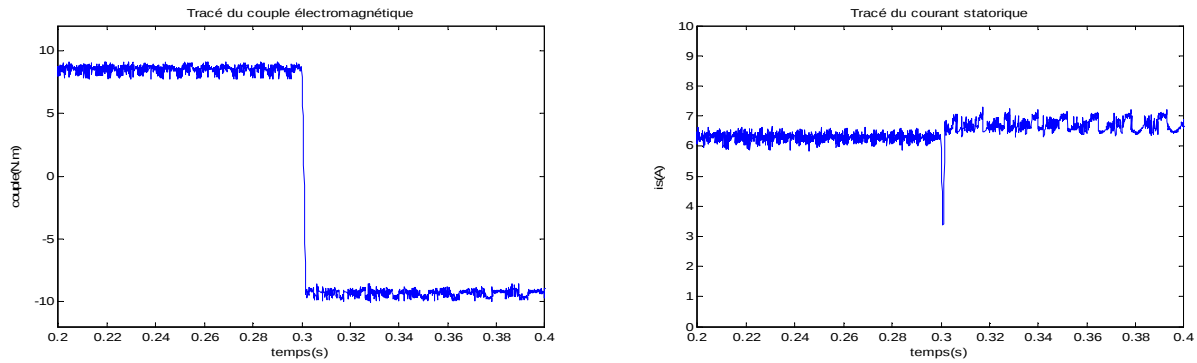


Figure (4.17) Réponse du couple et du courant statorique à un échelon de couple en inverse (9N.m à -9N.m)

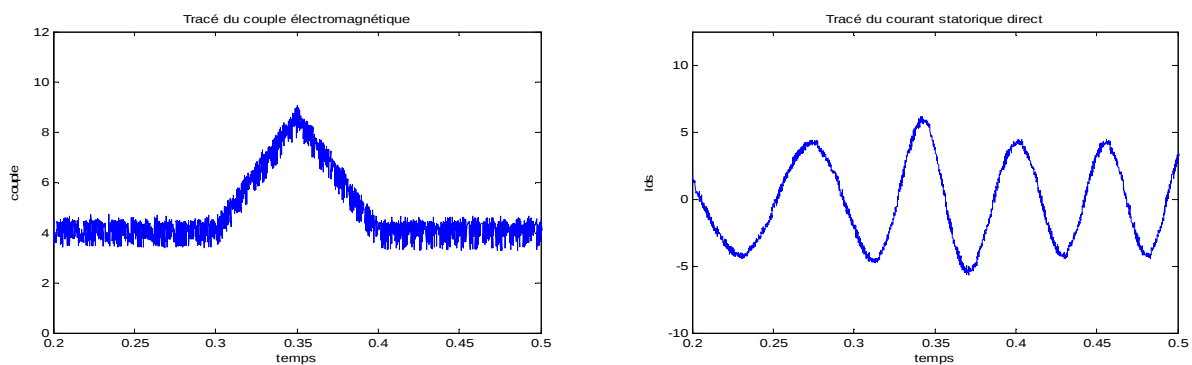


Figure (4.18) Réponse du couple et du courant statorique direct pour une consigne de couple variable en rampe de 4.5N.m à 9N.m

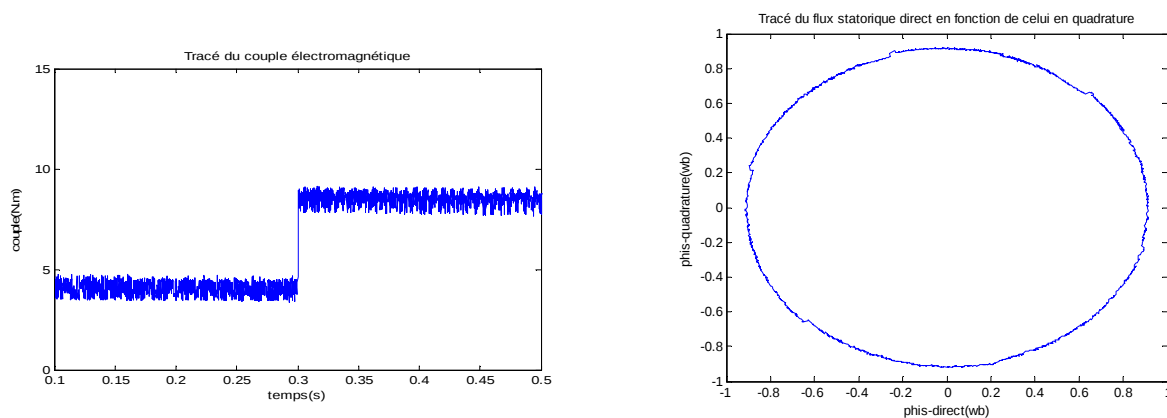


Figure (4.19) Réponse du flux et du couple pour une consigne de couple variable en échelon entre 4.5N.m et 9N.m

4.9. Interprétation des résultats

La période d'échantillonnage du système est T_e égale à $100\mu s$ et une perturbation C_r qui évolue avec la charge. La tension est proche de la sinusoïde avec un onduleur à trois niveaux par rapport à celui à deux niveaux, et une réduction en termes d'harmonique avec l'approche floue (DTC-Floue).

On peut bien remarquer la robustesse de la DTC, et la réduction apparente des ondulations apportée du couple et illustrer par les figures (4-12 et 4-16), sur les mêmes figures le courant est moins ondulé et plus proche de la sinusoïde ce qui est nécessaire pour une bonne estimation du couple. La trajectoire du flux est d'une allure circulaire par rapport à l'alimentation avec un onduleur à deux niveaux.

Enfin, les réponses du couple électromagnétique et du courant statorique pour diverse références et ce pour les deux types d'onduleurs, ont été relevées sur les figures (4-13,4-14,4-15), et de même pour les figures (4-17,4-18,4-19). On peut montrer les bonnes performances obtenues, la dynamique du couple est très forte et le temps de réponse est très court, on peut également observer l'établissement rapide durant la phase de transition du courant ces résultats présentent une réduction d'harmonique de toutes les grandeurs par rapport à la DTC classique. Enfin, on constate une réduction des fluctuations du couple électromagnétique, en comparant les résultats obtenus dans ce chapitre par rapport à ceux de la DTC classique (chapitre précédent), et ce avec l'augmentation de niveaux de tension et l'application du sélecteur floue.

Les résultats de simulation prouvent que les réponses de flux, couple, et du courant statorique sont très bonnes, et leurs allures sont similaires à celles obtenus dans la première approche DTC classique, mais nous constatons sur la figure (4.12) une amélioration de la valeur moyenne du couple avec la logique floue car celle-ci est sensiblement égale à la référence. Le but assigné est globalement atteint, on remarque une nette réduction des pulsations du couple, et du flux de la MAS, Ainsi la même figure montre que les harmoniques du courant statorique (i_{as}) sont réduits avec la DTC à base de la logique floue par rapport à la DTC présentée dans la première approche.

Conclusion

A l'origine, les commandes DTC étaient fortement basées sur le sens physique et sur une approche relativement empirique de la variation des états (couple, flux) sur un intervalle de temps très court. Ce raisonnement s'est depuis nettement affiné et repose désormais sur des fondements mathématiques de plus en plus solides.

Étant donnée que notre objectif n'était pas l'analyse du formalisme mathématique de la logique floue à la commande DTC de la machine, mais l'application directe de ce dernier afin d'apporter de meilleures performances. Ce chapitre nous a permis d'étudier la structure générale d'un contrôleur flou et la méthodologie de sa conception. Les résultats de simulation obtenus dans cette partie mettent en valeur les performances du système en faisant l'optimisation dans le choix

du vecteur tension appliqué pour le contrôle du couple. Ainsi, nous avons pu améliorer le temps de réponse et réduire les ondulations du couple et du flux.

Une comparaison des résultats de simulation de la commande de la machine asynchrone alimentée par un onduleur à trois niveaux par l'algorithme DTC amélioré et DTC flou a été faite. Compte tenu des résultats, le contrôle flou semble pouvoir remplacer le contrôle classique pour améliorer les performances de l'entraînement asynchrone.

Le chapitre suivant sera consacré à l'application d'un sélecteur neuronal (DTC-RNA), pour la conduite de la machine asynchrone commandée par la technique DTC.

Chapitre 5

Application des réseaux de neurones artificiels au contrôle direct du couple de la MAS

Introduction

Un réseau neuronal est une structure mathématique capable d'apprendre depuis un grand nombre d'exemples et de modéliser une série de comportements (Sorties) lorsque le réseau est soumis à des stimulus (Entrées). A chaque nouveau stimulus, le modèle propose un comportement résultant des exemples qu'il a appris. Un réseau neuronal est composé d'éléments appelés neurones, connectés entre eux de manière analogue à l'architecture du cerveau humain. Chaque neurone étudie le stimulus entrant et renvoie un comportement aux neurones auxquels il est connecté.

Plusieurs travaux ont suggéré l'application de la technique des réseaux de neurones artificiels (RNA) pour faire la sélection des états des interrupteurs de l'onduleur utilisé pour l'alimentation de notre MAS commandé par DTC [57][58][59][60].

5.1. Historique des réseaux de neurones [60].

L'histoire des réseaux de neurones est donc tissée à travers des découvertes conceptuelles et des développements technologiques survenus à diverses époques.

Brièvement, les premières recherches remontent à la fin du 19^{ème} et au début du 20^{ème} siècle. Ils consistent en de travaux multidisciplinaires en physique, en psychologie et en neurophysiologie par des scientifiques tels Hermann Von, Ernst Mach et Ivan Pavlov. A cette époque, il s'agissait de théories plutôt générales sans modèle mathématique précis d'un neurone. On s'entend pour dire que la naissance du domaine des réseaux de neurones artificiels remonte aux années 1940, comme suit, en :

- **1943 :W. Mc Culloch et W. Pitts** : Premier modèle formel du neurone a vu le jour.
- **1949 : Donald Hebb** : Proposition d'une théorie fondamentale pour l'apprentissage.
- **1960 : B.Widrow** : Développe l'Adaline, ce réseau est la base des réseaux multicouches.
- **1958 :F. Rosenblat** : Développe le perceptron, c'est le premier système artificiel capable d'apprendre par expérience.
- **1969 : Minsky et papert** : Montre les limitations des réseaux à une seule couche.
- **1972 :T. Kohonen** : Présente ses travaux Sur les mémoires associatives, et propose des applications à la reconnaissance de formes, en 1982 : Présente une carte auto organisée.
- **1980 :Rumelaht, Hinton et williams** : Réseaux multicouches et l'algorithme de rétro propagation.
- **1982 :J. Hopfield** : Développe un Réseau bouclé.

5.2. Fonctionnement général d'un réseau de neurones

5.2.1. Définition

On considère généralement qu'un réseau de neurones est constitué d'un grand ensemble d'unités (ou neurones), ayant chacune une petite mémoire locale. Ces unités sont reliées par des canaux de communication, qui transportent des données numériques qui peuvent uniquement agir sur leurs données locales et sur les entrées qu'elles reçoivent par leurs connexions. L'inspiration pour les réseaux de neurones provient cependant de la volonté de créer des systèmes artificiels

sophistiqués, voir “intelligents“, capable d’effectuer des opérations semblable à celle que le cerveau humain effectue de manière routinière, et d’essayer par la d’améliorer la compréhension du cerveau [60].

5.2.2. Anatomie du neurone

Les cellules nerveuses, appelées neurones, sont les éléments de base du système nerveux central. Celui-ci en posséderait environ cent milliards. Les neurones possèdent de nombreux points commun dans leur organisation générale et leur système biochimique avec les autres cellules. Ils présentent cependant les caractéristiques qui leur sont propres et se retrouvent au niveau des cinq fonctions spécialisées qu’ils assurent [61]:

- Recevoir des signaux en provenance de neurones voisins,
- Intégrer ces signaux,
- Engendrer un influx nerveux,
- Le conduire,
- Le transmettre à un autre neurone capable de le recevoir.

Avant de rentrer plus en avant dans les détails, examinons un neurone.

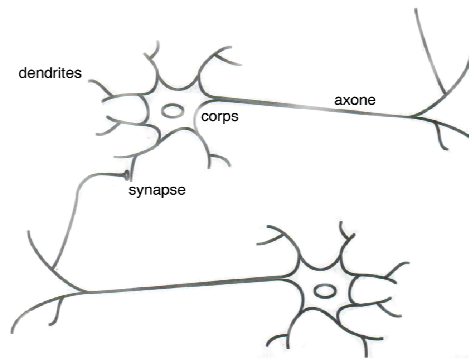


Figure (5.1) Neurone biologique

5.2.2.1. Le corps cellulaire

Il contient le noyau du neurone ainsi que la machine biochimique nécessaire à la synthèse des enzymes. Ce corps cellulaire de forme sphérique ou pyramidale contient aussi les autres molécules essentielles à la vie de la cellule. Sa taille est de quelques microns de diamètre [6][1].

5.2.2.2. Les dendrites

Ce sont de fines extensions tubulaires qui se ramifient autour du neurone et forment une sorte de vaste arborescence. Les signaux envoyés au neurone sont captés par les dendrites. Leur taille est de quelques dizaines de microns de longueur [61][57].

5.2.2.3. L'axone

C'est le long de l'axone que les signaux partent du neurone. Contrairement aux dendrites qui se ramifient autour du neurone, l'axone est plus long et se ramifie à son extrémité ou il se connecte aux dendrites des autres neurones. Sa taille peut varier entre quelques millimètres à plusieurs mètres. La jonction entre l'axone d'un neurone et une dendrite d'un autre neurone, s'appelle Synapse [61][57].

5.2.3. Fonctionnement d'un neurone biologique

Au point de vue fonctionnel, il faut considérer le neurone comme une entité polarisée, c'est-à-dire que l'information ne se transmet que dans un seul sens : des dendrites vers l'axone.

Le neurone va donc recevoir des informations, venant d'autres neurones, grâce à ses dendrites. Il va ensuite y avoir sommation, au niveau du corps cellulaire, de toutes ces informations et via un potentiel d'action (un signal électrique) le résultat de l'analyse va transiter le long de l'axone jusqu'aux terminaisons synaptiques. A cet endroit, lors de l'arrivée du signal, des vésicules synaptiques vont venir fusionner avec la membrane cellulaire, ce qui va permettre la libération des neurotransmetteurs dans la fente synaptique. Le signal électrique ne pouvant pas passer la synapse (dans le cas d'une synapse chimique), les neurotransmetteurs permettent donc le passage des informations, d'un neurone à un autre.

En effet, au niveau post-synaptique, sur la membrane dendritique, se trouvent des récepteurs pour les neurotransmetteurs. Suivant le type de neurotransmetteur et le type des récepteurs, l'excitabilité du neurone suivant va augmenter ou diminuer, ce qui fera propager ou non l'information. Les synapses possèdent une sorte de «mémoire» qui leur permet d'ajuster leur fonctionnement. En fonction de leur «histoire», c'est-à-dire de leur activation répétée ou non entre deux neurones, les connexions synaptiques vont donc se modifier.

Ainsi, la synapse va faciliter ou non le passage des influx nerveux. Cette plasticité est à l'origine des mécanismes d'apprentissage [61][57][63].

5.2.4. Le neurone Formel

La structure du neurone formel est représentée sur la figure (5.2)

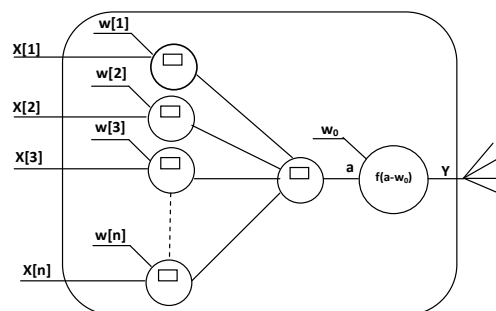


Figure (5.2).Neurone formel.

- Un neurone reçoit les signaux d'entrée $x_1, \dots, x_n$
- Ces signaux sont pondérés par des poids $w_1, \dots, w_n$
- L'activation du neurone (a) est transmise à une fonction de transition f (non linéaire) paramétrée par un seuil w_0 , avec $a = \sum_n w_n x_n$
- Le signal de sortie $y = f(a - w_0)$ est propagé aux cellules suivantes.

Les paramètres de la fonction f sont attachés aux entrées du neurone : la sortie du neurone est une fonction non linéaire d'une combinaison des entrées $\{x_i\}$ pondérées par les paramètres $\{w_i\}$, qui sont alors souvent désignés sous le nom « poids synaptiques ». Cette combinaison linéaire sera appelée « potentiel » celui-ci est la somme pondérée, à laquelle s'ajoute un terme constant ou « biais » [61][57][63]:

$$v = w_0 + \sum_{i=1}^{n=1} w_i x_i \quad (5.1)$$

La valeur de la sortie d'un neurone est donc :

$$y = f(v) = f \left[w_0 + \sum_{i=1}^n w_i x_i \right] \quad (5.2)$$

5.2.6. Différentes fonctions d'activation

Nom de la fonction	Relation d'entrée/sortie	Icône	Nom Matlab
seuil	$a = 0 \quad \text{si } n < 0$ $a = 1 \quad \text{si } n \geq 0$		hardlim
seuil symétrique	$a = -1 \quad \text{si } n < 0$ $a = 1 \quad \text{si } n \geq 0$		hardlims
linéaire	$a = n$		purelin
linéaire saturée	$a = 0 \quad \text{si } n < 0$ $a = n \quad \text{si } 0 \leq n \leq 1$ $a = 1 \quad \text{si } n > 1$		satlin
linéaire saturée symétrique	$a = -1 \quad \text{si } n < -1$ $a = n \quad \text{si } -1 \leq n \leq 1$ $a = 1 \quad \text{si } n > 1$		satlins
linéaire positive	$a = 0 \quad \text{si } n < 0$ $a = n \quad \text{si } n \geq 0$		poslin
sigmoïde	$a = \frac{1}{1 + \exp^{-n}}$		logsig
tangente hyperbolique	$a = \frac{e^n - e^{-n}}{e^n + e^{-n}}$		tansig
compétitive	$a = 1 \quad \text{si } n \text{ maximum}$ $a = 0 \quad \text{autrement}$		compet

Tableau (5.1) Fonctions d'activations $a = f(n)$ [61]

Les trois fonctions les plus utilisées sont les fonctions seuil, linéaire et sigmoïde. Comme son nom l'indique, la fonction seuil applique un seuil sur son entrée. Plus précisément, une entrée négative ne passe pas le seuil, la fonction retourne alors la valeur 0 (on peut interpréter ce 0 comme signifiant faux), alors qu'une entrée positive ou nulle dépasse le seuil, et la fonction retourne 1 (vrai)[63][61], ce qui n'est pas le cas pour la fonction sigmoïde, celle-ci est en forme S symétrique par rapport à l'origine, telle que tangente hyperbolique ou la fonction arc tangente.

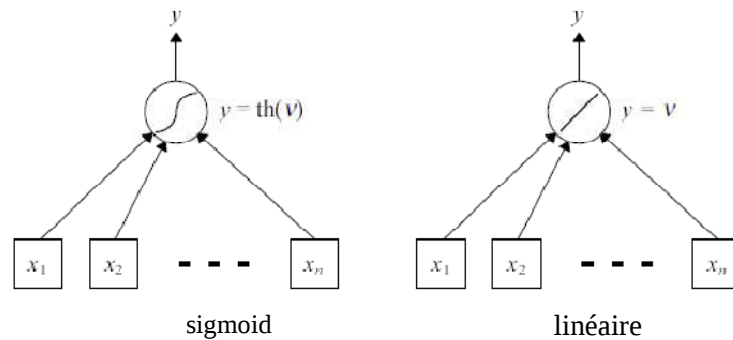


Figure (5.3) Symboles de neurones à fonction d'activation sigmoïde et linéaire

5.2.7. Modélisation d'un réseau de neurones

Soit le réseau de neurone de la figure (5.5)

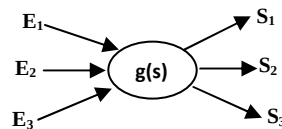


Figure (5.4) Schéma général d'un réseau de neurones

Un réseau de neurones présente la même structure que chacun de ses neurones si on le regarde dans sa globalité. Il doit pouvoir calculer des valeurs de sorties (S_1 , S_2 , S_3) en fonction de variables d'entrées (E_1 , E_2 , E_3). Une première série de neurones applique aux entrées E_1 , E_2 , E_3 leurs propre fonction d'activation, ce qui fournit un certain nombre de résultats. Une seconde série de neurones prend ces résultats en entrées et calculent de nouveau, avec leur propre fonction d'activation, des résultats qu'ils transmettent à la série de neurones suivante,...etc, jusqu'à atteindre la dernière série de neurones, les sorties de ces derniers neurones sont alors les sorties du réseau S_1 , S_2 , S_3 .

Contrairement à chacune des fonctions d'activation f , la fonction g qui transforme les valeurs d'entrées en valeurs de sortie à l'échelle du réseau ne peut pas être explicitée facilement. Elle est en effet beaucoup plus compliquée puisqu'elle est en quelque sorte constituée de la "superposition" de toutes les fonctions f de chaque neurone[61].

Un réseau de neurones peut donc être représenté par les poids w des différents neurones. Ces poids peuvent varier au cours du temps, en fonction des entrées présentées E . Le grand problème est alors de savoir comment modifier ces poids (c'est-à-dire en d'autres termes de trouver une loi équivalents à $dw/dt = g(E, w)$) [61][63][62].

5.3. Architectures des réseaux de neurones

5.3.1. Les réseaux "FEED-FORWARD"

Appelés aussi "réseaux de type Perceptron", ce sont des réseaux dans lesquels l'information se propage de couche en couche sans retour en arrière.

5.3.1.1. Les perceptrons

5.3.1.1.1. Les Perceptrons monocouche

C'est historiquement le premier RNA, c'est le Perceptron de Rosenblatt. C'est un réseau simple, puisque il ne se compose que d'une couche d'entrée et d'une couche de sortie. Il est calqué, à la base, sur le système visuel et de ce fait a été conçu dans un but premier de reconnaissance des formes. Cependant, il peut aussi être utilisé pour faire de la classification et pour résoudre des opérations logiques simples (telle "ET" ou "OU"). Sa principale limite est qu'il ne peut résoudre que des problèmes linéairement séparables. Il suit généralement un apprentissage supervisé selon la règle de correction de l'erreur(ou selon la règle de Hebb)

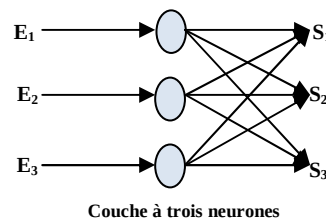


Figure (5.5) Perceptron –modèle de ROSENBLATT

Seuls les poids des liaisons entre la couche d'association et la couche finale peuvent être modifiés. La règle de modification des poids utilisée est la règle de Widrow Hoff : si la sortie de réseau (donc celle d'une cellule de décision) est égale à la sortie désirée, les poids de la connexion entre ce neurone et le neurone d'association qui lui est connecté n'est pas modifié. Dans le cas contraire le poids est modifié "proportionnellement" à la différence entre la sortie obtenue et la sortie désirée [61][63] :

$$w \leq w + k(d - s) \quad (5.3)$$

Où s est la sortie obtenue, d la sortie désirée et k une constante positive.

En 1969, Papert et Minsky ont démontré les limites du perceptron classique, incapable par exemple de simuler la fonction ou exclusif (XOR) [61][63][62].

5.3.1.1.2. Les perceptrons multicouches (PMC)

C'est une extension du précédent, avec une ou plusieurs couches cachées entre l'entrée et la sortie. Chaque neurone dans une couche est connecté à tous les neurones de la couche précédente et de la couche suivante (excepté pour les couches d'entrée et de sortie) et il n'y a pas de connexions entre les cellules d'une même couche. Les fonctions d'activation utilisées dans ce type de réseaux sont principalement les fonctions à seuil ou sigmoïdes. Il peut résoudre des problèmes non-linéairement séparables et des problèmes logiques plus compliqués, et notamment le fameux problème du XOR. Il suit aussi un apprentissage supervisé selon la règle de correction de l'erreur, ils utilisent l'algorithme de rétro-propagation pour modifier les poids synaptiques des neurones.

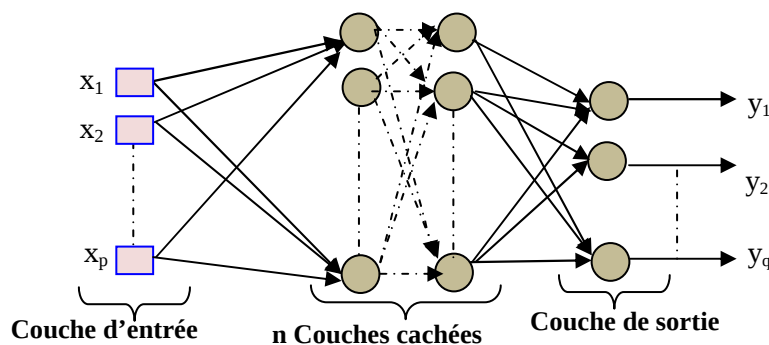


Figure (5.6) Structure d'un perceptron multicouches à p entrées, n couche cachée, q sorties.

Le perceptron multicouche est un des réseaux de neurones les plus utilisés pour des problèmes d'approximation, de classification et de prédiction. Il est habituellement constitué de deux ou trois couches de neurones totalement connectés. 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 neurone dans la couche cachée [63][64][11][65].

5.3.1.2. Les réseaux à fonction radiale

Ce sont les réseaux que l'on nomme aussi RBF ("Radial Basic Functions"). L'architecture est la même que pour les PMC cependant, les fonctions de base utilisées ici sont des fonctions Gaussiennes. Les RBF seront donc employés dans les mêmes types de problèmes que les PMC à savoir, en classification et en approximation de fonctions, particulièrement. L'apprentissage le plus utilisé pour les RBF est le mode hybride et les règles sont soit, la règle de correction de l'erreur soit, la règle d'apprentissage par compétition [57][63].

5.3.2. Les réseaux «FEED-BACK »

Appelés aussi "réseaux récurrents", ce sont des réseaux dans lesquels il y a retour en arrière de l'information.

5.3.2.1. Réseau auto-associatif (réseau de Hopfield)

Les réseaux de Hopfield sont des réseaux récurrents et entièrement connectés.

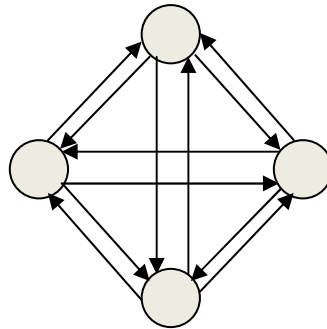


Figure (5.7) Un réseau auto-associatif à 4 neurones-la sortie de chaque neurone est connectée avec tous les autres neurones.

Donc il s'agit d'un réseau constitué de neurones à deux états (-1 et 1 ou 0 et 1), dont la loi d'apprentissage est la règle de Hebb, qui veut qu'une synapse améliore son activité si et seulement si l'activité de ses deux neurones est corrélée (c'est-à-dire que le poids d'une connexion entre deux neurones augmente quand les deux neurones sont activés au même temps) [57][63].

Pour utiliser un tel réseau on initialise l'activation de chaque neurone selon la valeur du vecteur à l'entrée (θ_i dans l'équation 5.4), puis on laisse converger itérativement vers le point d'équilibre du système. L'évolution de l'activation pour le neurone i est donnée par :

$$a_i(t + 1) = F\left[\sum_{j=1} a_j(t)w_{ij} + \theta_i\right] \quad (5.4)$$

A l'origine, Hopfield avait choisi comme fonction d'activation seuil ($F=\text{sgn}(x)$) parce qu'il travaillait avec les neurones binaires. On peut cependant adapter le réseau pour des valeurs réelles si on utilise une fonction d'activation sigmoïde. Dans les deux cas, on peut prouver que le réseau va converger vers un état stable si les connexions entre les neurones sont symétriques ($w_{ij} = w_{ji}$).

5.3.2.2. Les cartes auto-organisatrices de Kohonen

Ce sont des réseaux à apprentissage non-supervisé qui établissent une carte discrète, ordonnée topologiquement, en fonction de patterns d'entrée. Le réseau forme ainsi une sorte de treillis dont chaque nœud est un neurone associé à un vecteur de poids. La correspondance entre chaque vecteur de poids est calculée pour chaque entrée. Par la suite, le vecteur de poids ayant la meilleure corrélation, ainsi que certains de ses voisins, vont être modifiés afin d'augmenter encore cette corrélation [57].

5.4. Processus d'apprentissage

Parmi les propriétés désirables pour un réseau de neurones, la plus fondamentale est sûrement la capacité d'apprendre de son environnement, d'améliorer sa performance à travers un processus d'apprentissage. Mais qu'est-ce donc que l'apprentissage ? [57][63].

Dans le contexte des réseaux de neurones artificiels, nous adopterons un point de vue pragmatique en proposant la définition suivante :

« L'apprentissage est un processus dynamique et itératif permettant de modifier les Paramètres d'un réseau en réaction avec les stimuli qu'il reçoit de son environnement. Le type d'apprentissage est déterminé par la manière dont les changements de Paramètre surviennent ».

Pour un RNA, l'apprentissage peut être considéré comme le problème de la mise à jour des poids des connexions au sein du réseau, afin de réussir la tâche qui lui est demandée.

L'apprentissage est la caractéristique principale des RNA et il peut se faire de différentes manières et selon différentes règles [57][63][62].

5.4.1. Type d'apprentissage

5.4.1.1. Le mode supervisé

Dans ce type d'apprentissage, le réseau s'adapte par comparaison entre le résultat qu'il a calculé, en fonction des entrées fournies, et la réponse attendue en sortie. Ainsi, le réseau va se modifier jusqu'à ce qu'il trouve la bonne sortie, c'est-à-dire celle attendue, correspondant à une entrée donnée [62][57].

5.4.1.2. Le mode non-supervisé (ou auto-organisationnel)

Dans ce cas, l'apprentissage est basé sur des probabilités. Le réseau va se modifier en fonction des régularités statistiques de l'entrée et établir des catégories, en attribuant et en optimisant une valeur de qualité, aux catégories reconnues [62][57].

5.4.1.3. Le mode hybride

Le mode hybride reprend en fait les deux autres approches, puisque une partie des poids va être déterminée par apprentissage supervisé et l'autre partie par apprentissage non-supervisé [62][57].

5.4.1.4. Le mode semi-supervisé (renforcement)

Le renforcement est en fait une sorte d'apprentissage supervisé et certains auteurs le classe d'ailleurs, dans la catégorie des modes supervisés. Dans cette approche le réseau doit apprendre la corrélation entrée/sortie via une estimation de son erreur, c'est-à-dire du rapport échec/succès. Le réseau va donc tendre à maximiser un index de performance qui lui est fourni, appelé signal de renforcement. Le système étant capable ici, de savoir si la réponse qu'il fournit est correcte ou non, mais il ne connaît pas la bonne réponse [62][57].

5.5. Règles d'apprentissage

Dans la plupart des architectures, l'apprentissage se traduit par une modification de l'efficacité synaptique, c'est-à-dire par un changement dans la valeur des poids qui relient les neurones d'une couche à l'autre. Soit le poids $w_{i,j}$ reliant le neurone i à son entrée j . Au temps t , un changement $w_{i,j}(t)$ de poids peut s'exprimer simplement de la façon suivante [57][63][61].

$$w_{i,j}(t) = w_{i,j}(t + 1) - w_{i,j}(t) \quad (5.5)$$

Et, par conséquent, $w_{i,j}(t + 1) = w_{i,j}(t) - w_{i,j}(t)$ (5.6)

Avec $w_{i,j}(t + 1)$ et $w_{i,j}(t)$ représentant respectivement les nouvelle et ancienne valeurs du poids $w_{i,j}$. Un ensemble de règles bien définies permettant de réaliser un tel processus d'adaptation des poids constitue ce qu'on appelle l'algorithme d'apprentissage du réseau [57]. Dans la suite, nous allons passer en revue différents types de règles ainsi que différents principes pouvant guider l'apprentissage d'un réseau de neurone.

5.5.1. Règle de correction d'erreurs

La première règle que l'on peut utiliser est fondée sur la correction de l'erreur observée en sortie. Soit $a_i(t)$ la sortie que l'on obtient pour le neurone i au temps t . Cette sortie résulte d'un stimulus $p(t)$ que l'on applique aux entrées du réseau dont un des neurones correspond au neurone i . Soit $d_i(t)$ la sortie que l'on désire obtenir pour ce même neurone i au temps t . Alors, $a_i(t)$ et $d_i(t)$ seront généralement différents et il est naturel de calculer l'erreur $e_i(t)$ entre ce qu'on obtient et ce qu'on voudrait obtenir [57][63]:

$$e_i(t) = d_i(t) - a_i(t) \quad (5.7)$$

Et de chercher un moyen de réduire autant que possible cette erreur. Sous forme vectorielle, on obtient :

$$e(t) = d(t) - a(t) \quad (5.8)$$

Avec $e(t) = [e_1(t) e_2(t) \cdots e_i(t) \cdots e_S(t)]$ qui désigne le vecteur des erreurs observées sur les S neurones de sortie du réseau. L'apprentissage par correction des erreurs consiste à minimiser un indice de performance F basé sur les signaux d'erreur $e_i(t)$, dans le but de faire converger les sorties du réseau avec ce qu'on voudrait qu'elles soient. Un critère très populaire est la somme des erreurs quadratiques [57][61]:

$$F(e(t)) = \sum_{i=1}^S e_i^2(t) = e(t)^T e(t) \quad (5.9)$$

Maintenant, il importe de remarquer que les paramètres libres d'un réseau sont ses poids. Prenons l'ensemble de ces poids et assemblons-les sous la forme d'un vecteur $w(t)$ au temps t . Pour minimiser $F(e(t)) = F(w(t)) = F(t)$, nous allons commencer par choisir des poids initiaux ($t = 0$) au hasard, puis nous allons modifier ces poids de la manière suivante :

$$w(t + 1) = w(t) + \eta x(t) \quad (5.10)$$

où le vecteur $x(t)$ désigne la direction dans laquelle nous allons chercher le minimum et η est une constante positive déterminant l'amplitude du pas dans cette direction (la vitesse d'apprentissage). L'objectif est de faire en sorte que $F(t + 1) < F(t)$ [57][61].

5.5.2. Apprentissage par la règle de HEBB

Mathématiquement, on peut exprimer la règle de Hebb sous sa forme la plus simple par la formule suivante [57][61]:

$$\Delta w_j(t-1) = \eta p_j(t)a(t) \quad (5.11)$$

Où η est une constante positive qui détermine la vitesse de l'apprentissage, $p_j(t)$ correspond à l'activité pré-synaptique (l'entrée j du neurone) au temps t , et $a(t)$ à l'activité post-synaptique (sortie du neurone) à ce même temps t . Cette formule fait ressortir explicitement la corrélation entre le signal qui entre et celui qui sort. Sous une forme vectorielle, on écrit :

$$\Delta w(t-1) = \eta p(t)a(t) \quad (5.12)$$

Un problème immédiat avec la règle de l'équation (5.11) est que les changements de poids $\Delta w_j(t)$ peuvent croître de façon exponentielle si, par exemple, l'entrée et la sortie demeurent constantes dans le temps. Pour pallier à cette croissance exponentielle qui provoquerait invariablement une saturation du poids, on ajoute parfois un facteur d'oubli qui retranche de la variation de poids, une fraction α du poids actuel. On obtient ainsi [57][61]:

$$\Delta w_j(t-1) = \eta p_j(t)a(t) - \alpha w_j(t-1) \quad (5.13)$$

Où $0 \leq \eta \leq 1$ est une nouvelle constante. Sous forme vectorielle, on écrit :

$$\Delta w(t-1) = \eta p(t)a(t) - \alpha w(t-1) \quad (5.14)$$

5.5.3. Règle d'apprentissage par compétition

L'apprentissage compétitif, comme son nom l'indique, consiste à faire compétition entre les neurones d'un réseau pour déterminer lequel sera actif à un instant donné. Contrairement aux autres types d'apprentissage où, généralement, tous les neurones peuvent apprendre simultanément et de la même manière, l'apprentissage compétitif produit un «vainqueur».

Les réseaux de neurones qui utilisent l'apprentissage compétitif sont souvent constitués d'une seule couche de neurones de sortie, totalement connectée sur les entrées. Un neurone vainqueur modifiera ses poids synaptiques en les rapprochant (géométriquement) d'un stimulus d'entrée p pour lequel il a battu tous les autres neurones lors de la compétition :

$$\Delta w = \begin{cases} \eta(p - w) & \text{si le neurone est vainqueur} \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \quad (5.15)$$

Où $0 < \eta < 1$ correspond à un taux d'apprentissage. Un neurone qui ne gagne pas la compétition ne modifiera aucunement ses poids. Il ne sera donc pas affecté par le stimulus en question. Parfois, on définit également un voisinage autour du neurone gagnant et on applique une règle similaire sur les voisins, mais avec un taux d'apprentissage différent [57][61][63] :

Avec, $\eta_2 \leq \eta_1$

$$\Delta w = \begin{cases} \eta_1(p - w) & \text{si le neurone est vainqueur} \\ \eta_2(p - w) & \text{si le neurone est voisin du vainqueur} \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \quad (5.16)$$

L'apprentissage compétitif est surtout utilisé dans le contexte d'un apprentissage dit non-supervisé, c'est-à-dire lorsqu'on ne connaît pas les valeurs désirées pour les sorties du réseau.

5.6. Algorithmes d'apprentissage

5.6.1. Algorithme de rétro-propagation

Minisky et Papert [13] ont prouvé que pour pouvoir effectuer une transformation générale, il faut utiliser des neurones cachés. Cette conclusion arrêta les recherches sur les réseaux de neurones pendant plusieurs années, car on ne connaissait pas de méthode pour calculer la valeur de poids à donner à la couche cachée.

Il fallut les années 80 pour que des chercheurs (RUMELAHT, HINTON et WILLIAMS) introduisent la technique de rétro-propagation des erreurs « back-propagation » qui se résume comme suit [42][66][61][5].

Algorithme

Cette méthode se résume donc à ces étapes suivantes :

1. Initialiser les données d'entraînement.
2. Normalisation ces données d'entraînement.
3. Les permuter aléatoirement.
4. pour chaque donnée d'entraînement n :
 - Calculer les sorties du réseau observées en propageant les entrées vers l'avant.
 - Ajuster les poids en rétro propageant l'erreur observée.

$$w_{ji}(n) = w_{ji}(n-1) + \eta \delta_j(n) y_i(n) \quad (5.17)$$

Ou le gradient local est défini par :

$$\delta_j(n) = \begin{cases} e_j(n) y_j(n) [1 - y_j(n)] & \text{Si } j \text{ appartient à la couche de sortie} \\ y_j(n) [1 - y_j(n)] \sum \delta_k(n) w_{kj}(n) & \text{Si } j \text{ appartient à la couche cachée} \end{cases} \quad (5.18)$$

Avec : $0 \leq \eta \leq 1$ est le taux d'apprentissage, et $y_i(n)$ représentent soit la sortie du neurone i sur la couche précédente si celui-ci existe, soit l'entrée i autrement.

5. répéter les étapes 3 et 4 jusqu'à un nombre maximum d'itérations ou jusqu'à ce que la racine de l'erreur quadratique soit inférieure à un seuil.

Cet algorithme est le plus utilisé. Il consiste en fait à suivre la ligne de plus grande pente de la surface d'erreur, qui doit logiquement conduire à un minimum (local ou global).

Sa capacité de convergence peut varier selon les problèmes posés, l'architecture du réseau, les fonctions d'activation retenues, et bien entendu, selon la base d'apprentissage et des variables sélectionnées en entrée du réseau.

Remarque

La relation donnée dans l'équation (5.17) est appelée règle Delta pour l'algorithme de rétro propagation des erreurs, il existe une autre variante qui est la règle Delta généralisée qui est définie comme suit :

$$w_{ji}(n) = w_{ji}(n-1) + \eta \delta_j(n) y_i(n) + \alpha \Delta w_{ji}(n-1) \quad (5.19)$$

5.6.2. La phase d'apprentissage

L'algorithme consiste, dans sa première étape, à propager vers l'avant des entrées jusqu'à obtenir une sortie calculée par le réseau. La seconde étape compare la sortie calculée à la sortie réelle connue. On modifie alors, les paramètres (poids) de telle sorte qu'à la prochaine itération, l'erreur commise entre la sortie calculée et la sortie réelle soit minimisée [63][11].

5.6.3. Estimation de la performance

Ainsi, pour la structure classique du réseau à une couche de neurones cachés, il faut déterminer le nombre optimal de ces derniers par une procédure de sélection. Il en est de même pour le nombre de couches, toutefois l'expérience montre qu'une seule couche cachée est également suffisante [63]. Pour cela, on effectue une série d'apprentissage tout en augmentant progressivement le nombre de neurones, on sélectionne alors le réseau fournissant l'erreur quadratique moyenne sur l'ensemble d'apprentissage (EQMA) la plus faible. Pour sélectionner le nombre optimal de neurones dans la couche cachée, il faut donc observer l'évolution de l'EQMA. Pour chaque réseau, il est nécessaire d'effectuer plusieurs apprentissages avec des initialisations différentes des paramètres afin d'augmenter la probabilité de trouver un minimum absolu de l'EQMA [63][11].

5.6.4. Méthodes d'optimisation du second ordre

Les méthodes d'optimisation de second ordre sont utilisées pour améliorer le choix de la direction à entreprendre dans l'espace des paramètres (poids) à la recherche du minimum.

On trouve :

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

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

5.7. Application des réseaux de neurones à la commande DTC de la MAS

Dans ce chapitre, on propose de remplacer le sélecteur conventionnel des états des interrupteurs des onduleurs par un sélecteur neuronal capable de gérer de la même façon les signaux de commande de ces derniers [42].

5.7.1. Principe ANN-DTC

L'application de la technique DTC pour une alimentation par un onduleur de tension à deux niveaux huit(08) vecteurs et six(06) secteurs angulaires à été présenter, en suite un sélecteur conventionnel (table de commutation) modifié à douze secteurs et dix-neuf (19) vecteurs tension génèrent par l'onduleur de type NPC sera donnée.

On à proposé d'une part un sélecteur neuronal des séquences direct de commande de l'onduleur à deux niveaux avec un réseau à 9 neurones d'entrée, 3 neurones à la sortie, d'autre part un réseau de neurones à 9 neurones d'entrée, 35 neurones dans la couche caché et 6 neurones dans la couche de sortie dans le cas d'une alimentation de la MAS à trois niveaux de tension.

5.9.2. Étapes de construction du réseau de neurone

5.9.2.1. Structure du sélecteur neuronal

La structure de réseau de neurone ANN est montrée dans la figure (5.8), les entrées du sélecteur neuronale sont les états du flux, du couple et la position angulaire (θ) du vecteur flux statorique. Les sorties de ce sélecteur sont les états des interrupteurs des onduleurs à deux et à trois niveaux respectivement. [42][67][66].

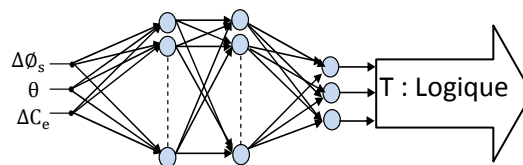


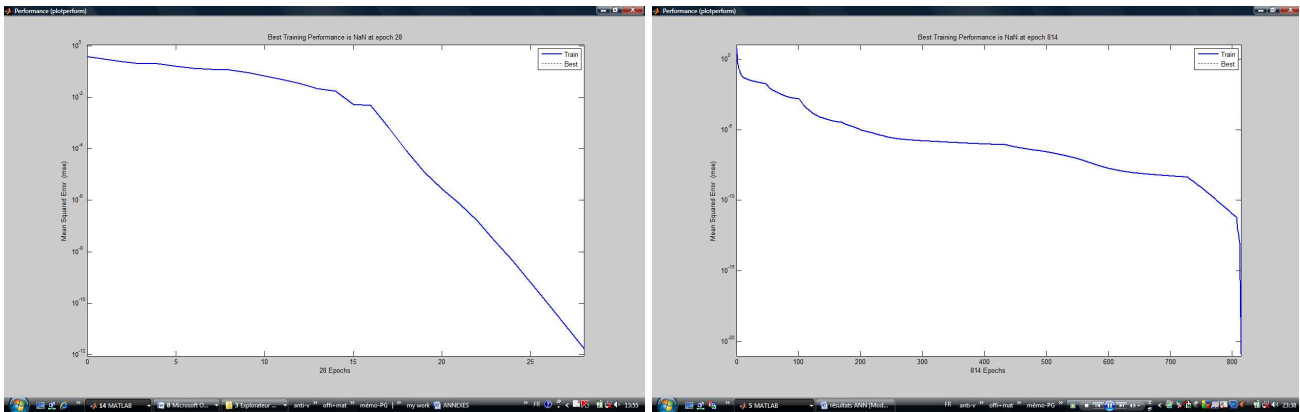
Figure (5.8) Architecture du réseau de neurone

5.7.2.2. Déroulement de l'apprentissage

- L'apprentissage est supervisé et non dirigé.
- L'algorithme d'apprentissage de rétro propagation est utilisé
- Les fonctions d'activation utilisées sont : la fonction sigmoïde pour la couche cachée et pour la couche de sortie.
- L'architecture optimale du réseau et le nombre des exemples sont déterminés au cours de l'apprentissage. Nous déterminons un certain nombre d'exemple et nous fixons le nombre de neurones dans la couche cachée, par la suite nous initialisons plusieurs fois la matrice poids, si le réseau n'arrivait pas à converger ou bien l'erreur décroît lentement, alors nous augmentons le nombre de neurones dans la couche cachée. Si nous n'arrivons pas encore à atteindre le but déjà fixé, donc nous augmenterons le nombre d'exemples et nous allons refaire l'apprentissage avec

la première architecture. Avec ce nombre d'exemples, nous procéderons de la même manière jusqu'à ce que l'erreur quadratique moyenne sur l'ensemble d'apprentissage atteigne son but (fixé au départ). Enfin, nous sauvegardons le réseau obtenu et nous passerons à la reconnaissance.

L'erreur quadratique moyenne sur l'ensemble d'apprentissage et la réponse du système sont respectivement représentées sur les figures suivantes.



a) Onduleur à deux niveaux

b) Onduleur NPC à trois niveaux

Figure (5.9) Erreurs quadratique moyenne (EQMA)

5.7.2.3. Structure générale du contrôle (DTC-RNA)

Le schéma bloc de la Figure (5.10), représente le synoptique d'une commande de la machine asynchrone basée sur la stratégie de commande directe du couple avec une table de commutation remplacée par un sélecteur neuronal.

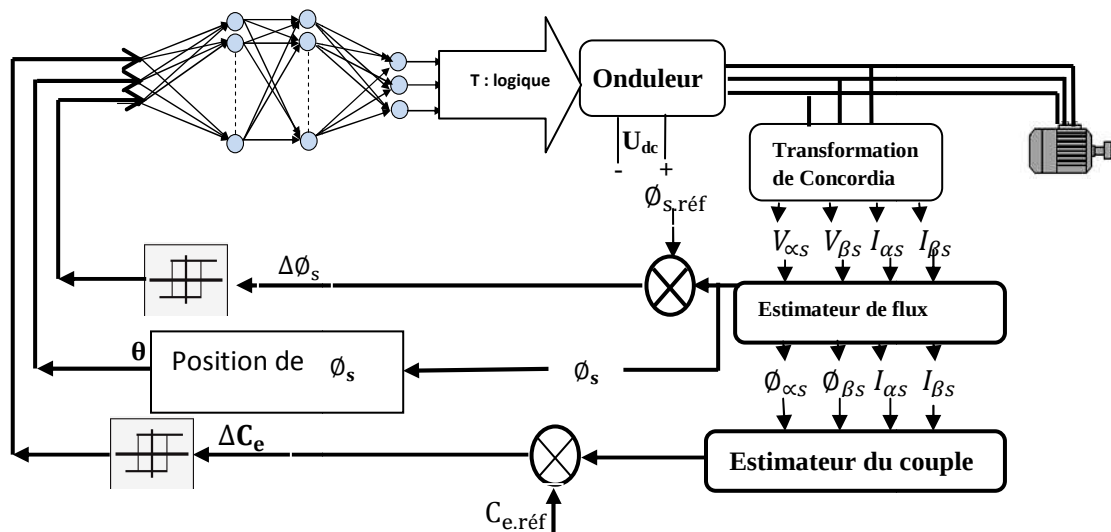


Figure (5.10) Modèle de simulation et structure de DTC à base des réseaux de neurones

5.8. Résultats de la simulation numérique

5.8.1. MAS alimentée par un onduleur à deux niveaux de tension

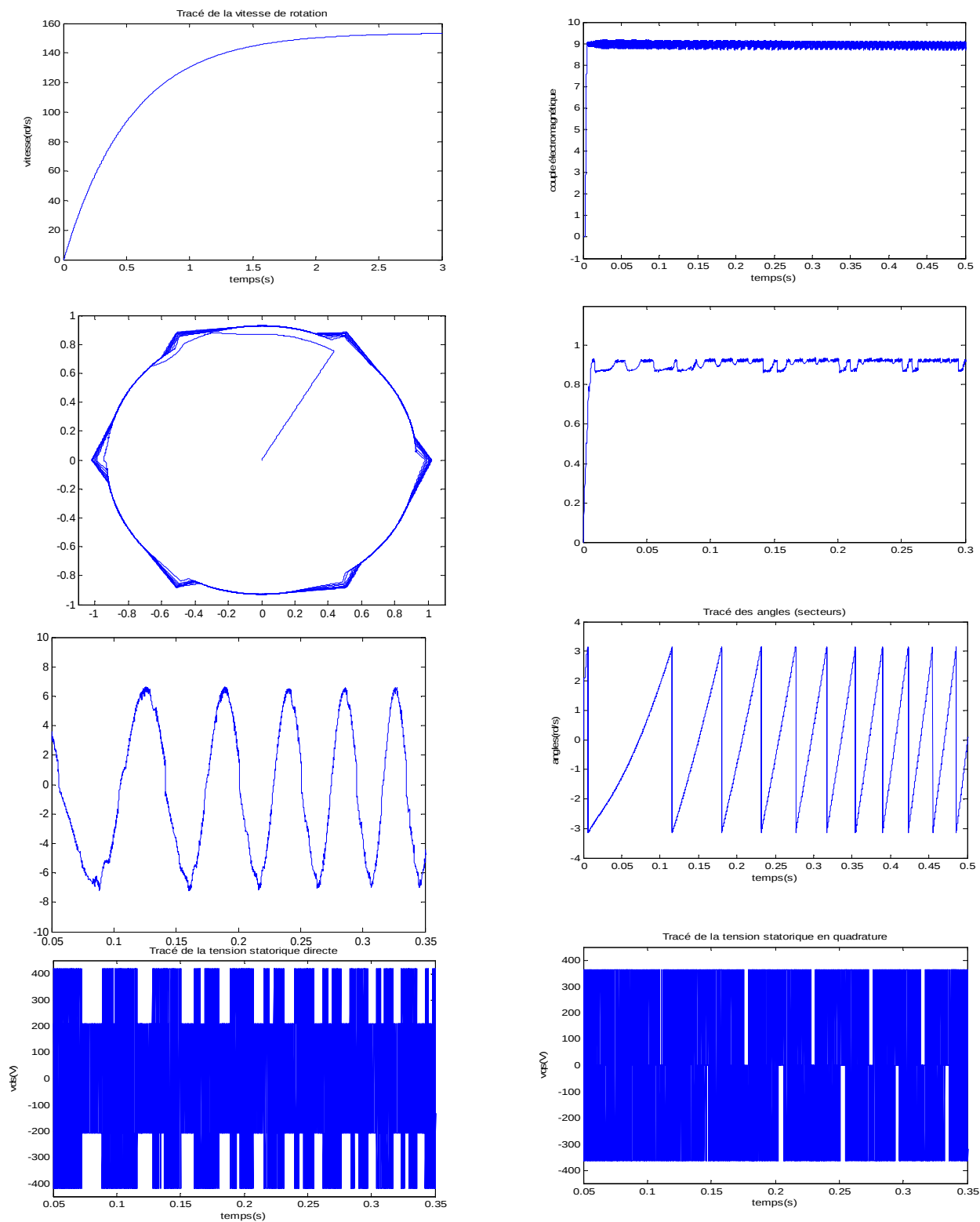


Figure (5.11) Résultats de simulation pour une réponse nominale du flux et du couple de 0.9wb et 9 NM

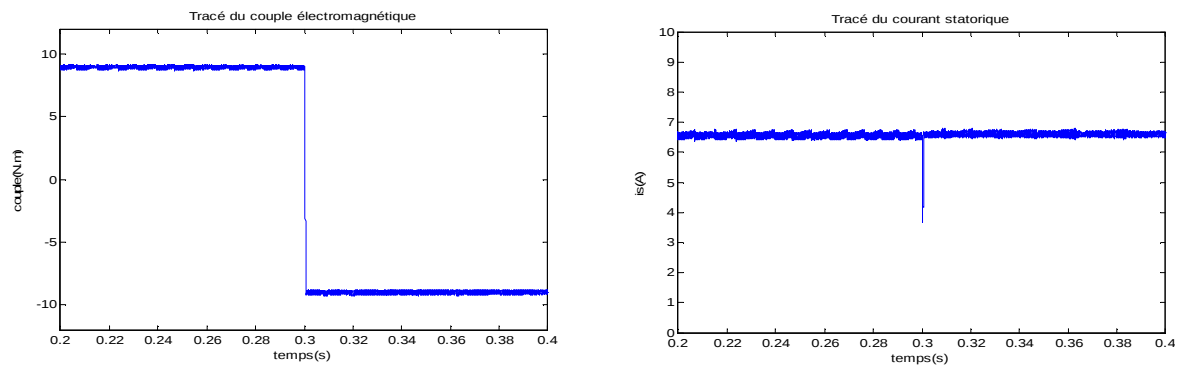


Figure (5.12) Réponse du couple et du courant statorique à un échelon de couple en inverse (9N.m à -9N.m)

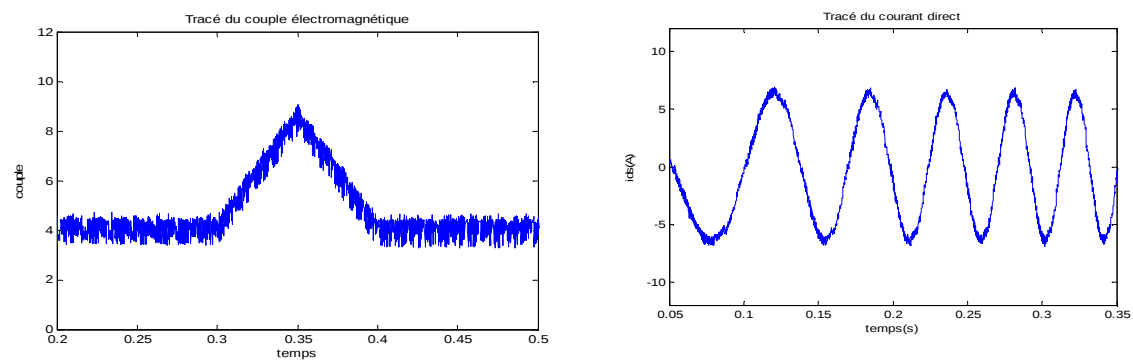


Figure (5.13) Réponse du couple et du courant statorique direct pour une consigne de couple variable en rampe de 4.5N.m à 9N.m

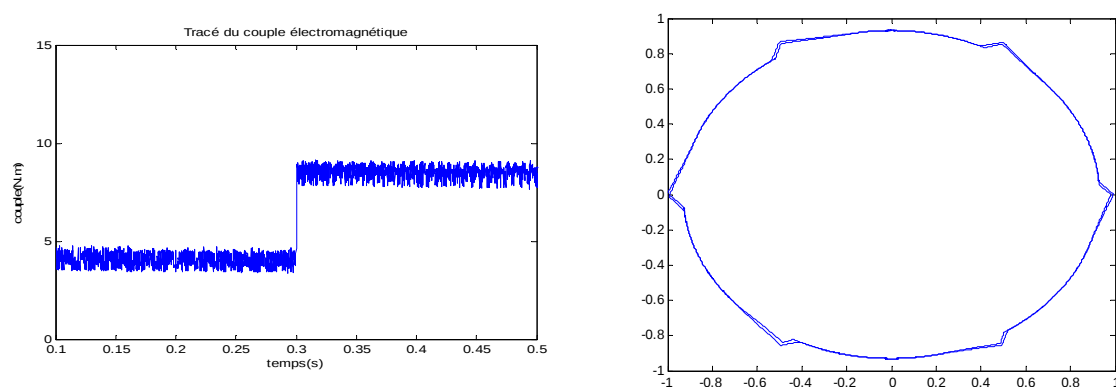


Figure (5.14) Réponse du flux, du couple pour une consigne de couple variable en échelon entre 4.5N.m et 9N.m

5.8.2. MAS alimentée par un onduleur à trois niveaux de type NPC

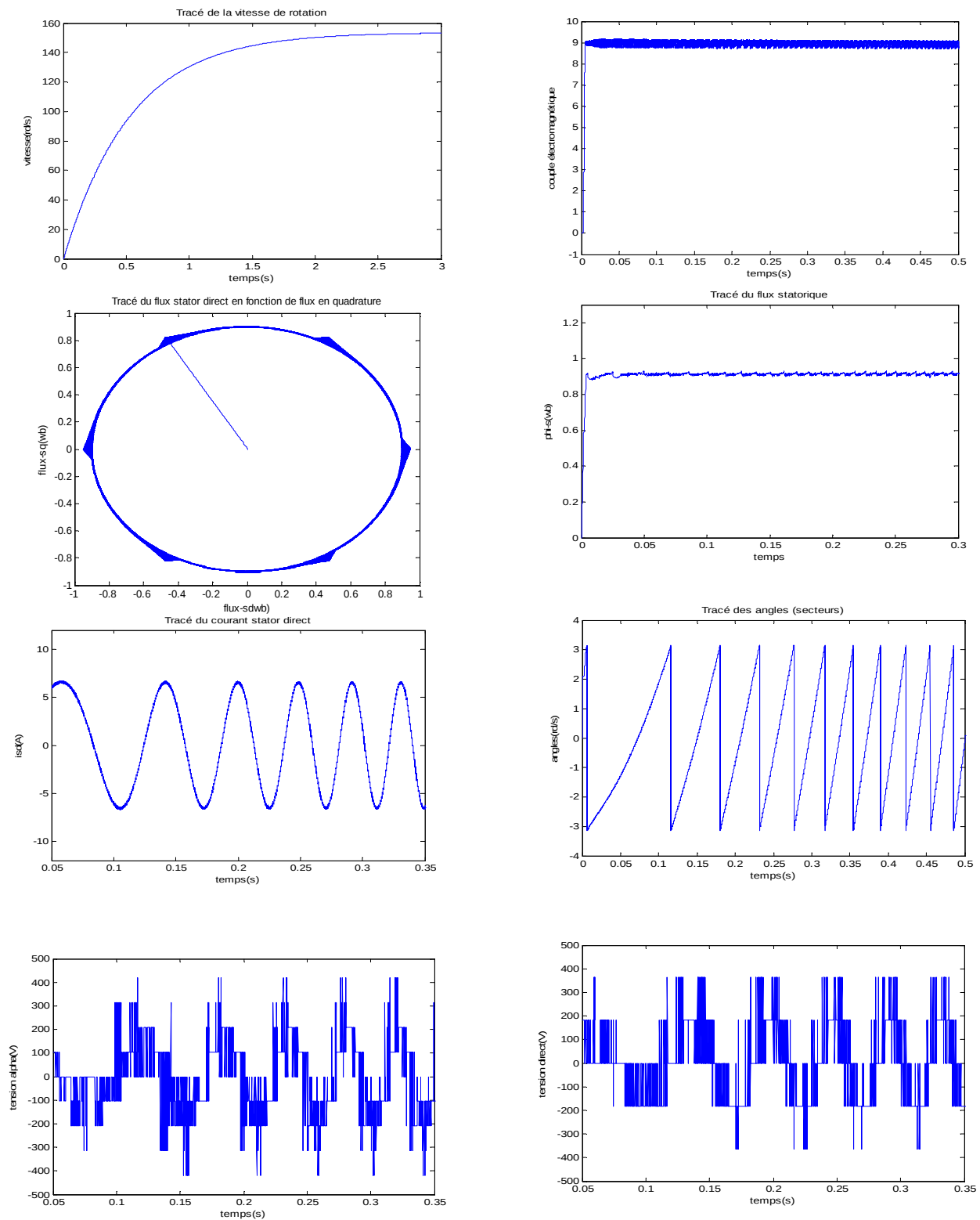


Figure (5.15) Résultats de simulation pour une réponse nominale du flux et du couple de 0.9wb et 9 NM

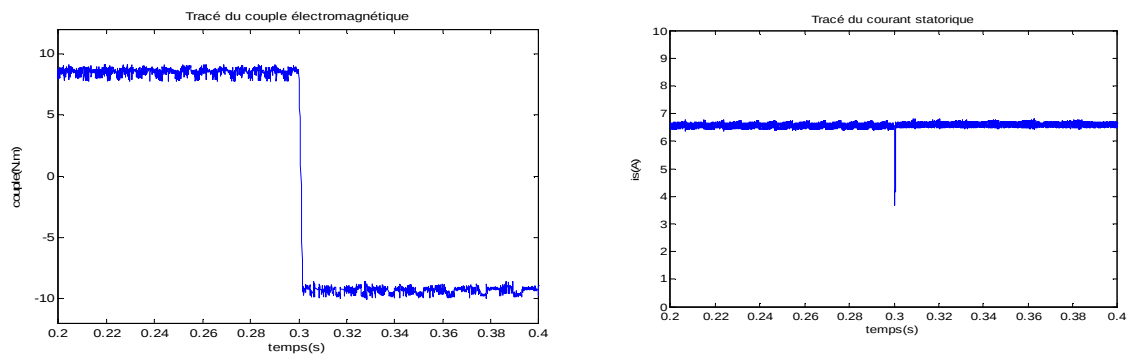


Figure (5.16) Réponse du couple et du courant statorique à un échelon de couple en inverse (9N.m à -9N.m)

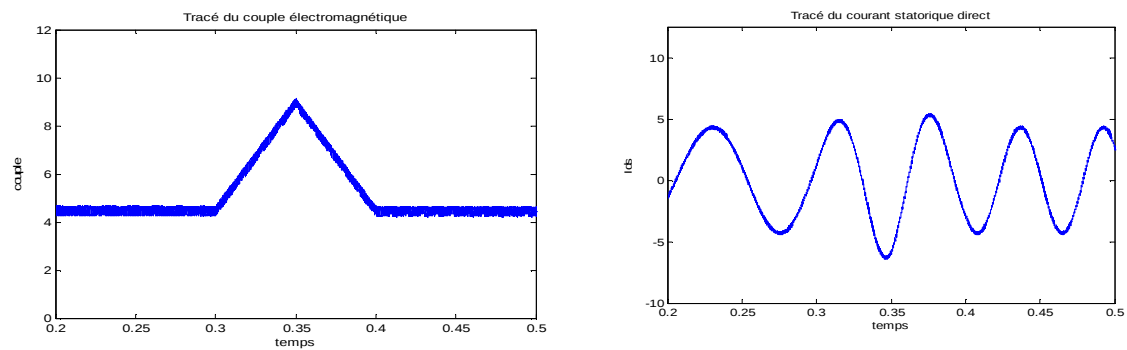


Figure (5.17) Réponse du couple et du courant statorique direct pour une consigne de couple variable en rampe de 4.5N.m à 9N.m

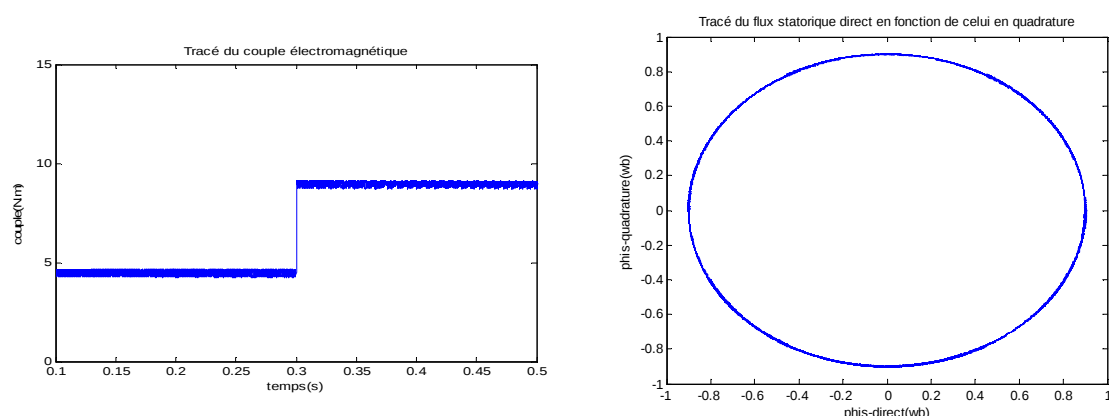


Figure (5.18) Réponse du flux, du couple pour une consigne de couple variable en échelon entre 4.5N.m et 9N.m

5.9. Interprétations des résultats

Les tracés de la figure (5.9) présente l'erreur quadratique moyenne (EQMA) entre la sortie du réseau et la sortie désirée, cette erreur est à l'ordre de 10^{-12} dans le cas d'un onduleur de tension à deux niveaux avec une architecture (9-3), cette erreur converge après 28 itérations.

En ce qui concerne le deuxième cas (l'utilisation de l'onduleur de tension à trois niveaux NPC), l'erreur converge à une valeur de 10^{-20} , après 814 itérations avec une architecture (12-35-6).

Les résultats de simulation représentés dans les figures (5.11) et (5.15), montrent clairement la haute dynamique du couple suite à une application d'un échelon de couple de 9N.M, et une consigne de flux de 0,9Wb. On remarque que la forme du courant est sinusoïdale, le couple électromagnétique atteint sa valeur de consigne avec un fonctionnement à flux constant égale a sa valeur de référence. La trajectoire de l'extrémité du vecteur flux statorique est maintenue à l'intérieure d'une couronne circulaire, ce qui confirme que le fonctionnement est a flux constant.

Les figures (5.12) et (5.16) représentent la réponse du couple électromagnétique et du courant statorique lors de l'application d'un échelon en inverse de 9NM à -9NM, on constate la forte dynamique observée sur le couple est toujours conservée, aussi, on remarque que le courant statorique présente une chute d'amplitude importante lors du changement du sens de rotation, ce qui nécessite la limitation du courant.

Lors de l'application d'une consigne de couple variant en rampe de 5NM à 10NM, on peut noter les très bonnes performances du contrôle du couple, qui suit précisément sa référence, de même, le courant statorique répond bien aux variations imposées sur le couple et conserve sa forme très proche de la sinusoïde comme le montre les figures (5.13) et (5.17), et il s'établit rapidement dans la phase de transition.

Les figures (5.14) et (5.18), illustrent également la forte dynamique du couple lors de l'application d'un échelon de couple variant de 4.5 à 9NM, aussi dans ce cas la trajectoire du flux est maintenue dans une couronne circulaire.

Conclusion

Le présent chapitre a été consacré à la présentation de la théorie des réseaux de neurones, en partant du neurone biologique, jusqu'à l'étude de différents types de réseaux, parmi lesquels on a présenté deux types : les réseaux bouclés et les réseaux non bouclés et leur apprentissage, on a démontré avec succès l'application de cette technique dans l'évaluation des signaux de sortie des onduleurs a deux et à trois niveaux de type NPC.

Les résultats de simulations montrent une bonne concordance entre l'approche conventionnelle et celle neuronale, avec une nette réduction en termes d'harmonique pour toutes les grandeurs avec la technique neuronale par rapport à la première approche.

Conclusion Générale

Conclusion générale

Ce présent travail développe une stratégie de commande basée sur le contrôle direct du couple sans capteur mécanique d'une machine Asynchrone alimentée par un onduleur de tension multi niveaux. Cette technique est basée sur la régulation séparée du flux et du couple électromagnétique à l'aide des contrôleurs à hystérésis et une table de commande permet de générer les ordres de commande de l'onduleur. Cette dernière qui est industrialisée par la firme ABB depuis 1995, a connu un succès considérable et actuellement utilisée dans des applications industrielles tels : la traction et la propulsion électrique, la ventilation des mines, application au pompage d'eau par énergie solaire, des applications à grand couple et petite vitesse,...etc. [31]

Dans une première étape, après avoir donné quelques généralités sur la machine asynchrone à cage, nous avons présenté son modèle d'état dans un repère à deux axes liés au stator.

En second lieu, on a présenté une modélisation avancée de l'onduleur de tension classique à deux niveaux suivi du celle d'un onduleur à trois niveaux de type NPC.

Dans le troisième chapitre, Nous avons étudié une structure du contrôle direct du couple similaire, en nombre de secteur de la position du flux, à celle développée par Takahashi en introduisant deux comparateurs multi-niveaux pour le flux et le couple.

En suite, un autre algorithme DTC a été développé avec une alimentation à trois niveaux, en améliorant la procédure de détection de la position du flux en définissant douze secteurs symétriques dans l'espace d'évolution du flux Φ_s . Ainsi, nous avons établi des tables de commutation avec plus de règles et le vecteur tension appliqué à la machine est plus optimal. Cette méthode est une extension de l'approche DTC classique, avec un onduleur à deux niveaux, en incluant plusieurs étages dans le contrôle du flux et du couple par le comparateur à hystérésis. Ainsi, on relève les mêmes performances dynamiques, mais les performances en régime statique sont meilleures pour la deuxième approche qui a été qualifiée « DTC amélioré » relativement à celle présentée précédemment.

Dans le quatrième chapitre, nous avons amélioré les performances de la commande en utilisant le formalisme de logique floue pour développer l'algorithme DTC. Cette partie nous a permis d'étudier la structure générale d'un contrôleur flou et la méthodologie de sa conception. Une comparaison des résultats de simulation de la commande de la machine asynchrone alimentée par un onduleur classique et à trois niveaux commandé par l'algorithme « DTC flou » a été faite. Compte tenu de ces résultats, le contrôle flou semble pouvoir remplacer le contrôle classique pour améliorer les performances de l'entraînement asynchrone. En effet, Le contrôleur flou est très peu sensible aux variations des paramètres du système ainsi qu'aux perturbations externes ce qui justifie sa robustesse. Il permet d'obtenir des temps de montée très faibles par rapport au contrôleur classique, et une nette réduction en terme d'harmonique.

Dans le cinquième chapitre, la continuité d'une investigation concernant le concept DTC nous a mené à proposer un sélecteur neuronale (DTC-RNA) qui remplace l'algorithme DTC, une approche de cette technique pour un onduleur à deux et a trois niveaux à structure NPC a été présentée. Cette application ne nécessite pas une connaissance du modèle de la machine, elle est seulement besoin d'informations sur les entrées/sorties de la table de sélection du vecteur tension suivant l'erreur du flux statorique, l'erreur du couple électromagnétique et de l'angle θ . La stratégie

de contrôle proposée a été validée par des résultats de simulation numérique, les performances sont très satisfaisantes.

Par ailleurs, on peut conclure que l'augmentation de niveaux de tension apporte de bonnes performances à la commande pour un entraînement asynchrone à base du contrôle direct du couple. Il n'est cependant pas évident que l'utilisation de tels sélecteurs (floue et neuronal) montre leur supériorité sur des régulateurs conventionnels relativement sophistiqués. Effectivement, dans la plupart des cas, un contrôleur classique est largement suffisant pour venir à bout des tâches à accomplir. Ce qui est intéressant, c'est plutôt la possibilité que l'on a, avec un contrôleur intelligent, d'implanter des connaissances d'expert.

Le réglage et la mise au point de ces correcteurs se font aussi avec une approche différente par rapport aux régulateurs classiques, tel que la méthode d'apprentissage le nombre de neurones, type de fonction d'activation et le nombre de couches cachées, et leurs valeurs sont déterminés par essai et erreur, cette procédure prend beaucoup de temps et ne converge pas nécessairement.

Les divers aspects d'un entraînement asynchrone à base de la commande directe de couple présentés dans ce travail ainsi que les résultats obtenus montrent les caractéristiques générales suivantes :

- La commande directe du couple et du flux, à partir de la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur.
- Le contrôle indirect des courants et des tensions du stator de la machine.
- L'obtention des flux et des courants statoriques proches de formes sinusoïdales.
- L'existence des oscillations de couple qui dépendent, entre autres facteurs, de la largeur des bandes des régulateurs à hystérésis.
- La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes d'hystérésis.

Le contrôle direct du couple a pour avantages :

- De ne pas nécessiter des calculs dans le repère rotorique (d, q).
- Il n'existe pas de bloc de calcul de modulation de tension MLI. Ainsi, il s'adapte bien aux structures multi-niveaux.
- Il n'est pas nécessaire de faire un découplage des courants par rapport aux tensions de commande, comme dans le cas de la commande vectorielle.
- Il n'est pas nécessaire de connaître avec une grande précision l'angle de position rotorique, car seul l'information de secteur dans le quel se trouve le vecteur flux statorique est nécessaire.

Et pour inconvénients :

- L'existence de problèmes à basse vitesse.
- La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple.
- L'existence des oscillations de couple.
- Non maîtrise de la fréquence de modulation de l'onduleur (compatibilité électromagnétique : CEM, pertes de commutation).

- Fréquence d'échantillonnage élevée.
- Sensibilité de la commande aux variations de la résistance statorique, surtout à basse fréquence.

Cependant, nous avons été contraints de laisser inachevés certains travaux qu'il serait intéressant de poursuivre :

- Il serait intéressant pour la suite d'envisager une exploration plus fine de la structure par la mise en place d'un banc d'essai qui deviendrait un puissant outil de prospection.
- Ainsi, il est opportun de développer une action plus générale sur les méthodes d'implantation de commande sur des cibles matérielles "full custom" (ASIC) ou reprogrammables (FPGA) mais également mixtes logiciels/matérielles (DSPASIC/FPGA), pour réaliser les fonctions les plus contraignantes tels que la table de commutation.
- Un autre champ d'investigation important en électronique de puissance concerne les problèmes de compatibilité électromagnétique (CEM).
- La nature de l'algorithme DTC fait qu'il serait logique de penser à la conception de nouvelles topologies de convertisseurs pour répondre aux besoins d'une application spécifique.
- L'utilisation des observateurs pour améliorer l'estimation.
- Application des Algorithmes génétiques à la commande.
- Élaborer un circuit auxiliaire pour équilibrer la charge et la décharge des condensateurs.

Bibliographies

Bibliographies

- [1] Base B.K «**Power Electronics and AC Drives** ». Prentice Hall, New Jersey 1989.
- [2] CARON J.P et Hautier J.P « **Modélisation et commande de la machine asynchrone**». Edition Techip 1995.
- [3] CHATELAIN J «**Machines électriques** », Volume 1 &2 of presses polytechniques de Romandes, Dunod 1983.
- [4] JORDA X. «**Conception et réalisation d'une commande économique de couple d'une machine asynchrone pour la traction électrique**».Thèse CEGELY ; INSA de Lyon, 1995.
- [5] Gabriel BUCHE. «**Commande vectorielle de machine asynchrone en environnement temps réel MATLAB/SIMULINK** », Mémoire présenté en vue d'obtenir le DIPLÔME d'INGENIEUR C.N.A.M en AUTOMATIQUE INDUSTRIEL, 07 mars 2001.
- [6] F Barrêt « **Régime Transitoire des Machines Tournantes Electriques** » collection des Etudes de recherches Edition eyrolles. Paris 1982.
- [7] R.Abdessamed, M.Kadjoudj «**Modélisation Des Machines Electriques** ». Presse de l'université de Batna 1997.
- [8] M.Filoppichi «**Digital Control of a Three Phases Induction Motor** ». Engineering Thesis University of Queensland, October 2002.
- [9] BOUAKAZ OUAHID. «**Contribution à l'analyse des onduleurs multiniveaux-fonctionnement symétrique et asymétrique**». Mémoire magister En Électrotechnique, option Électronique de puissance Université de Batna, 2005.
- [10] G Guy, C Guy, «**Actionneurs Électriques, Principe Commande** ». Edition Eyrolles, 2000.
- [11] Luc CONTSTAN «**modélisation de dispositifs électriques par réseaux de neurones en vue de l'émulation en temps réel** ». Thèse l'ENSEEIH de L'INPT de TOULOUSE, 27 mars 2000.
- [12] C.Canudas de Wit, «**Commande des moteurs asynchrones 1- Modélisation, contrôle Vectoriel et DTC** », Hermès Science Publication, France, 2000.
- [13] Franck Morand. «**Techniques d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones** ». Thèse CEGELY, Lyon (INSA de Lyon), 07 janvier 2005.
- [14] Roland CASIMIR. «**diagnostique des défauts des machines asynchrones par reconnaissance des formes** ». Thèse Présentée à L'ÉCOLE CENTRALE DE LYON, 18 décembre 2003
- [15] G.Sturtzer, E.Smigiel, « **Modélisation et commande des Motors Triphasés.** » Ellipses, Edition Marketing Paris, 2000.
- [16] S. Mariethoz and M. Veenstra, « **Alimentation d'onduleurs multiniveaux asymétriques : Analyse des possibilités de réalisation et méthodes de répartition de la puissance.** », JCGE'03 Saint-Nazaire France, 5 et 6 juin 2003.
- [17] Aziza BENABOUD « **convertisseur de fréquence indirect à rapport de tension fixe : interface entre turbo-alternateurs à haute vitesse et réseau électrique** » Thèse EPFL, N°. 3733, (2006) présenté le 30 mars 2007.
- [18] Muhammad H. Rashid. « **Power electronics, circuits, devices, and applications**», Third Edition 2004, Chapter 9.

-
- [19] Thierry A. Meynard, Henri Foch, Philippe Thomas, Jacques Courault, Roland Jakob, and Manfred Nahrstaedt, «**Multicell Converters: Basic Concepts and Industry Applications**» IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 49, no. 5, pp. 955-964, October 2002.
 - [20] J. Courault, O. Lapiere and J.-L. Pouliquen, «**Industrial Interests of Multilevel Converters**». EPE 1999, September 1999, Lausanne, Suisse.
 - [21] J. Rodriguez, J.-S. Lai and F.Z.Peng, «**Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls and Applications**». IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 49, no. 4, pp. 724-738, August 2002. Transactions on Industry Applications, vol. 32 no. 3, May/June 1996.
 - [22] Bulent Ustuntepe, «**A novel two parameter modulations and neutral point potential control method for the three level neutral point clamped inverter** » Master thesis of science, Dept of Electrical Engineering and Electronics Engineering, December 2005.
 - [23] Jean-Paul LOUIS, Claude BERGMANN, «**Commande numérique-Système triphasés : régime permanent**» Technique de l'ingénieur(D3642), Novembre 2008.
 - [24] A. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi, «**A new neutral-point-clamped PWM inverter**» IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA - 17, pp. 518- 523, September/October 1980.
 - [25] Xuezhi WU, Lipei HUANG, «**Direct torque control of three level inverter Using Neural networks as Switching vector selector**», Dept of Electrical Engineering, Tsinghua Univ-Beijing. China.
 - [26] Jean-Sébastien MARIÉTHOZ, «**étude formelle pour la synthèse de convertisseurs multiniveaux asymétriques : topologies, modulation et commande** » thèse N° 3188, Lausanne, EPFL 2005.
 - [27] YAKOUB KHADIDJA, «**réduction des effets de la tension homopolaire dans les associations onduleurs multiniveaux moteur à induction**» Mémoire de Magister, université BATNA 2005.
 - [28] K.Ghedamssi, E.M.Berkouk, K. Aliouane, «**étude comparative entre deux stratégies de commande d'un onduleur de tension à trois niveaux** » 1^{ère} Conférence Nationale Sur l'électrotechnique et ses Applications. Sidi bel Abbes 24-25 mai 2004.
 - [29] James N. Nash, Member, IEEE «**Direct Torque Control, Induction Motor Vector Control Without an Encoder** », IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL. 33, NO. 2, MARCH/APRIL 1997.
 - [30] Uwe Baader, Manfred Depenbrock, member IEEE and Georg Gierse «**Direct Self Control (DSC) of Inverter-Fed Induction Machine: A Basis for Speed Control Without Speed Measurement**» IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL. 28, NO. 3, MAY/JUNE 1992.
 - [31] Revue de l'actualité technologique du Groupe ABB «**Technologie des systèmes embarqués-Un concentré de solutions applicatives**», février 2006.
 - [32] Yuttana Kumsuwan, Suttichai Premru de epreachacharn, Hamid A. Toliyat «**Modified direct torque control method for induction motor drives based on amplitude and angle control of stator flux** » Chiang Mai University, 50200, Thailand, Texas A&M University, College Station, TX 77843-3128, USA. Elsevier 27 February 2008
 - [33] J. ARZA, «**Contrôle Vectoriel sans Capteur Mécanique d'une Machine Asynchrone** », Thèse de doctorat de l'Institut polytechnique de Grenoble, 1999.
 - [34] ZOOL HILMI BIN ISMAIL «**Direct torque control of induction motor drives using space vector modulation (DTC-SVM)** », Master of Engineering, Faculty of Electrical Engineering, Universiti Teknologi Malaysia, NOVEMBER, 2005.

-
- [35] L. Hoang, «**Comparison of Field-Oriented Control and Direct Torque Control**», in IEEE Ind. Applicat. Conference Thirty-Fourth IAS Annual Meeting, Page(s):1245 - 1252 vol.2, 1999.
- [36] Xin Wei, Dayue Chen, Chunyu Zhao «**Minimization of torque ripple of direct-torque controlled induction machines by improved discrete space vector modulation**», Department of Instrumentation Engineering, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200030, PR China. Elsevier 27 March 2004.
- [37] Abdelnassir Abdalla «**Torque ripple minimization in direct torque control of induction machines**» Thesis Presented to The Graduate Faculty of the University of Akron, May 2005
- [38] Jawad Faiz, M.B.B Shaifian «**Comparison of different switching patterns in direct torque control technique of induction motors**» electric power systems Research 60 (2001) 63-75. University of Tabriz,Iran
- [39] Domenico Casadei, Francesco Profumo, Gionanni Serra, Angelo Tani «**FOC and DTC: Two viable Schemes for induction Motor Torque control** », IEEE Transactions on power Electronics, Vol.17, NO.5, Septembre 2002.
- [40] R.Zaimeddine, E.M. Berkouk «**Enhanced Direct Torque control Using a Three-Level Voltage Source Inverter**», **Proceedings of the 9th WSEAS International Conference on Systems**, Athens, Greece Article No. 63 Year of Publication: 2005 ISBN:960-8457-29-7.
- [41] Iqbal MESSAIF, El madjid BERKOUK, Nadia SAADIA «**Nouvelle table de commande pour le contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur à trois niveaux de tension** » CGE'05, 16-17 avril 2007, EMP Bordj-El-Bahri, ALGER
- [42] L. Leclercq, B. Robyns et J. Grave, «**Control based on fuzzy logic of flywheel energy storage system associated with wind and diesel generators.** », Mathematics and Computers in Simulation archive – Special issue: Modeling and simulation of electrical machines, converters and systems, vol. 63, pp. 271–280, 2003.
- [43] SAYEED.A.MIR, DONALD.S.ZINGER, MALIK.ELBULUK, membres, IEEE." **Fuzzy Implementation of direct self control of Induction Machine**" IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.30 N°.3, May/june, 1994.
- [44] B.B. Meunier et comarsal «**Logique floue : principe, aide à la décision** » Edition Hermes Science, lavopsier 2003.
- [45] A.Kaufmann «**Introduction à la théorie des sous ensemble flous à l'usage des ingénieurs** » Tome 1 Edition Mascon, Paris, New york, Barcelone, Milon ,1977.
- [46] L. A.Zadah «**The concept of a linguistic variable and its applications to approximate reasoning**», part 3, information sciences vol.09, pp.43-80, 1976.
- [47] J.R.Tong –Tong «**La logique floue** » Edition Hermes, paris ,1995.
- [48] T.Takagi et N. Sugeno «**Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and Control** » IEEE trans, on systems man and cybernetics, vol .SMC -15pp.116-132, 1985.
- [49] F. Zidani «**Contribution au contrôle et au diagnostic de la machine asynchrone par la logique Floue** » thèse de doctorat d'état, département d'électrotechnique, université de Batna .2003.
- [50] D. Dubis, H.Parade «**Fuzzy sets and systems, theory and applications** », Academic press 1980.

- [51] B. Bouchon .Meunier « **La logique floue et ses applications** » Edition Addison .Wesley, France,décembre 1994.
- [52] A. Kaufmann « **Les logiques humaines et artificielle** » Edition hermes , paris ,1988.
- [53] Pai. A ,D,Umanand ,L,Ra ;N.J « **Direct torque control of induction motor with extended Kalman filter**» power electronics and motion control conference, 2000 proceeding PIEMC 2000, volume : 1page :132-137 vol.1 [15-18aug2000]
- [54] BÜHLER. "**Réglage par logique floue**" Première édition 1994, presses polytechniques et universitaire Romandes, CH-1015 Lausanne.
- [55] Milan Zalman, Ivica Kuric "**Direct torque and flux control of induction machine and fuzzy controller**" Journal of ELECTRICAL ENGINEERING, VOL. 56, NO. 9-10, 2005, 278–280
- [56] SAYEED.A.MIR, DONALD.S.ZINGER, MALIK.ELBULUK, members, IEEE." **Fuzzy Controller for Inverter Fed Induction Machine**" IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.30 N^o.1, January/ February, 1994.
- [57] Marc Parizeau, «**RESEAUX DE NEURONES** », Université LAVAL, Automne 2004
- [58] A. L. Orille, G. M. A. Sowilam, « **Application of Neural Networks for Direct Torque Control** », Computers & Industrial Engineering 37; pp.391-394, 1999.
- [59] N.R.N. Idris and A.H.M. Yatim, « **Reduced Torque Ripple and Constant Torque Switching Frequency Strategy for Direct Torque Control of Induction Machine** », In Conf. Rec. IEEE, pp.154-161, 2000.
- [60] Jun-Koo Kang and Seung-Ki Sul, « **Torque Ripple Minimization Strategy for Direct Torque Control of Induction Motor** », In Conf. Rec. IEEE-IAS, Vol.1,pp. 438-443,1998.
- [61] Éric DAVALO, Patrick Naim. « **Des réseaux de neurones** », 2^{ème} Editions Eyrolles 1993.
- [62] G.Dreyfus.J.-M. Martinez.M.Samuelides, M.B.Gordon,F. Badran, S.Thira, L.Hrault « **réseaux de neurones-méthodologie et applications-**», Editions Eyrolles 2002.
- [63] Gherram Kaci, «**Étude d'un observateur Neuro-Kalman appliqué à la commande vectorielle de la machine asynchrone à cage**», Mémoire magister En Électrotechnique, option Systèmes Electroenergétique, Université de USTHB , 22/12/2008.
- [64] Lotfi BAGHLI « **Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques**», Thèse doctorat en génie électrique de l'UPH Nancy-1, 14/01/1999.
- [65] Philippe Gagné « **Reconnaissance optique des formes en parallèle utilisant des réseaux de neurones et une mire de réduction de dimensions**», thèse présentée à la faculté des études supérieures de l'université LAVAL, QUEBEC juin 1998.
- [66] Xuezhi WU, Lipei HUANG « **Direct Torque Control of three-level Inverter Using Neural Network as switching vector selector** », Dept Of Electrical Engineering, Tsinghua Univ Beijing 100084.P.R.china
- [67] Y. Sayouti, A. Abbou, M. Akherraz, H. Mahmoudi "**FUZZY SPEED CONTROL OF INDUCTION MOTOR WITH DTC-BASED NEURAL NETWORKS**" Laboratoire LEEP, Dept. Electricite, EMI, Morocco.

Annexes

ANNEXE1**Paramètres de la machine**

Type	Asynchrone 3~	
Puissance nominale	1.5	[kW]
Fréquence nominale	50	[Hz]
Vitesse nominale	1420	[tr/mn]
Facteur de puissance	0.8	
Rendement nominal	0.78	
Tension nominale	220	[V]
Courant nominal	3.64	[A]
Résistance statorique	4.850	[Ω]
Résistance rotorique	3.805	[Ω]
Inductance cyclique stator	0.274	[H]
Inductance cyclique rotor	0.274	[H]
Inductance mutuelle cyclique	0.258	[H]
Nombre de paires de pôles	2	
Moment d'inertie	0.031	[kg.m ²]
Coefficient de frottement visqueux	0.008	[N.m.s/rd]

ANNEXE 2

Algorithme de rétro propagation

soient : $\vec{X}(n)$, $\vec{d}(n)$: Deux vecteurs, représentent respectivement, le vecteur d'entrée et le vecteur de sortie, n désigne la $n^{ième}$ donnée d'entraînement du réseau.

$$\text{Avec : } \vec{X}(n) = [x_1(n), \dots, x_p(n)]. \quad (2.1)$$

$$\vec{d}(n) = [d_1(n), \dots, d_q(n)]. \quad (2.2)$$

L'algorithme de rétro propagation consiste à déterminer l'erreur entre la sortie désirée et la sortie du système $\vec{y}(n)$:

$$\vec{y}(n) = [y_1(n), \dots, y_q(n)] \quad (2.3)$$

Résultante de la propagation et de la propager à travers les couches cachées en allant de la couche de sortie vers la couche d'entrée.

2.1. Adaptation des poids

L'adaptation des poids des neurones, se fait, en commençant par les poids des neurones de sortie jusqu'aux neurones d'entrée, la manière d'adaptation des neurones de la couche de sortie et des neurones des couches cachées n'est pas la même.

$$\text{Soit l'erreur } e_j(n) = d_j(n) - y_j(n) \quad (2.4)$$

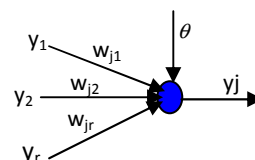
j : est l'ordre de neurone de la couche de sortie.

d_j : est la sortie désirée du neurone j .

y_j : est la sortie observée du neurone j du réseau.

2.2. Cas de la couche de sortie

Soit le modèle du neurone j suivant :



Soit $E(n)$ la somme des erreurs quadratiques observées sur l'ensemble des neurones de la couche de

$$\text{sortie : } E(n) = \frac{1}{2} \sum_{j \in c} e_j^2(n) \quad (2.5)$$

La sortie de neurone j est donnée par :

$$y_j(n) = f(S_j(n)) \quad (2.6)$$

$$S_j(n) = f\left(\sum_{i=1}^r w_{ji}(n) y_i(n)\right) \quad (2.7)$$

Avec : f : est la fonction d'activation.

S_j est somme pondérée des entrées du neurones j

w_{ji} : est les poids synaptiques entre le neurone j de la couche de sortie et le neurone i de la couche précédente.

$y_i(n)$ la sortie de neurone i de la couche précédente

Pour modifier les poids w_{ji} , on doit minimiser le gradient de l'erreur suivant :

$$\frac{\partial E(n)}{\partial w_{ji}} \quad (2.8)$$

On définit la variation des poids $\Delta w_{ji}(n)$ sous la forme suivante :

$$\Delta w_{ji}(n) = -\eta \frac{\partial E(n)}{\partial w_{ji}} \quad (2.9)$$

On a d'après la règle de chaînage des dérivées partielles :

$$\frac{\partial E(n)}{\partial w_{ji}} = \frac{\partial E(n)}{\partial e_j(n)} \cdot \frac{\partial e_j(n)}{\partial y_j(n)} \cdot \frac{\partial y_j(n)}{\partial S_j(n)} \cdot \frac{\partial S_j(n)}{\partial w_{ji}(n)} \quad (2.10)$$

Le facteur η varie entre $0 \leq \eta \leq 1$ représente le taux ou d'apprentissage

On prend la fonction sigmoïde comme la fonction d'activation de ce réseau, on aura

$$\text{Donc : } f'(S_j) = y_j(1 - y_j) \quad (2.11)$$

Calculant maintenant les termes de la relation (10) :

- $\frac{\partial E(n)}{\partial e_j(n)} = \frac{\partial \left[\frac{1}{2} \sum_{k \in C} e_k^2(n) \right]}{\partial e_j(n)} = e_j(n) \frac{\partial e_j(n)}{\partial e_j(n)} = e_j(n)$
- $\frac{\partial e_j(n)}{\partial y_j(n)} = \frac{\partial (d_j(n) - y_j(n))}{\partial y_j(n)} = -1$
- $\frac{\partial y_j(n)}{\partial S_j(n)} = f'(S_j) = y_j(n)(1 - y_j(n))$
- $\frac{\partial S_j(n)}{\partial w_{ji}(n)} = \frac{\partial (\sum w_{ji} y_i)}{\partial w_{ji}} = y_i(n)$

On remplaçant les résultats obtenus dans la relation (2.10) on aura :

$$\frac{\partial E(n)}{\partial w_{ji}(n)} = -e_j(n) y_j(n)(1 - y_j(n)) y_i(n) \quad (2.12)$$

$$\text{On pose : } \delta_j = e_j(n) y_j(n)(1 - y_j(n)) \quad (2.13)$$

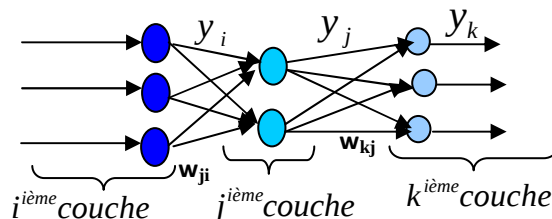
$$\text{Donc on a : } \Delta w_{ji}(n) = \eta \cdot \delta_j(n) \cdot y_j \quad (2.14)$$

Ainsi on peut réajuster les poids de la couche de sortie par la formule suivante :

$$w_{ji}(n) = w_{ji}(n-1) + \Delta w_{ji}(n) \quad (2.15)$$

2.3. Cas de la couche cachée

Étudions maintenant la façon de réajuster les poids de la couche cachée, considérons la figure suivante :



Le problème qui se pose pour les couches cachées c'est que on n'a pas les sorties désirées des neurones. On recalcule la dérivée partielle de l'erreur totale $E(n)$, mais dans ce cas on ne va pas dériver par rapport à $e_j(n)$ car celle-ci est inconnue.

$$\frac{\partial E(n)}{\partial w_{ji}} = \frac{\partial E(n)}{\partial y_j(n)} \cdot \frac{\partial y_j(n)}{\partial S_j(n)} \cdot \frac{\partial S_j(n)}{\partial w_{ji}(n)} \quad (2.16)$$

On remarque que les deux derniers termes de la relation (16) sont connus, il reste donc que le premier terme.

$$\begin{aligned} \frac{\partial E(n)}{\partial y_j(n)} &= \frac{\partial \left[\frac{1}{2} \sum e_k^2(n) \right]}{\partial y_j(n)} = \sum_{k \in C} \left[e_k(n) \frac{\partial e_k(n)}{\partial y_j(n)} \right] = \sum_{k \in C} \left[e_k(n) \frac{\partial e_k(n)}{\partial S_k(n)} \frac{\partial S_k(n)}{\partial y_j(n)} \right] \\ &= \sum_{k \in C} [e_k(n) (-y_k(n)[1 - y_k(n)]) w_{kj}(n)] \end{aligned} \quad (2.17)$$

D'après la relation (13) on a :

$$\frac{\partial E(n)}{\partial y_j(n)} = - \sum \delta_k(n) w_{kj}(n) \quad (2.18)$$

On remplaçant les résultats obtenus dans la relation (16) on aura :

$$\frac{\partial E(n)}{\partial w_{ji}} = - y_j(n)[1 - y_j(n)] \left[\sum_{k \in C} \delta_k(n) w_{kj}(n) \right] y_i(n) \quad (2.19)$$

$$\text{On a donc :} \quad \Delta w_{ji}(n) = -\eta \frac{\partial E(n)}{\partial w_{kj}(n)} = \eta \cdot \delta_j(n) \cdot y_j \quad (2.20)$$

$$\text{Avec :} \quad \delta_j = y_j(n)(1 - y_j(n)) \sum_{k \in C} \delta_k(n) w_{kj}(n) \quad (2.21)$$

Donc les poids des couches cachées peuvent être réajustés par la formule suivante :

$$w_{ji}(n) = w_{ji}(n-1) + \Delta w_{ji}(n) \quad (2.22)$$