

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



UNIVERSITE DJILLALI LIABES DE SIDI-BEL-ABBES
Faculté de Technologie
Département d'Electrotechnique

Thèse présentée par :

BENYOUSSEF Elakhdar

Pour l'obtention du diplôme de :

Doctorat en Sciences

Spécialité : Electrotechnique

Option : Convertisseurs Electromécaniques

Intitulé de la thèse :

Commande directe du couple flou et neuronale d'un moteur synchrone à double étoile sans capteur mécanique alimenté par onduleurs multiniveaux

Présentée devant le jury composé de :

M^r MASSOUM Ahmed
M^r MEROUFEL Abdelkader
M^r MANSOURI Abdellah
M^r ALLALI Ahmed
M^r TALEB Rachid
M^r BENTAALLAH Abderrahim

Pr (UDL Sidi Bel-Abbès)
Pr (UDL Sidi Bel-Abbès)
Pr (ENP Oran)
Pr (USTO MB Oran)
MC A (Univ Chlef)
MC A (UDL Sidi Bel-Abbès)

Président
Rapporteur
Examineur
Examineur
Examineur
Examineur

Soutenue le : 24/ 06 /2015

Remerciements

Je tiens à remercier tout premièrement ALLAH le Tout Puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il m'a donné durant toutes ces longues années.

C'est un agréable plaisir pour d'exprimer mes remerciements à mon directeur de thèse, Monsieur Abdelkader MEROUFEL, (Professeur au Département d'Electrotechnique de l'Université de Djillali Liabes de Sidi-Bel-Abbes), pour avoir d'abord proposé ce thème, pour son attention et ses précieux conseils qui m'ont été très utiles pour mener à bout cette thèse.

Je remercie vivement Monsieur Ahmed MASSOUM, Professeur à l'Université de Djillali Liabes de Sidi-Bel-Abbes, qui m'a fait l'honneur de présider le jury de ma thèse.

J'exprime ma plus profonde gratitude à Monsieur Abdellah MANSOURI, Professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Oran, de m'avoir honoré en acceptant d'être examinateur.

Je remercie Monsieur Ahmed ALLALI, Professeur à l'Université de Sciences et de Technologie d'Oran pour l'honneur qu'il m'a fait en participant à l'évaluation de ce travail.

Que Monsieur TALEB Rachid, Maître de Conférences à l'Université de Chlef, trouve ici l'expression de mes sincères remerciements pour l'intérêt qu'il a voulu porter à ce travail en acceptant de l'examiner.

J'adresse mes vifs remerciements à Monsieur BENTAALLAH Abderrahim, Maître de Conférences à l'Université de Djillali Liabes de Sidi-Bel-Abbes, pour l'intérêt qu'il a manifesté à l'égard de ce travail en acceptant de faire partie du jury de cette thèse.

Je tiens également à exprimer mes vifs remerciements à Monsieur Said BARKAT (Maître de Conférences à l'Université de M'sila), pour ses qualités humaines en premier lieu et pour son suivi continué tout au long de la réalisation de ce travail.

Un gros merci à tous les enseignants du primaire à l'université qui ont contribué à ma formation sans exception.

Je voudrais remercier très chaleureusement Monsieur Mansour BOUZIDI, Enseignant à l'Université Kasdi Merbah de Ourgla, pour son aide inestimable.

Mes remerciements vont à Monsieur Saber BOUAFIA, Doctorant à l'Université Djilali Liabes de Sidi Bel-Abbes. J'ai tout particulièrement apprécié nos discussions constructives.

Une pensée particulière à mes amis R. SADOUNI, A. BENHAMED, A. MAMERI, N. BOUNASLA, F. MEZACHE et T. LATRACHE pour leur amitié, leur sympathie, ainsi que pour les bons moments que nous avons passés ensemble.

Enfin je tiens à exprimer ma reconnaissance à tous mes amis et collègues pour le soutien tout moral et matériel.

Dédicace

Je dédie ce travail

A ma très chère mère.

A la mémoire de mon père.

A mes frères et sœurs.

A mes tantes et oncles.

A toute ma famille.

A tous mes amis.



Sommaire

Sommaire.....	I
Liste des symboles et abréviations	VIII
Introduction générale.....	1

Chapitre I : Modélisation de la machine synchrone à double étoile

I.1. Introduction.....	4
I.2. Généralité sur les machines multiphases.....	4
I.2.1. Classification des machines multiphases.....	5
I.2.1.1. Machines multiphases de type 1	5
I.2.1.2. Machines multiphases de type 2	5
I.2.2. Application des machines multiphases.....	6
I.2.3. Avantages des machines multiphases.....	6
I.2.4. Inconvénients des machines multiphases	7
I.3. Description de la machine synchrone à double étoile	7
I.4. Hypothèses simplificatrices.....	8
I.5. Modèle mathématique de la MSDE	8
I.5.1. Modèle de la MSDE dans le plan de Concordia.....	10
I.5.2. Modèle de la MSDE dans le plan de Parck	13
I.5.3. Modèle de la MSDE dans le repère $(\alpha^+, \beta^+, \alpha^-, \beta^-)$	15
I.5.4. Modèle de la MSDE dans le repère (d^+, q^+, d^-, q^-)	16
I.5.5. Modèle de la MSDE dans le repère $(\alpha, \beta, z1, z2, z3, z4)$	16
I.5.5.1. Modèle de la MSDE dans l'espace (α, β)	18
I.5.5.2. Modèle de la MSDE dans les espaces $(z1, z2), (z3, z4)$	19
I.5.6. Modèle de la MSDE dans le repère (d, q)	19
I.6. Conclusion.....	20

Chapitre II : Alimentation de la MSDE à base des onduleurs multiniveaux à diodes flottantes

II.1. Introduction.....	21
II.2. Topologies des onduleurs multiniveaux	22

II.2.1. Onduleurs en cascade	22
II.2.2. Onduleurs à capacités flottantes	22
II.2.3. Onduleurs à diodes flottantes	23
II.3. Types des commandes des onduleurs multiniveaux	24
II.3.1. MLI sinusoïdale.....	24
II.3.2. MLI par hystérésis de courant.....	25
II.3.3. MLI vectorielle.....	25
II.4. Modélisation de l'alimentation de la MSDE	26
II.5. Cas d'une alimentation à base de deux onduleurs DCI à trois niveaux	26
II.5.1. Fonctions de commutation	27
II.5.2. Etats des bras de l'onduleur	27
II.5.3. Tension de sortie	28
II.5.4. Vecteur tension de sortie et diagramme vectoriel	28
II.5.5. SVM de l'onduleur à trois niveaux à diodes flottantes	29
II.5.5.1. Détermination de la localisation du vecteur tension de référence	30
II.5.5.2. Calcul des temps d'application.....	33
II.5.5.3. Génération des impulsions.....	34
II.6. Cas d'une alimentation à base de deux onduleurs DCI à cinq niveaux	35
II.6.1. Fonctions de commutation	36
II.6.2. Etats des bras de l'onduleur	37
II.6.3. Tension de sortie	37
II.6.4. Vecteur tension de sortie et diagramme vectoriel	39
II.6.5. SVM de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes	40
II.6.5.1. Détermination de la localisation du vecteur tension de référence	40
II.6.5.2. Calcul des temps d'application.....	42
II.6.5.3. Génération des impulsions.....	44
II.7. Résultats de simulation	45
II.7.1. Cas d'une source de tension continue idéale.....	45
II.7.2. Cas d'une source de tension continue réelle	48
II.8. SVM stabilisante par deux onduleurs DCI multiniveaux	50
II.8.1. SVM stabilisante par deux onduleurs à trois niveaux.....	50
II.8.1.1. Détermination des courants d'entrée de l'onduleur à trois niveaux	50
II.8.1.2. Equilibrage du bus continu par minimisation de l'énergie des condensateurs	51
II.8.2. SVM stabilisante de deux onduleurs à cinq niveaux à diodes flottantes	54

II.8.2.1. Détermination des courants d'entrés pour les différents états de commutation...	54
II.8.2.1.1. Vecteur de référence situé dans un secteur impair	55
II.8.2.1.2. Vecteur de référence situé dans un secteur pair	58
II.8.2.2. Equilibrage du bus continu par minimisation de l'énergie des condensateurs	59
II.8. Simulation de deux onduleurs multiniveaux commandé par SVM stabilisante	63
II.9. Conclusion	67

Chapitre III : Commande direct du couple de la MSDE sans capteur de vitesse

III.1. Introduction	68
III.2. Principe de la commande DTCC	69
III.3. Contrôle du flux de la MSDE	69
III.4. Contrôle du couple de la MSDE.....	70
III.4.1. Contrôle du couple électromagnétique	71
III.4.2. Contrôle du couple synchrone	71
III.4.3. Contrôle du couple de reluctance.....	72
III.4.4. Limite de contrôle du couple	72
III.5. Sélection du vecteur tension	73
III.6. Structure de la commande DTCC.....	74
III.6.1. Estimation du flux statorique	74
III.6.2. Estimation du couple électromagnétique	75
III.6.3. Elaboration du contrôleur de flux statorique	75
III.6.4. Elaboration du contrôleur du couple électromagnétique	75
III.7. Elaboration des tables de commutation de la commande DTCC multiniveaux.....	76
III.7.1. Elaboration des tables de commutation de la commande DTCC à deux niveaux ..	76
III.7.2. Elaboration des tables de commutation de la commande DTCC à trois niveaux...	78
III.7.3. Elaboration des tables de commutation de la commande DTCC à cinq niveaux ...	80
III.8. Réglage de la vitesse rotorique et du courant d'excitation.....	82
III.8.1. Réglage de la vitesse rotorique	82
III.8.2. Réglage du courant d'excitation	84
III.9. Simulation de la commande DTCC multiniveaux.....	85
III.9.1. Variation de la charge	85
III.9.2. Variation de la vitesse rotorique	86
III.9.3. Etude comparative entre les différents niveaux de la commande DTCC	88
III.10. Commande DTC-SVM multiniveaux de la MSDE.....	89

III.10.1. Modèle de la MSDE dans le repère x - y lie au flux statorique	89
III.10.2. Principe de la commande DTC-SVM dans le repère x - y lie au flux statorique ...	90
III.10.3. Réglage du flux statorique et du couple électromagnétique	91
III.10.3.1. Réglage du flux statorique.....	91
III.10.3.2. Réglage du couple électromagnétique.....	93
III.11. Simulation de la commande DTC-SVM multiniveaux	95
III.11.1. Fonctionnement avec variation de la charge.....	95
III.11.2. Fonctionnement avec variation de la vitesse	96
III.11.3. Etude comparative entre les différents niveaux de la commande DTC-SVM.....	98
III.12. Commande sans capteur de vitesse	99
III.12.1. Estimateurs.....	99
III.12.2. Observateurs	100
III.12.3. Classification des observateurs	101
III.12.3.1. Observateurs linéaires	101
III.12.3.2. Observateurs non linéaires	101
III.12.3.2.1. Observateurs déterministes.....	101
III.12.3.2.2. Observateurs stochastiques.....	102
III.12.4. Filtre de Kalman étendu.....	103
III.12.5. Application du filtre de Kalman étendu sur la MSDE.....	105
III.12.5.1. Modèle de la MSDE.....	105
III.12.5.2. Discrétisation du modèle de la MSDE	106
III.12.5.3. Choix des matrices de covariance	106
III.13. Simulation de la commande DTCC à cinq niveaux sans capteur de vitesse.....	107
III.14. Equilibrage du bus continu à l'aide de la DTCC stabilisante à cinq niveaux	109
III.15. Simulation de la DTCC stabilisante à cinq niveaux sans capteur de vitesse.....	110
III.16. Commande DTC-SVM à cinq niveaux sans capteur de vitesse	113
III.17. Simulation de la DTC-SVM à cinq niveaux sans capteur de vitesse	114
III.18. Equilibrage du bus continu à l'aide de la DTC-SVM stabilisante à cinq niveaux	115
III.19. Simulation de la DTC-SVM stabilisante à cinq niveaux sans capteur de vitesse	116
III.20. Etude comparative entre la commande DTCC et DTC-SVM à cinq niveaux stabilisante de la MSDE sans capteur de vitesse	118
III.21. Conclusion	119

IV.1. Introduction	120
IV.2. Généralités sur la logique floue.....	120
IV.3. Fonction d'appartenance	122
IV.4. Différentes formes de fonction d'appartenance	123
IV.5. Formulation mathématique des fonctions d'appartenance	124
IV.5.1. Fonction triangulaire.....	124
IV.5.2. Fonction trapézoïdale.....	125
IV.6. Opérateurs de la logique floue	125
IV.7. Opérations logiques sur les sous-ensembles flous.....	127
IV.8. Propriétés des opérations sur les sous-ensembles	128
IV.9. Variables linguistiques	129
IV.10. Relations floues	130
IV.11. Opérations sur les relations floues	130
IV.12. Implication floue	130
IV.13. Structure générale d'un système floue	131
IV.14. Structure d'une commande par logique floue	132
IV.14.1. Fuzzification des entrées.....	133
IV.14.2. Mécanisme d'inférences	133
IV.14.2.1. Description linguistique	133
IV.14.2.2. Symboliquement	134
IV.14.2.3. Matrice d'inférence	134
IV.14.3. Défuzzification	135
IV.14.3.1. Méthode du centre de gravite.....	135
IV.14.3.2. Méthode de moyenne de maximum	136
IV.14.3.3. Méthode de moyenne pondérée (sugeno)	136
IV.15. Commande FLDTTC multiniveaux de la MSDE.....	137
IV.15.1. Commande FLDTTC à trois niveaux de la MSDE.....	137
IV.15.2. Commande FLDTTC à cinq niveaux de la MSDE	139
IV.16. Simulation de la FLDTTC multiniveaux stabilisante sans capteur de vitesse.....	141
IV.16.1. Fonctionnement avec variations de la charge et de la vitesse de référence.....	142
IV.16.2. Fonctionnement à basses vitesses	143
IV.16.3. Interprétations des résultats de simulation.....	144
IV.17. Conclusion.....	145

Chapitre V : DTC basée sur les réseaux de neurones de la MSDE sans capteur de vitesse

V.1. Introduction	146
V.2. Généralité sur les réseaux de neurones	147
V.2.1. Neurone biologique	147
V.2.2. Neurone formel	148
V.3. Modélisation générale des réseaux de neurones	149
V.3.1. Nature des entrées et des sorties	149
V.3.2. Fonction d'entrée totale	149
V.3.3. Fonction d'activation	150
V.3.4. Fonction de sortie	151
V.3.5. Nature de la sortie	151
V.4. Architecture des réseaux de neurones	151
V.4.1. Réseaux non bouclés (statiques)	151
V.4.2. Réseaux bouclés (dynamiques)	152
V.5. Apprentissage des réseaux de neurones	153
V.5.1. Apprentissage supervisé	153
V.5.2. Apprentissage non supervisé	153
V.5.3. Apprentissage auto-supervisé	154
V.6. Règles d'apprentissage des réseaux de neurones	154
V.6.1. Règle de Hebb	154
V.6.2. Règle de Widrow Hoff	155
V.7. Différents modèles des réseaux de neurones	156
V.7.1. Modèle du perceptron	156
V.7.1.1. Architecture du réseau	157
V.7.1.2. Règle d'apprentissage	157
V.7.2. Modèle d'Adaline	158
V.7.2.1. Architecture du réseau	158
V.7.2.2. Règle d'apprentissage	159
V.7.3. Modèle de Hopfield	159
V.7.4. Modèle de Kohonen	159
V.7.5. Modèle du perceptron multicouche	160
V.7.5.1. Architecture de réseaux	160
V.7.5.2. Règle d'apprentissage	161

V.8. Commande DTC-ANN multiniveaux de la MSDE.....	161
V.8.1. Commande DTC-ANN à trois niveaux de la MSDE.....	162
V.8.2. Commande DTC-ANN à cinq niveaux de la MSDE	162
V.9. Simulation de la DTC-ANN multiniveaux stabilisante sans capteur de vitesse.....	164
V.9.1. Fonctionnement avec variations de la charge et de la vitesse de référence	164
V.9.2. Fonctionnement à basses vitesses	165
V.9.3. Interprétations des résultats de simulation	167
V.10. Etude comparative entre les commandes DTCC, DTC-FL et DTC-ANN à cinq niveaux stabilisantes de la MSDE sans capteur de vitesse.....	167
V.11. Conclusion	169
Conclusion générale	170
Annexe.....	172
Bibliographies.....	173

Principals symboles

s, f	: Indices correspondant au stator et au circuit d'excitation.
$a1, b1, c1$: Indices correspondant aux trois phases statorique de la première étoile.
$a2, b2, c2$: Indices correspondant aux trois phases statorique de la deuxième étoile.
k	: Indices correspondant au numéro de l'onduleur.
x	: Indices correspondant à la phase statorique.
ref	: Indices correspondant aux grandeurs de référence.
\wedge	: Indication correspondants aux grandeurs estimées.
Δ	: Indication à la déférence entre les grandeurs réelle et celui de référence.
α, β	: Axes correspondant au référentiel lié au stator.
d, q	: Axes correspondant au référentiel lié au champ tournant.
x, y	: Axes correspondant au référentiel lié au rotor.
v	: Tensions.
i	: Courant.
ϕ	: Flux.
$v_{z1}, v_{z2}, v_{z3}, v_{z4}$: Tensions harmoniques
$v_{c1}, v_{c2}, v_{c3}, v_{c4}$: Tensions des condensateurs.
v_{cj}	: Tension aux bornes du condensateur j .
v_p	: Tension de la porteuse.
v_{dc}	: Tension continue.
$i_{z1}, i_{z2}, i_{z3}, i_{z4}$: Courants de circulation.
$i_{c1}, i_{c2}, i_{c3}, i_{c4}$: Courants des condensateurs.
C_{em}	: Couple électromagnétique.
C_{ems}	: Couple dû au saillance.
C_{sym}	: Couple synchrone.
C_{rel}	: Couple réluctance.
C_r	: Couple résistant.
Ω	: Vitesse mécanique du rotor.
ω	: Pulsation électrique rotorique.
ω_s	: Pulsation électrique statorique.
θ_s	: Position du flux statorique.
ϑ_k	: Angle de déphasage.
δ	: Angle de charge.
γ	: Angle entre deux étoiles.
θ	: Position de la vitesse rotorique.
R_s	: Résistance d'une phase statorique

R_f	: Résistance du circuit d'excitation.
R	: Résistance de la charge RL.
L	: Inductance de la charge RL.
L_d	: Inductance cyclique d'axe direct.
L_q	: Inductance cyclique d'axe en quadrature.
L_f	: Inductance du circuit d'excitation.
p	: Nombre de paires de pôles.
f_r	: Coefficient des frottements visqueux.
M_{fd}	: Inductance mutuel entre le stator et le rotor.
f	: Fréquence du fondamental.
f_s	: Fréquence de commutation.
f_e	: Fréquence d'échantillonnage.
f_p	: Fréquence de la porteuse.
T_s	: Période de commutation.
T	: Période d'échantillonnage.
m	: Indice de modulation
$\Delta_q^{S_k^i}$: Numéro du triangle i situé dans un secteur S_k^i .
$F_{aki}, F_{bki}, F_{cki}$: Fonctions de connections.
S_k^i	: Numéro du secteur.
M_k	: Taux de modulation.
C_j	: Capacité j de l'onduleur
J	: Moment d'inertie de la partie tournante
J_k	: Fonction cout.
τ	: Sortie du correcteur du couple électromagnétique.
Φ	: Sortie du correcteur du flux statorique.
Z_i	: Numéro de zone i .
ω_n	: Pulsation électrique.
K_p, K_i	: Gains des régulateurs PI .
S	: Opérateur de Laplace.
E_ϕ	: Erreur du flux statorique.
E_{Cem}	: Erreur du couple électromagnétique.
ξ	: Amortissement critique.
ε	: Erreur entre les grandeurs réelles et estimées.
w_i	: Paramètres de pondération.
x_i	: Neurone formel de la $i^{ème}$ entrée.
w_{ij}	: Poids de la connexion entre le neurone i et le neurone j .
A_i, A_j	: Activation du neurone i et l'activation de neurone j .

h	: Gain d'apprentissage.
S_j	: Sortie d'un neurone.
θ_i	: Paramètre qui agit sur le seuil en sortie.
η	: Paramètre qui contrôle le taux d'apprentissage.
y_d	: Sortie désirée.
A	: Ensemble flou continu.
U	: Ensemble de référence.
μ_a	: Fonctions d'appartenance de l'ensemble flou (a).
T	: Ensemble des valeurs linguistiques.
μ_i	: Poids d'activation de la règle i .

Abréviations

THD	Total Harmonic Distorsion.
SVM	Space Vector modulation.
MLI	Modulation de Largeurs d'Impulsions.
PI	Régulateur Proportionnel Intégral.
DTC	Direct Torque Control.
DTC-SVM	Direct Torque Control with Space Vector Modulation.
MSDE	Machine Synchrone à Double Etoile.
DTC-FL	Fuzzy Logic Direct Torque Control.
DTC-ANN	Direct Torque Control with Artificial Neural Network.
DCI	Diode Clamped Inverter.
EKF	Extended Kalman Filter.
DTCc	DTC classique.
NPC	Neutral Point Clamped.
FTBO	Fonction de Transfert en Boucle Ouverte.
FTBF	Fonction de Transfert en Boucle Fermée.

Introduction générale

La machine à courant continu constituait, jusqu'à ces dernières années, la solution la plus répondue pour les entraînements à vitesse et à position variables nécessitant des performances statiques et dynamiques élevés. Toutefois, la présence d'une commutation mécanique sous forme de système balais – collecteurs limite la puissance et la vitesse maximale de ce type de machine. C'est pourquoi les chercheurs se sont orientés vers la commande des machines à courant alternatif. Ces machines possèdent de nombreux avantages. L'absence de collecteur leur permet d'avoir un encombrement réduit, une fiabilité accrue, un coût de construction plus faible et une vitesse de fonctionnement élevée.

En forte puissance, les machines à courant alternatif alimentées par des onduleurs statiques trouvent de plus en plus d'applications. Mais les contraintes que subissent les composants de puissance limitent la fréquence de commutation, et donc les performances. Pour permettre l'utilisation de composants à fréquence de commutation plus élevée, il faut segmenter la puissance. Pour ce faire, une des solutions consiste à utiliser des machines à grand nombre de phase ou des machines multi-étoile grâce à leur avantages, tel que la segmentation de la puissance, la minimisation des ondulations du couple (élimination du couple harmonique de rang six) et la possibilité de fonctionner en régime de défauts [1, 2].

Un des exemples les plus courants des machines multi-étoile est la machine synchrone à double étoile (MSDE). Dans la configuration classique, deux enroulements triphasés identiques, se partagent le même stator et sont décalés d'un angle électrique de 30° [3]. La structure du rotor reste identique à celle d'une machine triphasée, il peut donc être soit à aimant permanent, soit bobiné [4]. Une telle machine a l'avantage, outre la segmentation de puissance et la redondance intéressante qu'elle introduit, de réduire de manière significative les ondulations du couple électromagnétique et les pertes [5, 6].

L'utilisation d'un onduleur classique à deux niveaux dans le domaine des applications de forte puissance ne convient pas, car elle exige des composants électroniques capables de supporter de forte tension inverse et de fort courant. Un autre inconvénient lié à cet onduleur est le problème des interférences magnétiques engendrées par le passage brusque de la tension de sortie de l'onduleur d'une valeur nulle à une forte valeur [7].

Avec l'apparition des structures des onduleurs multiniveaux proposés pour la première fois par [8], la recherche a pu faire face aux handicaps que présentait la structure classique. L'objectif de cet axe de recherche est d'améliorer la qualité de la tension de sortie, ainsi que de contourner les problèmes liés aux onduleurs à deux niveaux. Il existe plusieurs topologies des onduleurs multiniveaux tel que les onduleurs à diodes flottantes, à condensateurs flottants et en cascade [9]. Ces structures permettent de générer une tension de sortie de plusieurs niveaux. Cela a put être réalisable en augmentant le nombre des interrupteurs composants

l'onduleur et en multipliant le nombre de sources continues à l'entrée, soit artificiellement par des condensateurs, soit réellement en utilisant des sources séparées [10].

L'alimentation des machines multiphasées par des onduleurs multiniveaux à autant de bras que de phases a permis de réduire les contraintes appliquées aux interrupteurs, de réduire l'amplitude et augmenter la fréquence des ondulations du couple [11]. L'onduleur à diodes flottantes (Diode Clamped Inverter DCI) est celui qui attire le plus d'attention, vu la simplicité de sa structure par rapport à l'onduleur à capacités flottantes, en effet on n'a pas besoin d'utiliser des capacités pour chaque phase, ce qui élimine les risques des résonances parasites [12].

Malgré les avantages apportés par cette structure, un important problème d'instabilité des tensions du bus continu apparaît et dont l'équilibrage demeure primordial. En conséquence, des tensions alternatives non symétriques, et une répartition déséquilibrée de la contrainte en tension aux bornes des semi-conducteurs de puissance apparaissent [13]. Plusieurs méthodes sont proposées dans la littérature pour résoudre le problème du déséquilibre des sources continues des onduleurs multiniveaux. Certaines méthodes sont basées sur l'idée d'ajouter des séquences à tension nulle ou des offsets continues au vecteur de sortie [14]. La méthode utilisée dans [15] ajoute des circuits d'électronique de puissance à l'onduleur pour pouvoir redistribuer la charge électrique entre les condensateurs. D'autres méthodes appliquent les théories des commandes d'automatique telles que la commande par logique floue et la commande par réseaux de neurones [16]. Ces différentes méthodes ont toujours des inconvénients, tels que le coût élevé de réalisation, la complexité de l'installation ou l'utilisation des réglages en boucle ouverte seulement. Une solution très intéressante proposée dans [17], consiste à utiliser une méthode où on peut profiter des états redondants de l'onduleur, on minimisera une fonction coût, basée sur la somme quadratique des écarts entre les tensions des condensateurs et leurs valeurs de référence. En effet, avec un choix approprié des vecteurs redondants, cette fonction peut être minimisée à zéro et les tensions des condensateurs seront maintenues à leurs valeurs de référence [18].

La commande directe du couple classique (en anglais : conventionnel direct torque control DTCC) proposé par Takahashi et Depenbrock en 1985 est une solution pour les problèmes du contrôle vectoriel [19]. Elle a été introduite spécialement pour les machines triphasée, ensuite, plusieurs études ont permis d'appliquer cette technique de commande sur les machines multiphase. Comme pour chaque commande, la DTC elle a des avantages et des inconvénients parmi ces avantages : la résistance statorique est théoriquement le seul paramètre de la machine qui intervient dans la commande. Elle est indispensable ceci pour l'estimation du vecteur flux statorique [20]. De ce point de vue purement théorique, on peut donc considérer une grande robustesse par rapport aux autres paramètres de la machine, le bloc MLI est généralement supprimé, et elles n'utilisent pas de boucles de régulation en cascade ni de régulateurs PI, ce qui doit a priori améliorer ses aptitudes dynamiques et éliminer les problèmes liées à la saturation des régulateurs PI [21]. Malgré ces avantages, cette commande a aussi des inconvénients importants, le problème d'instabilité tel que le non maîtrise de la fréquence de commutation de l'onduleur générant un bruit acoustique au niveau

de la machine. En outre, l'utilisation des bandes à hystérésis est la cause des ondulations du couple électromagnétique et du bruit dans la machine. Pour résoudre ces inconvénients, dans le cadre de ce travail, on cherche à appliquer la commande DTC multiniveaux au contrôle de la MSDE et de développer des nouvelles méthodes de commandes en combinant la DTC avec d'autres techniques de commande telles que la technique MLI vectorielle (en anglais Space vector modulation SVM), la logique floue et les réseaux de neurones artificiels. Ces dernières commandes, leur principal objectif est de remplacer les régulateurs à hystérésis. D'un autre côté, il y a aussi la question de supprimer le capteur de vitesse pour améliorer les performances de la machine et par conséquent le système d'entraînement global [22].

La commande sans capteur de vitesse présente beaucoup d'avantages. En effet, elle élimine le câble du capteur, prévoit une diminution de bruit, présente une augmentation de fiabilité et rend le matériel moins complexe et moins coûteux [23]. Plusieurs techniques d'estimation de la vitesse proposées dans la littérature [24] par modèle de référence, par des estimateurs, par des observateurs déterministes et stochastiques. Dans ce travail nous proposons un observateur de vitesse par filtre de Kalman étendu (en anglais extended Kalman filter EKF).

Le travail présenté dans cette thèse s'articule sur cinq chapitres :

Le premier chapitre fait l'objet d'un aperçu sur les machines polyphasées. Après une description de la machine synchrone à double étoile, nous développerons son modèle hexaphasé, puis son modèle biphasé.

Le deuxième chapitre comportera deux parties essentielles. La première partie sera consacrée à la modélisation de l'alimentation de la MSDE par deux onduleurs multiniveaux à diodes flottantes. La seconde partie traitera le problème du déséquilibre des tensions continues à l'entrée de ces onduleurs.

Le troisième chapitre comportera trois parties principales. Dans la première partie, on appliquera le concept de la commande DTCC à la MSDE alimentée par deux onduleurs de tension à deux niveaux, à trois niveaux et à cinq niveaux. Dans la deuxième partie, on présentera le principe de la commande DTC-SVM multiniveaux. La troisième partie débutera par une étude théorique générale sur les observateurs. Nous rappelons quelques notions sur les observateurs, le principe d'observation et les différents types d'observateurs. Nous proposerons par la suite le filtre de Kalman étendu comme un observateur de vitesse appliqué à la MSDE commandée par la DTCC et la DTC-SVM multiniveaux.

Le quatrième chapitre, commencera par une étude théorique sur la logique floue. Cette stratégie sera combinée avec la commande directe du couple (DTC-FL) de la MSDE sans capteur de vitesse alimentée par deux onduleurs DCI.

Le cinquième chapitre sera consacré à l'étude et l'association de la commande par réseaux de neurone artificiel avec la stratégie du contrôle direct du couple (DTC-ANN) multiniveaux de la MSDE sans capteur de vitesse. Une étude comparative entre les différentes stratégies de la commande DTC multiniveaux stabilisante a été élaborée.

Chapitre I

Modélisation de la machine synchrone à double étoile

I.1. Introduction

Afin d'assurer une motorisation électrique pour des applications de forte puissance, telles que la traction ferroviaire ou la propulsion navale par exemple, il est souvent nécessaire de segmenter la puissance. Pour cela, on peut agir au niveau du convertisseur, grâce à des topologies multiniveaux ou par la mise en parallèle de convertisseurs. Une autre solution consiste à appliquer la segmentation au niveau de l'ensemble convertisseur-machine, en utilisant des machines multiphases, alimentées par un onduleur ayant autant de bras que de phases [25]. En effet, la puissance totale étant répartie sur un nombre plus élevé de bras, chacun d'eux est alors dimensionné pour une puissance réduite ce qui permet d'obtenir des fréquences de commutation plus élevées et donc des ondulations réduites au niveau des courants et du couple électromécanique [4].

Les machines multiphases offrent une alternative intéressante à la réduction des contraintes appliquées aux interrupteurs comme aux bobinages. En effet, la multiplication du nombre de phases permet un fractionnement de la puissance et de ce fait une réduction des tensions commutées à courant donné. De plus, ces machines permettent de réduire l'amplitude et d'augmenter la fréquence des ondulations de couple. Enfin, la multiplication du nombre de phases offre une fiabilité accrue en permettant de fonctionner, en régime dégradé (une ou plusieurs phases en défaut) [26].

Dans ce chapitre, nous exposons un bref aperçu sur les machines polyphasées, leurs types, leurs applications, ainsi que leurs avantages et inconvénients. Ensuite, on va procéder à la modélisation de la machine synchrone à double étoile (MSDE) dont on rappellera le modèle dans son référentiel hexaphasé, puis nous réduirons l'ordre du système par la transformation de Park qui transférera la MSDE dans un nouveau référentiel biphasé.

I.2. Généralité sur les machines multiphases

L'idée de multiplier le nombre de phases trouve là une de ses principales raisons d'être. En effet, la puissance totale étant répartie sur un nombre plus élevé de bras, chacun d'eux est alors dimensionné pour une puissance réduite ce qui permet d'obtenir des fréquences de commutation plus élevées et donc des ondulations de courant et de couple amoindries.

I.2.1. Classification des machines multiphases

On distingue habituellement deux types de machines multiphases, suivant le nombre de phases statoriques [27]. On peut ainsi les classer en deux groupes, que l'on nommera « machines multiphases de type 1 » et « machines multiphases de type 2 ».

I.2.1.1. Machines multiphases de type 1

Les machines multiphases de type 1 sont des machines dont le nombre de phases N_{ph} est un multiple de trois comme le montre le tableau (I.1), tel que : $N_{ph} = 3\eta$ avec : ($\eta = 1, 2, 3, \dots$).

Nombre de phases (N_{ph})	Décalage angulaire (α) degré	Représentation des axes des bobines
3	60°	
6	60°	
6	30°	

Tableau (I.1): Machines multiphases de type 1.

I.2.1.2. Machines multiphases de type 2

Toutes les machines dont le nombre de phases statoriques est un nombre impair sont classifiées de type 2, voir le tableau (I.2). Sachant que α étant le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes, alors les phases sont régulièrement décalées de $360/N_{ph} = 2\alpha$. Donc

$$\text{on a toujours : } N_{ph} = \frac{180^\circ}{\alpha}$$

Nombre de phases (N_{ph})	Décalage angulaire (α) degré	Représentation des axes des bobines
5	36°	
7	25.7°	
9	20°	

Tableau (I.2): Machines multiphases de type 2.

I.2.2. Applications des machines multiphases

Les machines multiphases sont utilisées beaucoup plus dans les applications de puissances élevées, par exemple les alternateurs synchrones pour générer une puissance élevée par rapport aux alternateurs conventionnels. Parmi ces applications on cite les pompes, les ventilateurs, les compresseurs, les moulins des compresseurs, les moulins du ciment, etc [26]. Une autre application concerne l'utilisation des machines multiphases dans les systèmes de production de l'énergie éolienne : la machine double étoile génère de l'énergie à travers deux systèmes triphasés connectés à un transformateur pour adapter les tensions des six phases aux tensions du réseau triphasé [28].

I.2.3. Avantages des machines multiphases

Les machines multiphases présentent plusieurs avantages parmi lesquelles on peut citer [11]

- Elimination des harmoniques,
- Amélioration de la fiabilité,
- Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques,
- Segmentation de la puissance afin de réaliser des ensembles convertisseur-machine de forte puissance.

I.2.4. Inconvénients des machines multiphases

Certains harmoniques de courants statoriques ne contribuent pas à la création de la f.m.m, ces harmoniques de courants ne circulent donc qu'au stator. Dans le cas d'une alimentation par onduleur de tension, l'impédance vue par ces harmoniques peut donc être faible, ce qui provoque des harmoniques de courants d'amplitude importante. Cette apparition de courants harmoniques de circulation constitue l'inconvénient majeur des machines multiphases alimentées par onduleurs de tension [11].

La multiplication du nombre de semi-conducteurs complique évidemment le système de commande. Il est donc nécessaire de développer des techniques de commande spécifiques et adaptées, puisque les méthodes élaborées pour les systèmes triphasés ne peuvent pas directement être appliquées surtout pour les machines de type 2 [27].

I.3. Description de la machine synchrone à double étoile

La machine synchrone à double étoile est une machine synchrone triphasée qui comporte deux axes statoriques fixes déphasés entre eux d'un angle $\gamma = \pi/6$, un enroulement d'excitation et un enroulement amortisseur. Le rotor est décalé par rapport à l'axe de la première phase statorique d'un angle (θ) [1]. Dans les encoches régulièrement réparties sur la surface interne du stator sont logés deux enroulements triphasés identiques, leurs axes sont décalés entre eux d'un angle égal à $2\pi/3$.

L'inducteur est constitué d'un enroulement alimenté en continu et d'amortisseurs modélisés par deux enroulements en court circuit, dont l'un sur l'axe direct du rotor et l'autre en quadrature. Le rotor peut être à pôle lisse ou à pôle saillant [21]. La structure de la machine synchrone à double étoile est représentée dans l'espace électrique par la figure (I.1). La MSDE considérée, dans ce travail, est à rotor bobiné avec pôles saillants et sans amortisseurs.

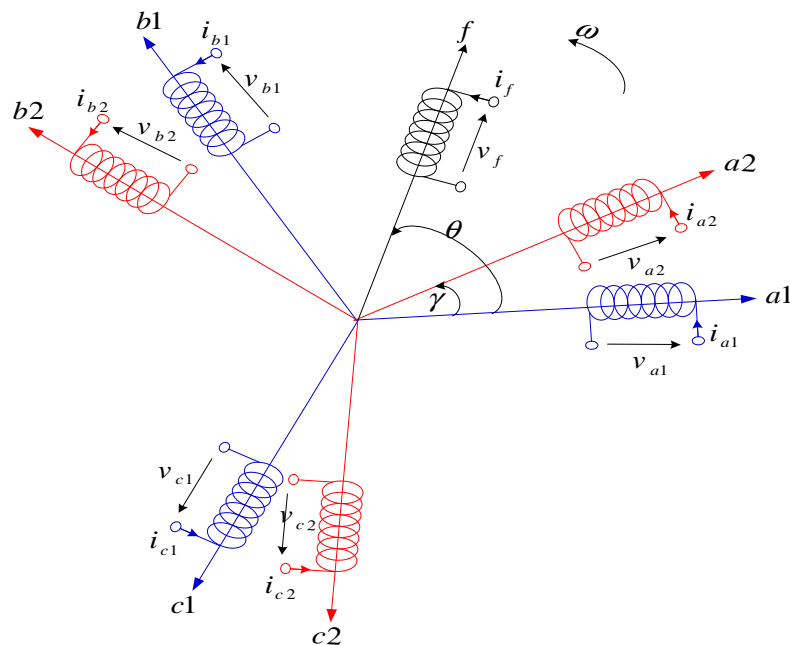


Figure (I.1): Représentation schématique de la MSDE.

I.4. Hypothèses simplificatrices

Dans une machine plusieurs phénomènes complexes interviennent lors de son fonctionnement comme par exemple la saturation, l'effet de peau...etc. Pour réduire cette complexité, un certain nombre d'hypothèses simplificatrices sont indispensables, ce qui permet d'obtenir des équations simples traduisant le plus possible le fonctionnement de la machine [21] :

- L'effet de la saturation du circuit magnétique est négligé,
- La répartition de l'induction le long de l'entrefer est supposée sinusoïdale,
- Les pertes fer sont négligées (hystérésis et courant de Foucault),
- Les effets des encoches ne sont pas pris en compte,
- L'effet de peau, qui augmente les résistances et diminue les inductances, est négligé.

I.5. Modèle mathématique de la MSDE

Le modèle des machines multiphases est un système de plusieurs équations différentielles dont les coefficients sont des fonctions périodiques du temps. La résolution d'un tel système est difficile même avec l'utilisation de l'outil informatique. L'utilisation des changements convenables des variables, permet de détourner cette difficulté et d'obtenir un modèle facilement exploitable. Dans ce qui suit, nous présentons la modélisation de la machine synchrone à double étoile basée sur la résolution des équations régissant son fonctionnement en régime dynamique.

D'après la loi de Faraday appliquée aux bobinages statoriques et rotoriques, les enroulements abaissent aux équations électriques suivantes :

$$\begin{cases} [v_{s1}] = [R_s][i_{s1}] + \frac{d[\phi_{s1}]}{dt} \\ [v_{s2}] = [R_s][i_{s2}] + \frac{d[\phi_{s2}]}{dt} \\ [v_r] = [R_r][i_r] + \frac{d[\phi_r]}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.1})$$

Avec :

$$\begin{aligned} [v_{s1}] &= [v_{a1} \ v_{b1} \ v_{c1}]^T, & [i_{s1}] &= [i_{a1} \ i_{b1} \ i_{c1}]^T, & [\phi_{s1}] &= [\phi_{a1} \ \phi_{b1} \ \phi_{c1}]^T \\ [v_{s2}] &= [v_{a2} \ v_{b2} \ v_{c2}]^T, & [i_{s2}] &= [i_{a2} \ i_{b2} \ i_{c2}]^T, & [\phi_{s2}] &= [\phi_{a2} \ \phi_{b2} \ \phi_{c2}]^T \\ [v_r] &= [v_f \ 0 \ 0]^T, & [i_r] &= [i_f \ 0 \ 0]^T, & [\phi_r] &= [\phi_f \ 0 \ 0]^T \end{aligned}$$

$$[R_s] = \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{pmatrix}, \quad [R_r] = \begin{pmatrix} R_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

Les expressions des flux statorique et rotorique sous forme matricielle s'écrivent :

$$\begin{pmatrix} [\phi_{s1}] \\ [\phi_{s2}] \\ [\phi_r] \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} [L_s(\theta)] & [M_{ss}] & [M_{sr}(\theta)] \\ [M_{ss}]^T & [L_s(\beta)] & [M_{sr}(\beta)] \\ [M_{sr}(\theta)]^T & [M_{sr}(\beta)]^T & [L_r] \end{pmatrix} \begin{pmatrix} [i_{s1}] \\ [i_{s2}] \\ [i_r] \end{pmatrix} \quad (\text{I.2})$$

La matrice inductance propre de la première étoile $[L_s(\theta)]$ s'écrit :

$$[L_s(\theta)] = \begin{pmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{pmatrix} + L_{sf} \begin{pmatrix} \cos(2\theta) & \cos(2\theta - 2\pi/3) & \cos(2\theta + 2\pi/3) \\ \cos(2\theta - 2\pi/3) & \cos(2\theta + 2\pi/3) & \cos(2\theta) \\ \cos(2\theta + 2\pi/3) & \cos(2\theta) & \cos(2\theta - 2\pi/3) \end{pmatrix} \quad (\text{I.3})$$

La matrice inductance propre de la deuxième étoile $[L_s(\beta)]$ s'écrit :

$$[L_s(\beta)] = \begin{pmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{pmatrix} + L_{sf} \begin{pmatrix} \cos(2\beta) & \cos(2\beta - 2\pi/3) & \cos(2\beta + 2\pi/3) \\ \cos(2\beta - 2\pi/3) & \cos(2\beta + 2\pi/3) & \cos(2\beta) \\ \cos(2\beta + 2\pi/3) & \cos(2\beta) & \cos(2\beta - 2\pi/3) \end{pmatrix} \quad (\text{I.4})$$

La mutuelle inductance entre les deux enroulements $[M_{ss}]$ est donnée par :

$$[M_{ss}] = -2M_s \begin{pmatrix} \cos(\gamma) & \cos(\gamma + 2\pi/3) & \cos(\gamma - 2\pi/3) \\ \cos(\gamma - 2\pi/3) & \cos(\gamma) & \cos(\gamma + 2\pi/3) \\ \cos(\gamma + 2\pi/3) & \cos(\gamma - 2\pi/3) & \cos(\gamma) \end{pmatrix} \quad (\text{I.5})$$

$$+ \begin{pmatrix} \cos(2\theta - \gamma) & \cos(2\theta - \gamma - 2\pi/3) & \cos(2\theta - \gamma + 2\pi/3) \\ \cos(2\theta - \gamma - 2\pi/3) & \cos(2\theta - \gamma + 2\pi/3) & \cos(2\theta - \gamma) \\ \cos(2\theta - \gamma + 2\pi/3) & \cos(2\theta - \gamma) & \cos(2\theta - \gamma - 2\pi/3) \end{pmatrix}$$

La matrice inductance mutuelle entre le premier enroulement statorique et le rotor $[M_{sr}(\theta)]$ est donnée par :

$$[M_{sr}(\theta)] = \begin{pmatrix} M_{sf} \cos(\theta) & M_{sd} \cos(\theta) & -M_{sq} \cos(\theta) \\ M_{sf} \cos(\theta - 2\pi/3) & M_{sd} \cos(\theta - 2\pi/3) & -M_{sq} \cos(\theta - 2\pi/3) \\ M_{sf} \cos(\theta + 2\pi/3) & M_{sd} \cos(\theta + 2\pi/3) & -M_{sq} \cos(\theta + 2\pi/3) \end{pmatrix} \quad (\text{I.6})$$

La matrice inductance mutuelle entre le deuxième enroulement statorique et le rotor $[M_{sr}(\beta)]$ est donnée par :

$$[M_{sr}(\beta)] = \begin{pmatrix} M_{sf} \cos(\beta) & M_{sd} \cos(\beta) & -M_{sq} \cos(\beta) \\ M_{sf} \cos(\beta - 2\pi/3) & M_{sd} \cos(\beta - 2\pi/3) & -M_{sq} \cos(\beta - 2\pi/3) \\ M_{sf} \cos(\beta + 2\pi/3) & M_{sd} \cos(\beta + 2\pi/3) & -M_{sq} \cos(\beta + 2\pi/3) \end{pmatrix} \quad (\text{I.7})$$

La matrice inductance propre du rotor $[M_{sr}(\beta)]$ s'écrit :

$$[M_{sr}(\beta)] = \begin{pmatrix} L_f & M_{fd} & 0 \\ M_{fd} & L_d & 0 \\ 0 & 0 & L_q \end{pmatrix} \quad (\text{I.8})$$

Avec : $\beta = \theta - \gamma$

D'après les équations (I.1), (I.2) on aura les expressions suivantes :

$$\begin{cases} [v_{s1}] = [R_s][i_{s1}] + \frac{d}{dt} \{ [L_s(\theta)][i_{s1}] + [M_{ss}][i_{s2}] + [M_{sr}(\theta)][i_r] \} \\ [v_{s2}] = [R_s][i_{s2}] + \frac{d}{dt} \{ [L_s(\beta)][i_{s2}] + [M_{ss}]^T [i_{s1}] + [M_{sr}(\beta)][i_r] \} \\ [v_r] = [R_r][i_r] + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}(\theta)]^T [i_{s1}] + [M_{sr}(\beta)]^T [i_{s2}] + [L_r(\theta)][i_r] \} \end{cases} \quad (\text{I.9})$$

L'équation du couple électromagnétique est :

$$C_{em} = \frac{1}{2} [i] \frac{\delta}{\delta t} [L] [i] \quad (\text{I.10})$$

Avec :

$$[L] = \begin{pmatrix} [L_s(\theta)] & [M_{ss}] & [M_{sr}(\theta)] \\ [M_{ss}]^T & [L_s(\beta)] & [M_{sr}(\beta)] \\ [M_{sr}(\theta)]^T & [M_{sr}(\beta)]^T & [L_r] \end{pmatrix}, \quad [i] = \begin{pmatrix} [i_{s1}] \\ [i_{s2}] \\ [i_r] \end{pmatrix}$$

Donc nous avons un système de sept équations différentielles et une expression du couple dont certains coefficients sont en fonction de la position du rotor d'où la complexité de la résolution analytique. A cet effet, nous considérons une transformation qui offre le passage d'un système hexaphase à un système équivalent.

I.5.1. Modèle de la MSDE dans le plan de Concordia

La machine étant constituée de deux étoiles, on peut la représenter dans le plan de Concordia par deux repères $(\alpha 1, \beta 1)$ et $(\alpha 2, \beta 2)$ liés respectivement à la phase $a1$ et la phase $a2$, voir figure (I.2).

Dans ce cas, chaque étoile voit la même transformation. D'où les expressions suivantes :

$$\begin{pmatrix} X_{\alpha 1} \\ X_{\beta 1} \\ X_{o1} \end{pmatrix} = [T_{33}]^{-1} \begin{pmatrix} X_{a1} \\ X_{b1} \\ X_{c1} \end{pmatrix}; \quad \begin{pmatrix} X_{\alpha 2} \\ X_{\beta 2} \\ X_{o2} \end{pmatrix} = [T_{33}]^{-1} \begin{pmatrix} X_{a2} \\ X_{b2} \\ X_{c2} \end{pmatrix} \quad (\text{I.11})$$

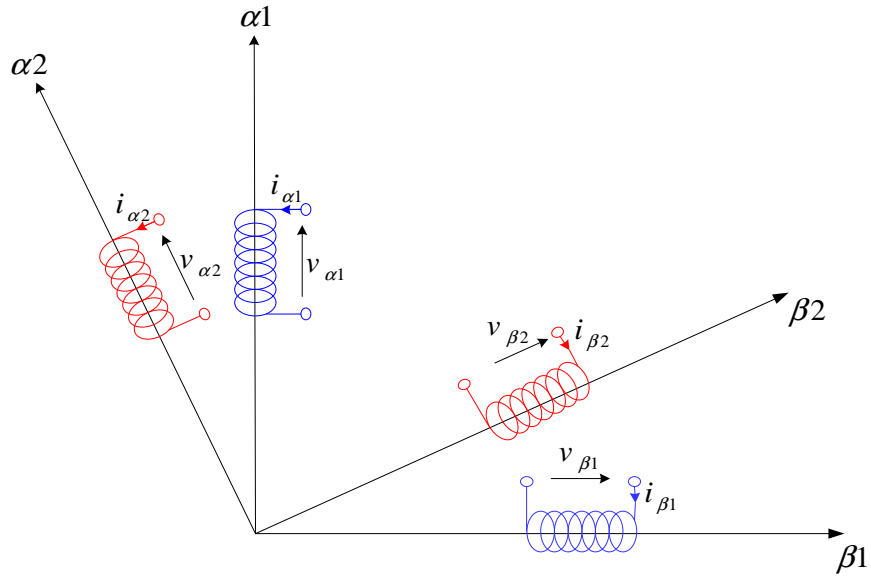


Figure (I.2): Représentation de la MSDE dans le repère (α_1, β_1) et (α_2, β_2) .

Avec : $[T_{33}]^{-1} = [T_{33}]^t = [[T_{32}], [T_{31}]]$

$$[T_{32}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{pmatrix}, [T_{31}] = \begin{pmatrix} 1/\sqrt{3} \\ 1/\sqrt{3} \\ 1/\sqrt{3} \end{pmatrix}$$

Les deux transformations ci-dessus sont exprimées dans deux référentiels différents (α_1, β_1) et (α_2, β_2) décalés d'un angle électrique γ . Cependant, pour éviter le couplage magnétique entre ces deux repères et afin d'exprimer dans le même référentiel les différentes grandeurs associées aux deux étoiles, on fait une rotation d'un angle γ identique au décalage entre les deux étoiles pour l'étoile 2 comme le montre la figure (I.3).

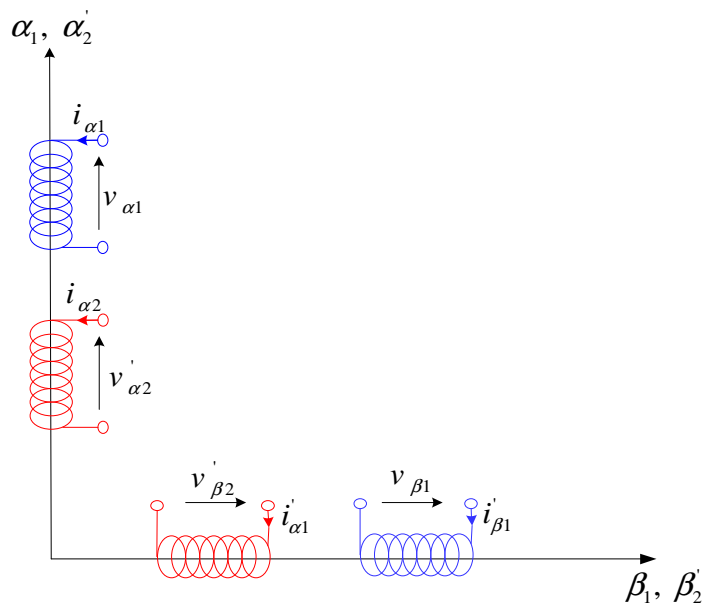


Figure (I.3): Représentation de la MSDE dans le repère (α_1, β_1) .

D'où cette nouvelle transformation pour la deuxième étoile.

$$\begin{pmatrix} \dot{X}_{\alpha 2} \\ \dot{X}_{\beta 2} \\ \dot{X}_{o 2} \end{pmatrix} = [P_{33}(\gamma)] \begin{pmatrix} X_{\alpha 2} \\ X_{\beta 2} \\ X_{o 2} \end{pmatrix} = [T_{33}(\gamma)]^T \begin{pmatrix} X_{a 2} \\ X_{b 2} \\ X_{c 2} \end{pmatrix} \quad (\text{I.12})$$

Avec :

$$[T_{33}(\gamma)]^T = \begin{pmatrix} [T_{32}(\gamma)] \\ [T_{31}] \end{pmatrix}, \quad [P_{33}(\gamma)]^T = \begin{pmatrix} \cos(\gamma) & \sin(\gamma) & 0 \\ -\sin(\gamma) & \cos(\gamma) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

Et

$$[T_{32}(\gamma)] = [T_{32}][P(\gamma)], \quad [P(\gamma)]^T = \begin{pmatrix} \cos(\gamma) & \sin(\gamma) \\ -\sin(\gamma) & \cos(\gamma) \end{pmatrix}$$

D'où le nouveau modèle dynamique du stator exprimé dans le nouveau repère $(\alpha 1, \beta 1)$, $(\alpha 2, \beta 2)$:

$$\begin{pmatrix} v_{\alpha 1} \\ v_{\beta 1} \\ v_{o 1} \\ v_{\alpha 2} \\ v_{\beta 2} \\ v_{o 2} \end{pmatrix} = R_s \begin{pmatrix} i_{\alpha 1} \\ i_{\beta 1} \\ i_{o 1} \\ i_{\alpha 2} \\ i_{\beta 2} \\ i_{o 2} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} L_{\alpha} & 0 & 0 & M_{ss\alpha} & 0 & 0 \\ 0 & L_{\alpha} & 0 & 0 & M_{ss\alpha} & 0 \\ 0 & 0 & L_o & 0 & 0 & 0 \\ M_{ss\alpha} & 0 & 0 & L_{\alpha} & 0 & 0 \\ 0 & M_{ss\alpha} & 0 & 0 & L_{\alpha} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_o \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{\alpha 1} \\ i_{\beta 1} \\ i_{o 1} \\ i_{\alpha 2} \\ i_{\beta 2} \\ i_{o 2} \end{pmatrix} \quad (\text{I.13})$$

$$+ M_{\text{sfm}} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \frac{2}{3} \cos(2\theta) & \frac{2}{3} \sin(2\theta) & 0 & \frac{2}{3} \cos(2\theta) & \frac{2}{3} \sin(2\theta) & 0 \\ \frac{2}{3} \sin(2\theta) & -\frac{2}{3} \cos(2\theta) & 0 & -\frac{2}{3} \sin(2\theta) & -\frac{2}{3} \cos(2\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{2}{3} \cos(2\theta) & \frac{2}{3} \sin(2\theta) & 0 & \frac{2}{3} \cos(2\theta) & \frac{2}{3} \sin(2\theta) & 0 \\ \frac{2}{3} \sin(2\theta) & -\frac{2}{3} \cos(2\theta) & 0 & 0 & -\frac{2}{3} \cos(2\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{\alpha 1} \\ i_{\beta 1} \\ i_{o 1} \\ i_{\alpha 2} \\ i_{\beta 2} \\ i_{o 2} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} e_{\alpha 1} \\ e_{\beta 1} \\ e_{o 1} \\ e_{\alpha 2} \\ e_{\beta 2} \\ e_{o 2} \end{pmatrix}$$

Avec :

$$\begin{pmatrix} e_{\alpha 1} \\ e_{\beta 1} \\ e_{o1} \\ e_{\alpha 2} \\ e_{\beta 2} \\ e_{o2} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} M_{sf} \cos(\theta) & M_{sd} \cos(\theta) & -M_{sq} \sin(\theta) \\ M_{sf} \sin(\theta) & M_{sd} \sin(\theta) & M_{sq} \cos(\theta) \\ 0 & 0 & 0 \\ M_{sf} \cos(\theta) & M_{sd} \cos(\theta) & -M_{sq} \sin(\theta) \\ M_{sf} \sin(\theta) & M_{sd} \sin(\theta) & M_{sq} \cos(\theta) \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_f \\ i_d \\ i_q \end{pmatrix}$$

On remarque que ce sont ces deux machines fictives $(\alpha 1, \beta 1)$ et $(\alpha 2, \beta 2)$, couplées magnétiquement, qui produisent le couple.

Pour une machine double étoile à f.e.m. sinusoïdales, on remarque que :

$$\begin{cases} e_{\alpha 1} = e_{\alpha 2} \\ e_{\beta 1} = e_{\beta 2} \\ e_{o1} = e_{o2} = 0 \end{cases} \quad (\text{I.14})$$

D'où :

$$C_{em} = \left(\frac{p}{\omega} \right) (e_{\alpha 1} (i_{\alpha 1} + i_{\alpha 2}) + e_{\beta 1} (i_{\beta 1} + i_{\beta 2})) + C_{ems} \quad (\text{I.15})$$

C_{ems} : représente le couple dû à la saillance.

Nous remarquons que c'est uniquement la somme des courants, selon les deux axes $(\alpha 1, \beta 1)$ et $(\alpha 2, \beta 2)$ qui contribue à la génération du couple.

I.5.2. Modèle de la MSDE dans le plan de Park

Le modèle obtenu dans le repère de Concordia présente plusieurs paramètres qui dépendent de la position du rotor. Pour simplifier l'étude de la MSDE nous appliquons la transformation de Park. Cette transformation permet de substituer aux enroulements de phases, dont les conducteurs et enroulements sont immobiles par rapport au stator, les enroulements $(d 1, q 1)$ et $(d 2, q 2)$ dont les enroulements sont solidaires au rotor et tourne avec lui.

Le passage des grandeurs statoriques aux composantes d'axe direct et en quadrature est donné par la relation suivante :

$$\begin{pmatrix} [X_{dq1}] \\ [X_{dq2}] \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} [[T_{33}][P_{33}(\theta)]]^{-1} & 0 \\ 0 & [[T_{33}][P_{33}(\theta - \gamma)]]^{-1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} [X_{abc1}] \\ [X_{abc2}] \end{pmatrix} \quad (\text{I.16})$$

Le modèle de la MSDE dans le repère $(d 1, q 1)$ et $(d 2, q 2)$ est présenté sur la figure (I.4).

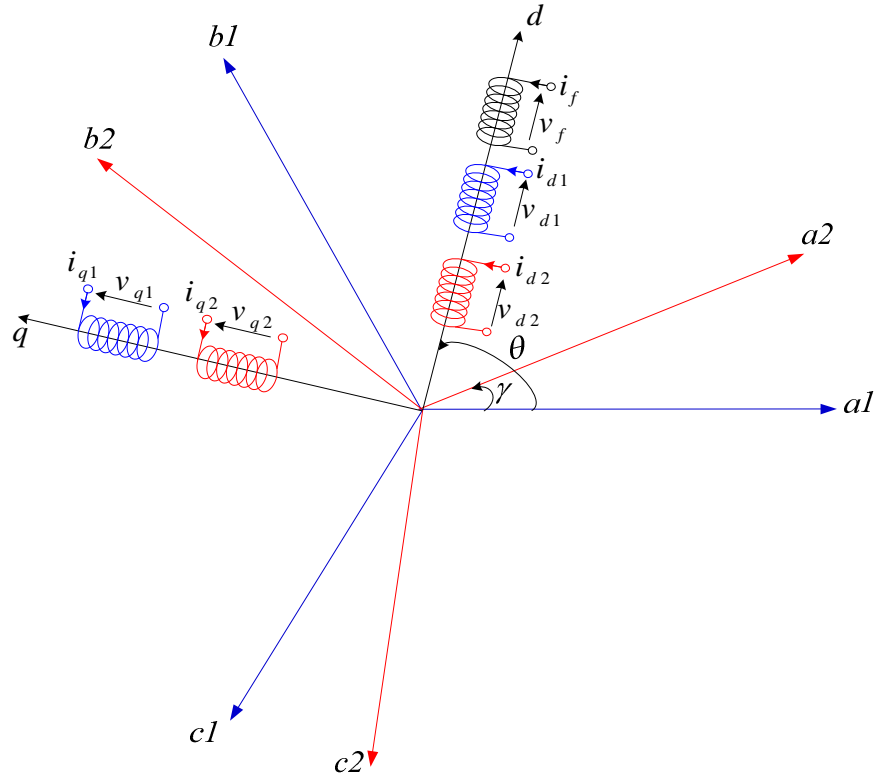


Figure (I.4): Représentation de la MSDE dans le repère $(d1, q1)$ et $(d2, q2)$.

On obtient le modèle électrique de la machine synchrone à double étoile à pôles saillants écrit dans le plan $(d1, q1)$ et $(d2, q2)$:

$$\begin{cases} v_{d1} = R_s i_{d1} + \frac{d}{dt} \phi_{d1} - \omega \phi_{q1} \\ v_{d2} = R_s i_{d2} + \frac{d}{dt} \phi_{d2} - \omega \phi_{q2} \\ v_{q1} = R_s i_{q1} + \frac{d}{dt} \phi_{q1} + \omega \phi_{d1} \\ v_{q2} = R_s i_{q2} + \frac{d}{dt} \phi_{q2} + \omega \phi_{d2} \end{cases} \quad (I.17)$$

Avec :

$$\begin{cases} \phi_{d1} = L_d i_{d1} + M_d i_{d2} + M_{fd} i_f \\ \phi_{d2} = L_d i_{d2} + M_d i_{d1} + M_{fd} i_f \\ \phi_{q1} = L_q i_{q1} + M_q i_{q2} \\ \phi_{q2} = L_q i_{q2} + M_q i_{q1} \\ \phi_f = L_f i_f + M_{fd} (i_{d1} + i_{d2}) \end{cases}$$

Le couple électromagnétique s'écrit :

$$C_{em} = p (\phi_{d1} i_{q1} - \phi_{q1} i_{d1} + \phi_{d2} i_{q2} - \phi_{q2} i_{d2}) \quad (I.18)$$

Le modèle de la machine obtenu, permet d'étudier séparément chacune des deux étoiles en tenant compte de l'interaction qui existe entre elles. Toutefois ce modèle est multi-variable fortement couplé.

I.5.3. Modèle de la MSDE dans le repère $(\alpha^+, \beta^+, \alpha^-, \beta^-)$

L'expression du couple (I.15) montre que c'est la somme des courants qui contribue à la génération du couple. Pour cela, nous proposons de réécrire le modèle (I.13) en faisant un changement de variables utilisant la somme des courants, pour des raisons de bijection, leurs différences, aussi. Pour cela, nous utilisons la transformation normée suivante :

$$\begin{pmatrix} X_{\alpha}^+ \\ X_{\beta}^+ \\ X_o^+ \\ X_{\alpha}^- \\ X_{\beta}^- \\ X_o^- \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X_{\alpha 1} \\ X_{\beta 1} \\ X_{o 1} \\ X_{\alpha 2} \\ X_{\beta 2} \\ X_{o 2} \end{pmatrix} \quad (I.19)$$

L'expression du couple électromagnétique peut s'écrire comme suit :

$$C_{em} = \left(\frac{p}{\omega} \right) (e_{\alpha 1} \sqrt{2} i_{\alpha}^+ + e_{\beta 1} \sqrt{2} i_{\beta}^+) + C_{ems} \quad (I.20)$$

En appliquant la transformation (I.19) au système d'équation (I.13). On obtient un autre modèle de la machine exprimé dans le référentiel $(\alpha^+, \beta^+, \alpha^-, \beta^-)$:

$$\begin{pmatrix} v_{\alpha}^+ \\ v_{\beta}^+ \\ v_o^+ \\ v_{\alpha}^- \\ v_{\beta}^- \\ v_o^- \end{pmatrix} = R_s \begin{pmatrix} i_{\alpha}^+ \\ i_{\beta}^+ \\ i_o^+ \\ i_{\alpha}^- \\ i_{\beta}^- \\ i_o^- \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} l_{sf} + 3M_{ss} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & l_{sf} + 3M_{ss} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & l_{sf} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & l_{sf} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & l_{sf} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & l_{sf} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{\alpha}^+ \\ i_{\beta}^+ \\ i_o^+ \\ i_{\alpha}^- \\ i_{\beta}^- \\ i_o^- \end{pmatrix} \\ + M_{sfm} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} 3 \cos 2\theta & 3 \sin 2\theta & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 3 \sin 2\theta & -3 \cos 2\theta & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{\alpha}^+ \\ i_{\beta}^+ \\ i_o^+ \\ i_{\alpha}^- \\ i_{\beta}^- \\ i_o^- \end{pmatrix} + \sqrt{2} \begin{pmatrix} e_{\alpha 1} \\ e_{\beta 1} \\ e_{o 1} \\ e_{\alpha 2} \\ e_{\beta 2} \\ e_{o 2} \end{pmatrix} \quad (I.21)$$

En introduisant l'inductance de fuites et en faisant un changement de variable à l'aide de la transformation (I.19), on obtient un modèle de la machine synchrone double étoile qui est composé de trois sous-systèmes parfaitement découplés.

I.5.4. Modèle de la MSDE dans le repère (d^+, q^+, d^-, q^-)

Le modèle de la machine exprimé dans le repère d^+, q^+, d^-, q^- peut être obtenu de deux façons différentes. Soit directement à partir du modèle (I.17) ou du modèle (I.21) en utilisant la transformation de Park. Après développement des calculs, on obtient :

$$\begin{cases} \begin{pmatrix} v_d^+ \\ v_q^+ \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d^+ \\ i_q^+ \end{pmatrix} + \omega \begin{pmatrix} 0 & -L_q^+ \\ L_d^+ & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d^+ \\ i_q^+ \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} L_d^+ & 0 \\ 0 & L_q^+ \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_d^+ \\ i_q^+ \end{pmatrix} + M_{fd} \omega \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} i_f \\ \begin{pmatrix} v_d^- \\ v_q^- \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d^- \\ i_q^- \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} l_{fs} & 0 \\ 0 & l_{fs} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d^- \\ i_q^- \end{pmatrix} + \omega \begin{pmatrix} 0 & -l_{fs} \\ l_{fs} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d^- \\ i_q^- \end{pmatrix} \end{cases} \quad (\text{I.22})$$

Avec

$$L_d^+ = l_{fs} + 3M_{ss} + 3M_{sfm}$$

$$L_q^+ = l_{fs} + 3M_{ss} - 3M_{sfm}$$

$$M_{fd} = \sqrt{3}M_{ss}$$

Le modèle (I.22) est similaire à celui d'une machine synchrone triphasée classique dont on maîtrise bien la commande.

Dans le paragraphe précédent on a présenté plusieurs méthodes de modélisation des machines à double étoile. Le choix d'une méthode dépend de la simplicité de la méthode, de la structure de modèle obtenu en vue de sa commande et du mode de fonctionnement de la machine. En effet la modélisation dans le repère de Concordia nécessite des étapes intermédiaires ce qui augmente l'ordre de système et donc la complexité du modèle obtenu. La transformation multi-triphasée multi-diphasée conduit à un système multi-variable fortement couplé ce qui rend sa commande difficile. Dans la partie suivante, on s'intéresse à la modélisation de la machine synchrone double étoile à rotor bobiné dans le référentiel $(\alpha, \beta, z1, z2, z3, z4)$.

I.5.5. Modèle de la MSDE dans le repère $(\alpha, \beta, z1, z2, z3, z4)$

On définit les nouvelles variables de la MSDE exprimées dans le référentiel $(\alpha, \beta, z1, z2, z3, z4)$, qui sont obtenues en diagonalisant la matrice des inductances, par la matrice de transformation $[T]$ tel que :

$$\begin{bmatrix} F_\alpha & F_\beta & F_{z1} & F_{z2} & F_{z3} & F_{z4} \end{bmatrix} = [T] \begin{bmatrix} F_s \end{bmatrix} \quad (\text{I.23})$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} F_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{a1} & F_{b1} & F_{c1} & F_{a2} & F_{b2} & F_{c2} \end{bmatrix}$$

Où : F_s peut être tension, courant ou flux. Et :

$$[T] = \sqrt{\frac{1}{3}} \begin{pmatrix} \cos(0) & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\gamma) & \cos\left(\frac{2\pi}{3} + \gamma\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{3} + \gamma\right) \\ \sin(0) & \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) & \sin(\gamma) & \sin\left(\frac{2\pi}{3} + \gamma\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{3} + \gamma\right) \\ \cos(0) & \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\pi - \gamma) & \cos\left(\frac{\pi}{3} - \gamma\right) & \cos\left(\frac{5\pi}{3} - \gamma\right) \\ \sin(0) & \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \sin(\pi - \gamma) & \sin\left(\frac{\pi}{3} - \gamma\right) & \sin\left(\frac{5\pi}{3} - \gamma\right) \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \quad (I.24)$$

En appliquant la transformation $[T]$ au système d'équations (I.1), on obtient :

$$[F_s][v_s] = [F_s][R_s][F_s]^{-1}[F_s][i_s] + \frac{d}{dt} \left([F_s][i_s]^{-1}[F_s][i_s] + [F_s][M_{sr}]i_f \right) \quad (I.25)$$

Où :

$$[F_s][L_{ss}][F_s]^{-1} = l_{fs} [i_s]_{6 \times 6} + M_{ss} \begin{pmatrix} 3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 3 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} + M_{sfm} \begin{pmatrix} 3\cos(2\theta) & 3\sin(2\theta) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 3\sin(2\theta) & -3\cos(2\theta) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (I.26)$$

Avec :

$$[F_s][M_{sr}] = \sqrt{3} M_{sr} \begin{pmatrix} \cos(\theta) \\ \sin(\theta) \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

En remplaçant les produits matriciels par leurs valeurs. Le modèle de l'équation (I.25) se réécrit comme présenté dans l'équation (I.27).

$$\begin{pmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_{z1} \\ v_{z2} \\ v_{z3} \\ v_{z4} \end{pmatrix} = R_s \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_{z1} \\ i_{z2} \\ i_{z3} \\ i_{z4} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} l_{fs} + 3M_{ss} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & l_{fs} + 3M_{ss} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & l_{fs} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & l_{fs} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & l_{fs} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & l_{fs} \end{pmatrix} + \sqrt{3}M_{sf} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \cos(\theta) \\ \sin(\theta) \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} i_f \quad (I.27)$$

$$+ M_{sfm} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} 3\cos(2\theta) & 3\sin(2\theta) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 3\sin(2\theta) & -3\cos(2\theta) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

Le modèle dynamique de la MSDE obtenu peut être représenté dans chaque sous espace comme suit :

I.5.5.1. Modèle de la MSDE dans l'espace (α - β)

Dans ce repère la tension statorique de la MSDE est donnée par :

$$\begin{pmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{pmatrix} = R_s \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} + L_q \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{pmatrix} \quad (I.28)$$

Avec :

$$\begin{pmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{pmatrix} = \omega\phi_f \begin{pmatrix} -1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \sin(\theta) \\ \cos(\theta) \end{pmatrix}$$

A partir du système d'équations (I.27), on déduit le circuit électrique équivalent de la MSDE dans l'espace (α - β), voir figure (I.5) :

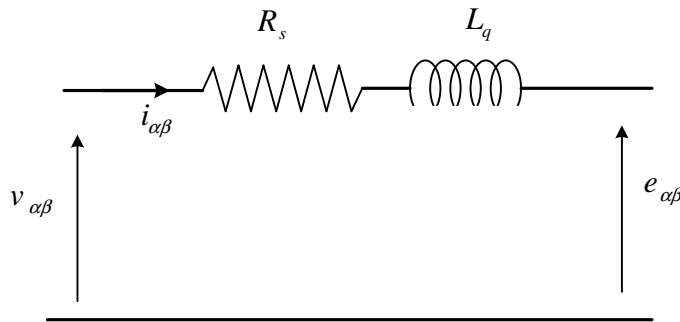


Figure (I.5): Circuit électrique équivalent de la MSDE dans l'espace (α - β).

I.5.5.2. Modèle de la MSDE dans les espaces $(z1, z2)$, $(z3, z4)$

La tension statorique de la machine est :

- Dans l'espace $(z1, z2)$:

$$\begin{pmatrix} v_{z1} \\ v_{z2} \end{pmatrix} = R_s \begin{pmatrix} i_{z1} \\ i_{z2} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} l_{fs} & 0 \\ 0 & l_{fs} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{z1} \\ i_{z2} \end{pmatrix} \quad (\text{I.29})$$

- Dans l'espace $(z3, z4)$:

$$\begin{pmatrix} v_{z3} \\ v_{z4} \end{pmatrix} = R_s \begin{pmatrix} i_{z3} \\ i_{z4} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} l_{fs} & 0 \\ 0 & l_{fs} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{z3} \\ i_{z4} \end{pmatrix} \quad (\text{I.30})$$

La figure (I.6) représente le schéma électrique équivalent de la MSDE dans les espaces $(z1, z2)$, $(z3, z4)$.

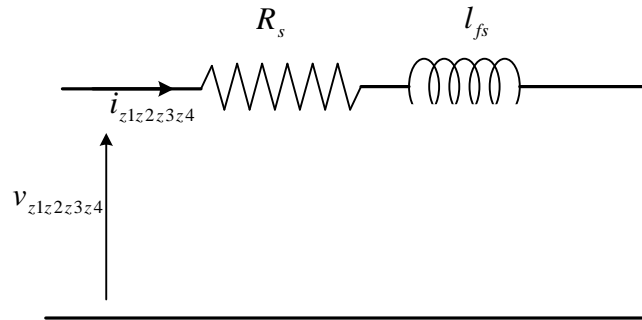


Figure (I.6): Circuit électrique équivalent de la MSDE dans les espaces $(z1, z2)$, $(z3, z4)$.

On remarque que :

- La MSDE peut être décomposée en trois machines fictives totalement découplées.
- La totalité de la conversion électromagnétique s'effectue dans l'espace α - β . Donc la machine fictive dans ce repère contribue à la création du couple électromagnétique.
- Le modèle de la MSDE dans l'espace $(z1, z2)$ ne contribue pas au couple. Les courants i_{z1} , i_{z2} sont appelés courants de circulation, ils dépendent fortement de l'angle entre les deux étoiles ainsi que du type d'alimentation de la MSDE [21].
- Le modèle de la MSDE dans l'espace $(z3, z4)$ est formé par les composantes homopolaires qui sont nulles lorsque le neutre n'est pas connecté.

I.5.6. Modèle de la MSDE dans le repère (d, q)

Le modèle de la machine dans le référentiel d - q est obtenu en appliquant la matrice de rotation suivante :

$$[p(\theta)] = \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{pmatrix} \quad (\text{I.31})$$

Les équations électriques de la machine s'écrivent :

$$\begin{pmatrix} v_d \\ v_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s + pL_d & -\omega L_q \\ \omega L_d & R_s + pL_q \end{pmatrix} + M_{fd} \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} i_f \quad (\text{I.32})$$

Le couple électromagnétique de la machine est donné par :

$$T_{em} = p (\phi_d i_q - \phi_q i_d) \quad (\text{I.33})$$

Avec :

$$\begin{cases} \phi_d = L_d i_d + M_{fd} \phi_f \\ \phi_q = L_q i_q \end{cases}$$

Et :

$$L_s = l_{fs} + M_{ss}; L_d = l_{fs} + 3M_{ss} + 3M_{sfm}; L_q = l_{fs} + 3M_{ss} - 3M_{sfm}; M_d = \sqrt{3}M_{sf}$$

Le modèle de la MSDE obtenu dans le référentiel de Park est similaire au modèle de la machine synchrone triphasée classique.

I.6. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons modélisé la machine synchrone à double étoile dont la complexité a été réduite en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. Nous avons tout d'abord présenté le modèle de la MSDE dans différentes bases. Ensuite, après comparaison des différentes méthodes de modélisation, nous avons modélisé la MSDE dans le repère (d,q) . En effet, le choix de cette base est caractérisé par une méthode simple de modélisation, l'utilisation de la transformation de Park permet de réduire le système d'états électrique de la MSDE et d'éliminer la complexité du modèle. Ce modèle permis de mettre en évidence le fort couplage entre les variables internes de la MSDE. L'utilisation des algorithmes de découplages spécifiques est donc indispensable.

Chapitre II

Alimentation de la MSDE à base des onduleurs multiniveaux à diodes flottantes

II.1. Introduction

Les variateurs de vitesse à base des machines multi-étoiles sont équipés par des onduleurs de tension. Ces onduleurs qui ont une fréquence de commutation élevée diminuent considérablement les ondulations de courant et de couple. L'alimentation de la MSDE par un onduleur hexaphasé ou par six onduleurs monophasés autorise l'utilisation de composants de puissance de plus petit calibre en courant et en tension. Cette solution est plus complexe au niveau de la commande par rapport à l'utilisation de deux onduleurs triphasés indépendants. Cette dernière configuration a des avantages d'une segmentation de l'alimentation [7].

Les structures de conversion statique qui composent principalement les applications de l'électronique de puissance deviennent de plus en plus puissantes, la technologie a dû s'adapter à cette croissance de la puissance à convertir. Cette croissance a été permise grâce à l'évolution des technologies des composants semi-conducteurs [20]. L'évolution des calibres en tension et courant ainsi que l'amélioration des performances de ces composants a permis d'utiliser une électronique de puissance plus performante pour des applications de plus grande puissance. Néanmoins, les performances des composants actuels ne permettent pas d'avoir une conversion optimale de l'énergie électrique [3]. En effet, l'augmentation de la tension est souvent employée pour améliorer les rendements. Or l'utilisation de composants avec des calibres en tension importants n'améliore pas le rendement global de l'installation, voire le détériore car ces composants sont globalement moins performants que des composants de calibres en tension moins élevés et produisent donc plus de pertes.

Pour résoudre ce problème, des nouvelles structures multiniveaux ont été développées. Ces structures sont appelées ainsi car elles possèdent en sortie plus de deux niveaux de tension [30]. Créées dans un premier temps pour pouvoir à la fois mettre plusieurs interrupteurs en série et assurer correctement la tenue en tension aux bornes de ceux-ci, par la suite, ces onduleurs ont montré des propriétés intéressantes en termes des formes d'ondes en sortie [31]. En plus de permettre d'obtenir une tension de service plus élevée, l'adoption d'un onduleur multiniveaux présente d'autres avantages par rapport à la topologie biniveaux conventionnelle : amélioration de la forme de tension de sortie, réduction des ondulations du courant de phase, réduction des contraintes appliquées aux interrupteurs.

L'objectif de ce chapitre est de réduire les ondulations du courant de phase et d'améliorer la forme de la tension d'alimentation de la MSDE en utilisant les onduleurs de tension multiniveaux.

II.2. Topologies des onduleurs multiniveaux

Alors, à présent, les topologies des onduleurs multiniveaux les plus développées et utilisées sont trois.

II.2.1. Onduleurs en cascade

La structure de l'onduleur en cascade est présentée à la figure (II.1). Elle consiste à mettre en cascade, pour chaque phase, plusieurs onduleurs monophasés à deux niveaux, alimentés par des sources continues séparées. L'inconvénient de cette topologie est la nécessité d'isolation des sources continues des trois phases, ainsi que le nombre élevé des composants utilisés [32].

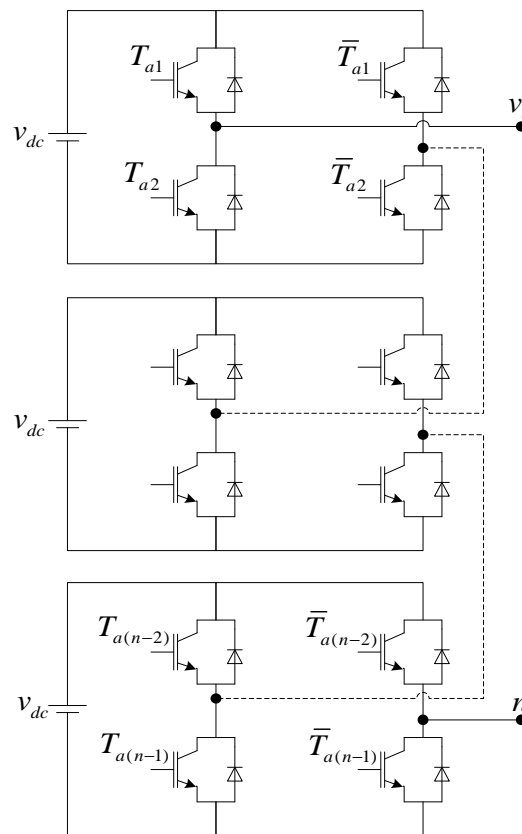


Figure (II.1): Onduleur multiniveaux en cascade.

II.2.2. Onduleurs à capacités flottantes

La topologie d'un onduleur multiniveaux à capacités flottantes est présentée à la figure (II.2). Les interrupteurs de chaque phase sont reliés par des condensateurs pour pouvoir appliquer différents niveaux de tension à la sortie. Cet onduleur a l'avantage d'utiliser un nombre plus réduit des composants. En plus, il présente le risque d'avoir une résonance parasite entre les différentes capacités [33].

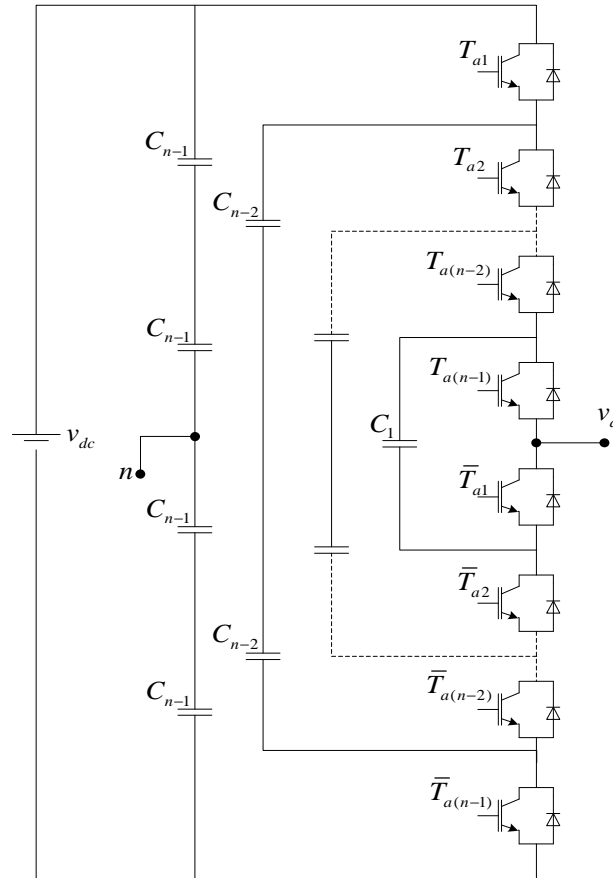


Figure (II.2): Onduleur multiniveaux à capacités flottantes.

II.2.3. Onduleur à diodes flottantes

L'onduleur à diodes flottante est plus connu par son nom en anglais Diode-Clamped Inverter (DCI). Cet onduleur a été aussi appelé onduleur clampé par le neutre (Neutral Point Clamped, NPC, en anglais), lorsqu'il était utilisé par la première fois dans la topologie à trois niveaux, dans laquelle le niveau de tension du point milieu était le point neutre [9]. La structure de ce type d'onduleurs est présentée sur la figure (II.3). Dans cette structure, on associe à chaque phase des diodes appelées diodes flottantes, qui sert à appliquer les différents niveaux de tension de la source continue.

Le principal avantage réside dans une réduction considérable des pertes de commutation et de sa capacité à contrôler le contenu harmonique [31]. Les points négatifs sont le grand nombre de diodes flottantes requis et la difficulté de maintenir l'équilibre des tensions aux bornes des condensateurs.

Actuellement l'onduleur à diodes flottantes est celui qui attire le plus d'attention, vu la simplicité de sa structure par rapport aux onduleurs à capacités flottantes et en cascade. En effet par rapport à l'onduleur à capacités flottantes on n'a pas besoin d'utiliser des capacités pour chaque phase, ce qui élimine les risques des résonances parasites [10]. Par rapport à l'onduleur en cascade on n'a pas besoin des sources continues isolées.

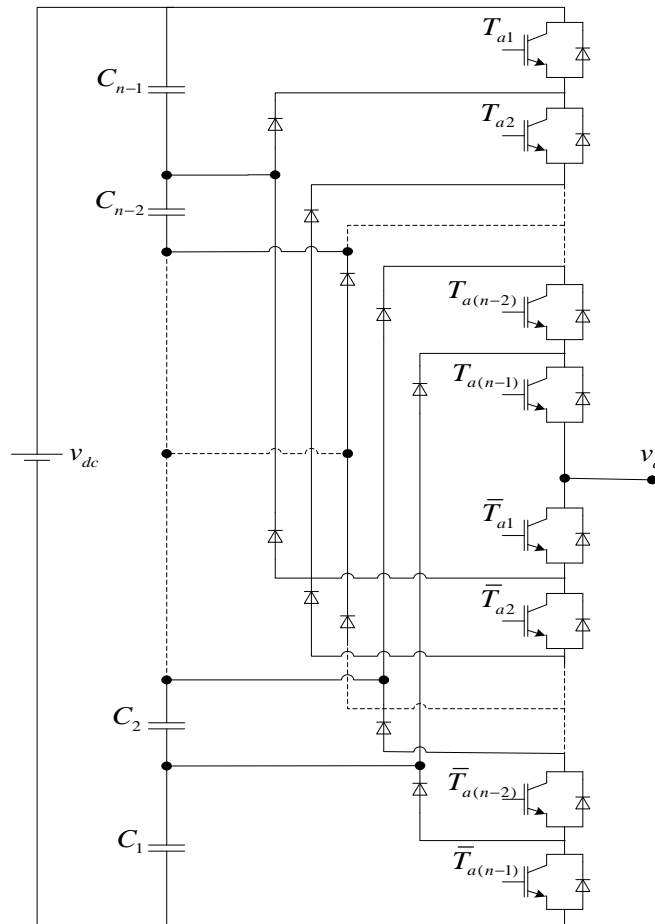


Figure (II.3): Onduleur multiniveaux à diodes flottantes.

II.3. Types des commandes des onduleurs multiniveaux

La forme de la tension de sortie dépend également de la méthode utilisée pour la commande de l'onduleur. Généralement on utilise des commandes par modulation de largeurs d'impulsions (MLI). On rencontre plusieurs stratégies de ce type de commande, telles que la modulation triangulo-sinusoïdale, la modulation par hystérésis, et la modulation vectorielle.

II.3.1. MLI sinusoïdale

La technique de commande par MLI sinusoïdale résout le problème de la maîtrise de la fréquence de commutation en fonctionnant avec une fréquence fixe facile à filtrer en aval de l'onduleur. Cette technique de commande est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse [7]. Cette technique est caractérisée par les deux paramètres suivants :

- 1- L'indice de modulation (m) égal au rapport de la fréquence de modulation (f_p) sur la fréquence de référence (f), ($m = f_p/f$),
- 2- Le coefficient de réglage en tension (r) égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence (v_{ref}) à la valeur crête de l'onde de modulation (v_{pm}), ($r = v_{ref}/v_{pm}$).

II.3.2. MLI par hystérésis de courant

Le principe de contrôle des courants par hystérésis consiste à maintenir chacun des courants générés dans une bande enveloppant les courants de référence. Chaque violation de cette bande donne un ordre de commutation, de manière à rester à l'intérieur de la bande [34].

L'avantage principal de cette méthode est la simplicité de mise en œuvre, tandis que la fréquence de commutation variable qu'on ne peut pas maîtriser correctement peut être son majeur inconvénient. Cette fréquence variable rend le filtrage à la sortie difficile. Afin de résoudre ce problème de la maîtrise des fréquences de commutation et de sa répercussion sur les interrupteurs, une autre stratégie de commande peut être proposée, à savoir la commande par hystérésis modulée. Mais dans cette stratégie de commande, il est difficile de définir la largeur de la bande de l'hystérésis. De plus, le fonctionnement avec une fréquence de commutation quasi fixe nous empêche de conserver l'avantage d'une rapidité illimitée obtenue par la commande par hystérésis.

II.3.3. MLI vectorielle

Le concept de la MLI vectorielle, couramment désigné par (*Space Vector Modulation SVM*), consiste à traiter les signaux directement dans le plan biphasé α - β , en supposant que l'analyse se situe dans le cadre d'une commande numérique et qu'un algorithme de régulation a déjà déterminé les composantes du vecteur de référence. Cependant, l'onduleur ne peut fournir de façon exacte et instantanée que les vecteurs de tensions distribués sur le diagramme vectoriel.

La modulation vectorielle est reconnue comme étant la plus performante et la plus utilisée. L'algorithme de cette modulation devient de plus en plus compliqué lors de son application sur les onduleurs multiniveaux. Cette technique présente les avantages suivants par rapport au reste des techniques de modulation [35] :

- Cette technique de modulation est valable pour tous les types des onduleurs multiniveaux,
- Elle contrôle directement les trois phases de l'onduleur,
- Elle peut augmenter la valeur maximale de la tension de sortie de l'onduleur avec un taux de distorsion harmonique réduit par rapport à ceux obtenus par la méthode MLI sinusoïdale,
- Une bonne utilisation de la tension du bus continu est atteinte car le troisième harmonique est introduit implicitement,
- Le courant de sortie a une ondulation très réduite,
- Les vecteurs redondants fournissent un degré de liberté additionnel. Ceci permet l'incorporation des fonctions complémentaires comme par exemple l'équilibrage de la tension du bus continu, la minimisation des pertes, et la réduction d'harmoniques,
- L'implantation physique est relativement simple avec un processeur de signaux numériques.

II.4. Modélisation de l'alimentation de la MSDE

La MSDE exige deux onduleurs de tension. Selon que les deux onduleurs partagent la même source continue ou non, on distingue deux topologies d'alimentation.

La figure (II.4) représente la structure de l'alimentation adoptée dans ce travail. Il s'agit de deux DCI connectés à la même source continue. Par la suite, on admet que les deux onduleurs alimentent deux charges triphasées équilibrées identiques.

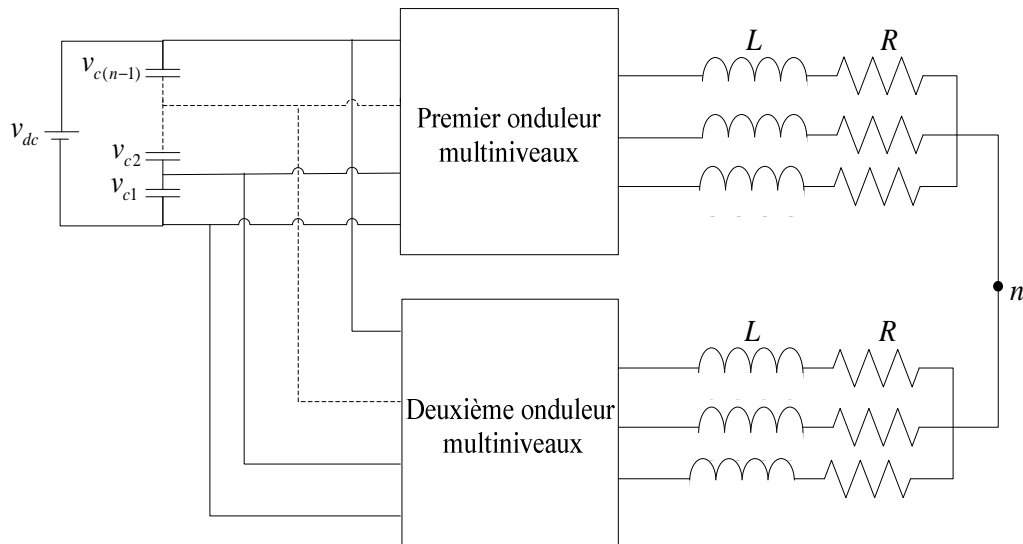


Figure (II.4): Schéma synoptique de deux onduleurs multiniveaux alimentant une MSDE.

II.5. Cas d'une alimentation à base de deux onduleurs DCI à trois niveaux

La figure (II.5) représente la structure de l'onduleur à diodes flottantes à trois niveaux introduite par A. Nabae et H. Akagi en 1981 [36].

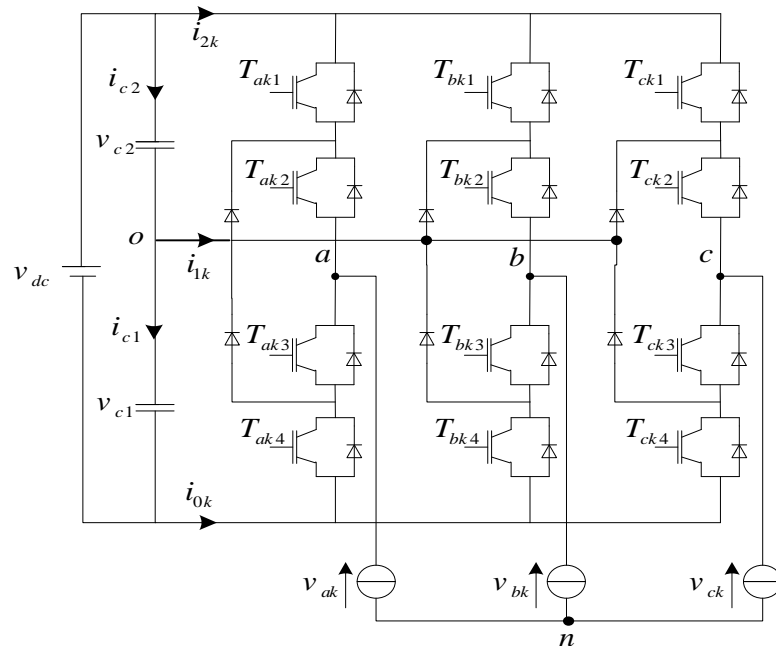


Figure (II.5): Onduleur triphasé à trois niveaux à diodes flottantes ($k=1$ désigne le premier onduleur et $k=2$ désigne le deuxième onduleur).

Cette dernière se compose de trois bras symétriques constitués chacun de quatre interrupteurs totalement commandables. Ces interrupteurs ne doivent pas être ouverts ou fermés simultanément, afin d'éviter le court-circuit de la source continue à l'entrée de l'onduleur, ou l'ouverture du circuit inductif de sa charge. Chaque interrupteur est composé d'un transistor en antiparallèle avec une diode. Les diodes flottantes assurent l'application des différents niveaux de tension à la sortie de chaque bras. La tension d'entrée continue est divisée en deux parties égales en utilisant deux condensateurs permettant de créer un ensemble d'un point milieu capacitifs [37]. L'ensemble des condensateurs correspondants à la valeur total du bus continu v_{dc} . Chaque condensateur doit être dimensionné pour une tension égale à $v_{dc}/2$.

II.5.1. Fonctions de commutation

La fonction de commutation de chaque interrupteur T_{xki} ($k=1, 2, i= 1... 4, x= a, b$ et c), est définie de la manière suivante :

$$F_{xki} = \begin{cases} 1 & \text{si } T_{xki} \text{ est Fermé} \\ 0 & \text{si } T_{xki} \text{ est Ouvert} \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Les commandes des interrupteurs des demi-bras inférieurs sont complémentaires à celles des demi-bras supérieurs :

$$F_{xki} = 1 - F_{xk(i-2)} \quad (\text{II.2})$$

II.5.2. Etats des bras de l'onduleur

Chaque bras de l'onduleur peut avoir un des trois états possibles suivants :

- **Etat 2** : Les deux interrupteurs du demi-bras supérieur T_{xk1} et T_{xk2} sont fermés, tandis que les deux interrupteurs du demi-bras inférieur T_{xk3} et T_{xk4} sont ouverts. La tension de sortie du bras par rapport au point o est alors v_{c2} .
- **Etat 1** : Les deux interrupteurs T_{xk2} et T_{xk3} sont fermés, tandis que les deux interrupteurs T_{xk1} et T_{xk4} sont ouverts. La tension de sortie du bras par rapport au point o est 0 .
- **Etat 0** : Les deux interrupteurs du demi-bras inférieur T_{xk3} et T_{xk4} sont fermés, tandis que les quatre interrupteurs du demi-bras supérieur T_{xk1}, T_{xk2} sont ouverts. La tension de sortie du bras par rapport au point o est alors $-v_{c1}$.

Le tableau (II.1) résume les séquences de commutation de l'onduleur à trois niveaux.

Tableau (II.1): Etats d'un bras de l'onduleur à trois niveaux.

Etats de commutation	Etat des interrupteurs d'un bras				Tension de sortie v_{xko}
	T_{xk1}	T_{xk2}	T_{xk3}	T_{xk4}	
2	1	1	0	0	v_{c2}
1	0	1	1	0	0
0	0	0	1	1	$-v_{c1}$

II.5.3. Tension de sortie

On définit pour chaque bras trois fonctions de connexions :

$$\begin{cases} F_{c1xk} = F_{1xk} F_{2xk} \\ F_{c2xk} = F_{2xk} F_{3xk} \\ F_{c3xk} = F_{3xk} F_{4xk} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

Les tensions de sortie par rapport au point neutre de la source continue sont exprimées par :

$$\begin{pmatrix} v_{aok} \\ v_{bok} \\ v_{cok} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_{c1ak} & F_{c2ak} & F_{c3ak} \\ F_{c1bk} & F_{c2bk} & F_{c3bk} \\ F_{c1ck} & F_{c2ck} & F_{c3ck} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{c2} \\ 0 \\ -v_{c1} \end{pmatrix} \quad (\text{II.4})$$

Les tensions composées entre les phases de la charge sont :

$$\begin{pmatrix} v_{abk} \\ v_{bck} \\ v_{cak} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{aok} - v_{bok} \\ v_{bok} - v_{cok} \\ v_{cok} - v_{aok} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_{c1ak} - F_{c1bk} & F_{c2ak} - F_{c2bk} & F_{c3ak} - F_{c3bk} \\ F_{c1bk} - F_{c1ck} & F_{c2bk} - F_{c2ck} & F_{c3bk} - F_{c3ck} \\ F_{c1ck} - F_{c1ak} & F_{c2ck} - F_{c2ak} & F_{c3ck} - F_{c3ak} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{c2} \\ 0 \\ -v_{c1} \end{pmatrix} \quad (\text{II.5})$$

Les tensions de sortie par rapport au point neutre de la charge sont exprimées par :

$$\begin{pmatrix} v_{ak} \\ v_{bk} \\ v_{ck} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} v_{abk} - v_{cak} \\ v_{bck} - v_{abk} \\ v_{cak} - v_{bck} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2F_{c1ak} - F_{c1bk} - F_{c1ck} & 2F_{c2ak} - F_{c2bk} - F_{c2ck} & 2F_{c3ak} - F_{c3bk} - F_{c3ck} \\ 2F_{c1bk} - F_{c1ck} - F_{c1ak} & 2F_{c2bk} - F_{c2ck} - F_{c2ak} & 2F_{c3bk} - F_{c3ck} - F_{c3ak} \\ 2F_{c1ck} - F_{c1ak} - F_{c1bk} & 2F_{c2ck} - F_{c2ak} - F_{c2bk} & 2F_{c3ck} - F_{c3ak} - F_{c3bk} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{c2} \\ 0 \\ -v_{c1} \end{pmatrix} \quad (\text{II.6})$$

Les courants d'entrée de l'onduleur sont exprimés en fonction des courants de charge i_{ak} , i_{bk} et i_{ck} par :

$$\begin{cases} i_{2k} = F_{ak2} i_{ak} + F_{bk2} i_{bk} + F_{ck2} i_{ck} \\ i_{1k} = F_{ak1} i_{ak} + F_{bk1} i_{bk} + F_{ck1} i_{ck} \\ i_{0k} = F_{ak0} i_{ak} + F_{bk0} i_{bk} + F_{ck0} i_{ck} \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

II.5.4. Vecteur tension de sortie et diagramme vectoriel

L'onduleur à trois niveaux possède 27 états, identifiés par la combinaison des états des trois bras. Ces vecteurs peuvent prendre plusieurs positions dans le repère α - β distribuées sur deux hexagones, centré à l'origine. Les positions discrètes du vecteur tension v_{refk} divise le diagramme vectoriel en six secteurs triangulaires. Chaque secteur est composé de quatre régions triangulaires, donnant ainsi dans la totalité du diagramme vectoriel à 24 régions, les sommets de ces secteurs triangulaires étant l'origine du diagramme vectoriel.

Le vecteur tension de sortie est défini par :

$$\bar{v}_{refk} = v_{refaok} e^{j0} + v_{refbok} e^{-j2\pi/3} + v_{refcok} e^{-j4\pi/3} \quad (\text{II.8})$$

Le passage du plan triphasé au plan biphasé stationnaire α - β est réalisé à l'aide de la transformation donné par l'équation (I.11).

Le diagramme vectoriel de l'onduleur à trois niveaux est représenté par la figure (II.6).

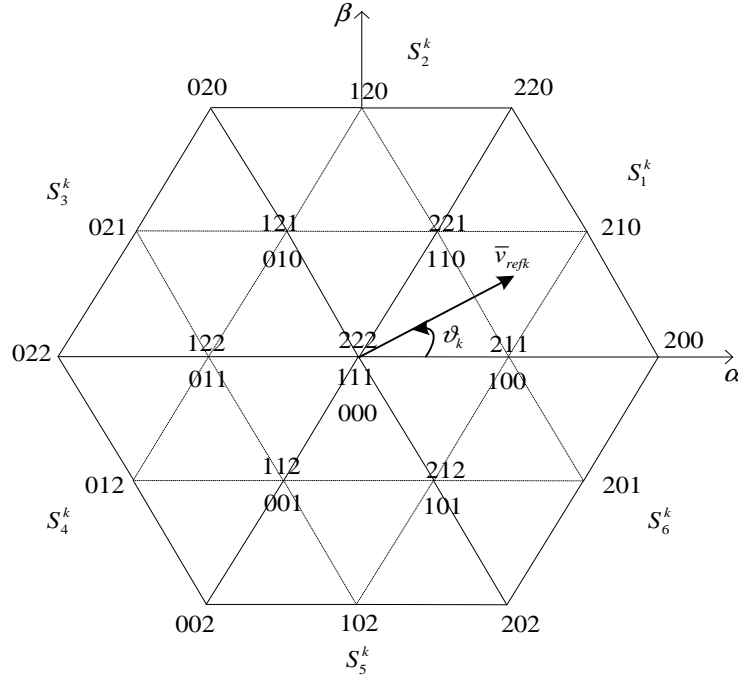


Figure (II.6): Diagramme vectoriel de l'onduleur à trois niveaux.

II.5.5. SVM de l'onduleur à trois niveaux à diodes flottantes

La modélisation de l'onduleur de tension à trois niveaux a montré que pour les différentes combinaisons de commande, l'onduleur peut générer seulement 27 vecteurs de tension dans le plan (α, β) , dont trois sont nuls. On ne peut réaliser une tension quelconque qu'en valeur moyenne et sur une période de hachage T_s . Il faut donc appliquer des vecteurs de tension réalisables pendant des durées adéquates sur cet intervalle T_s . Afin de minimiser les ondulations de tensions, et par voie de conséquence les harmoniques, on admet qu'il faut réaliser (v_{refak}, v_{refbk}) avec les deux vecteurs de tension les plus proches [37].

Dans le repère stationnaire α - β , le vecteur v_{refk} s'écrit :

$$\bar{v}_{refk} = v_{refak} + jv_{refbk} = v_{refk} e^{j\vartheta_k} \quad (\text{II.9})$$

Avec :

v_{refak}, v_{refbk} : Composantes du vecteur \bar{v}_{refk} dans le plan α - β ,

v_{refk} : Module de vecteur \bar{v}_{refk} ,

ϑ_k : Position angulaire du vecteur \bar{v}_{refk} .

Le vecteur \bar{v}_{refk} tourne dans le plan α - β avec une vitesse angulaire égale à la pulsation des tensions v_{refak} , v_{refbk} , et v_{refck} . Sur le diagramme de la figure (II.6), le vecteur de référence est repéré par sa position arbitraire ϑ_k .

II.5.5.1. Détermination de la localisation du vecteur tension de référence

La localisation du vecteur tension de référence est déterminée en deux étapes [38] :

- La première étape détermine le numéro de secteur où le vecteur se trouve,
- La deuxième étape détermine le triangle dans lequel le vecteur se situe.

Première étape : Détermination du secteur

Le module du vecteur tension de référence et sa position sont donnés par :

$$\begin{cases} v_{refk} = \sqrt{v_{ref\alpha k}^2 + v_{ref\beta k}^2} \\ \vartheta_k = \tan^{-1} \left(\frac{v_{ref\beta k}}{v_{ref\alpha k}} \right) \end{cases} \tag{II.10}$$

Les numéros des secteurs sont donnés par l'équation suivante :

$$S_k^i = S_k^1, \dots, S_k^6 \tag{II.11}$$

Deuxième étape : Identification du triangle

La figure (II.7) représente les différentes régions triangulaires de l'onduleur à trois niveaux.

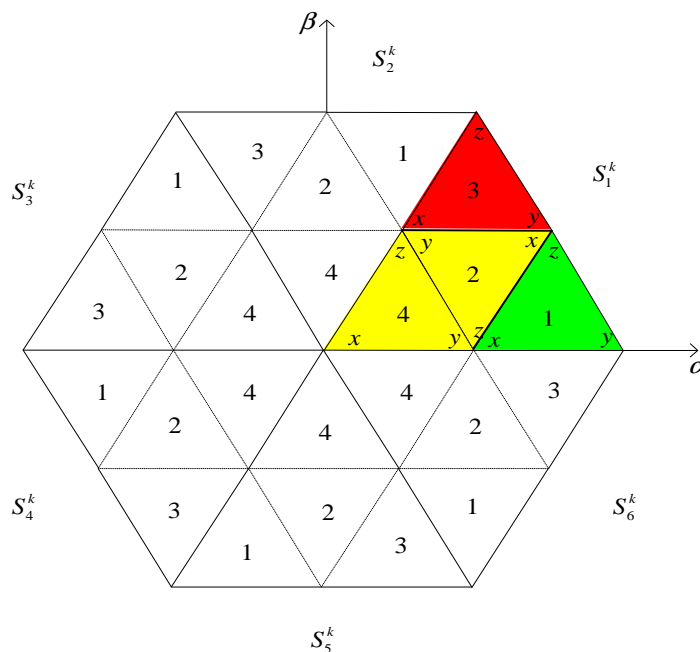


Figure (II.7): Régions triangulaires de l'onduleur à trois niveaux.

Le vecteur de référence est projeté sur les deux axes faisant 60° entre eux [17]. Les composantes projetées sont normalisées par l'équation (II.12) :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ref\ 1k}^{S_k^1} = \frac{v_{refk} \cos(\vartheta_k) - \frac{v_{refk}}{\sqrt{3}} \sin(\vartheta_k)}{\sqrt{\frac{2}{3}} \frac{v_{dc}}{2}} \\ v_{ref\ 2k}^{S_k^1} = \frac{\frac{2}{\sqrt{3}} v_{refk} \sin(\vartheta_k)}{\sqrt{\frac{2}{3}} \frac{v_{dc}}{2}} \end{array} \right. \quad (\text{II.12})$$

Le taux de modulation M_k est donné par :

$$M_k = \frac{v_{refk}}{v_{dc} \sqrt{2/3}} \quad (\text{II.13})$$

Dans chaque secteur S_k^i , les composantes $v_{ref\ 1k}^{S_k^i}$ et $v_{ref\ 2k}^{S_k^i}$ sont données par :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ref\ 1k}^{S_k^i} = 2M_k \left(\cos(\vartheta_k - (S_k^i - 1)\frac{\pi}{3}) - \frac{1}{\sqrt{3}} \sin(\vartheta_k - (S_k^i - 1)\frac{\pi}{3}) \right) \\ v_{ref\ 2k}^{S_k^i} = 2M_k \left(\frac{2}{\sqrt{3}} \sin(\vartheta_k - (S_k^i - 1)\frac{\pi}{3}) \right) \end{array} \right. \quad (\text{II.14})$$

La figure (II.8) représente la projection de v_{refk} dans le premier secteur :

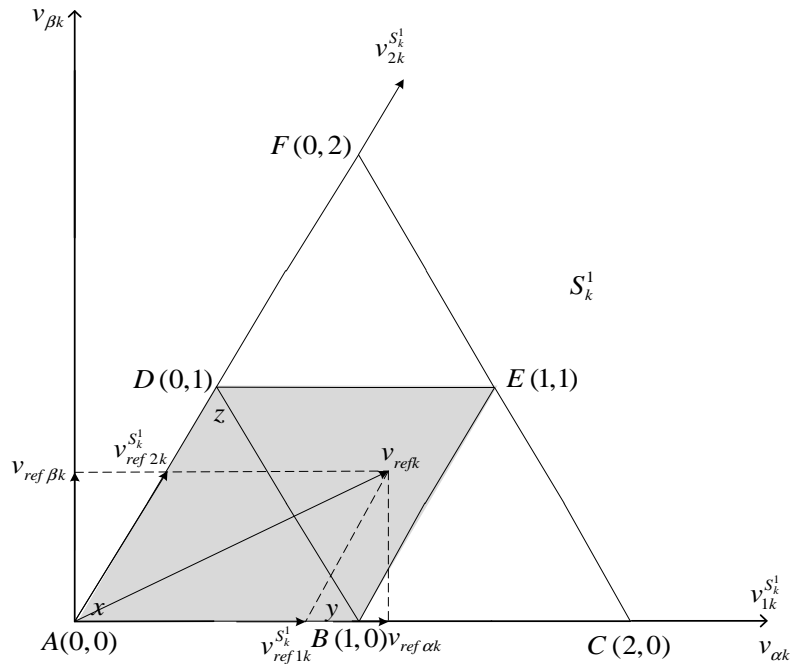


Figure (II.8): Diagramme vectoriel de l'onduleur à trois niveaux dans le premier secteur.

Afin de déterminer le numéro du triangle dans un secteur S_k^i , les deux entiers suivants sont à définir :

$$\begin{cases} l_{1k}^{S_k^i} = \text{int}(v_{ref\ 1k}^{S_k^i}) \\ l_{2k}^{S_k^i} = \text{int}(v_{ref\ 2k}^{S_k^i}) \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

Où, *int* est une fonction qui donne la partie entière d'un nombre réel donné.

Dans un repère formé par les deux vecteurs $v_{ref\ 1k}^{S_k^i}$ et $v_{ref\ 2k}^{S_k^i}$ les coordonnées des sommets A , B , D et E sont données par :

$$\begin{cases} \left(v_{A_1}^{\Delta_{q_k}^{S_k^i}}, v_{A_2}^{\Delta_{q_k}^{S_k^i}} \right) = \left(l_{1k}^{S_k^i}, l_{2k}^{S_k^i} \right) \\ \left(v_{B_1}^{\Delta_{q_k}^{S_k^i}}, v_{B_2}^{\Delta_{q_k}^{S_k^i}} \right) = \left(l_{1k}^{S_k^i} + 1, l_{2k}^{S_k^i} \right) \\ \left(v_{D_1}^{\Delta_{q_k}^{S_k^i}}, v_{D_2}^{\Delta_{q_k}^{S_k^i}} \right) = \left(l_{1k}^{S_k^i}, l_{2k}^{S_k^i} + 1 \right) \\ \left(v_{E_1}^{\Delta_{q_k}^{S_k^i}}, v_{E_2}^{\Delta_{q_k}^{S_k^i}} \right) = \left(l_{1k}^{S_k^i} + 1, l_{2k}^{S_k^i} + 1 \right) \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

Les coordonnées des différents sommets pour le secteur S_k^1 sont données par le tableau (II.2).

Tableau (II.2): Coordonnées des sommets des triangles pour le premier secteur de l'onduleur à trois niveaux.

Sommet	Coordonnées	Sommet	Coordonnées
A	$(v_{A_1}^{\Delta_{q_k}^{S_k^i}}, v_{A_2}^{\Delta_{q_k}^{S_k^i}}) = (0, 0)$	D	$(v_{D_1}^{\Delta_{q_k}^{S_k^i}}, v_{D_2}^{\Delta_{q_k}^{S_k^i}}) = (0, 1)$
B	$(v_{B_1}^{\Delta_{q_k}^{S_k^i}}, v_{B_2}^{\Delta_{q_k}^{S_k^i}}) = (1, 0)$	E	$(v_{E_1}^{\Delta_{q_k}^{S_k^i}}, v_{E_2}^{\Delta_{q_k}^{S_k^i}}) = (1, 1)$
C	$(v_{C_1}^{\Delta_{q_k}^{S_k^i}}, v_{C_2}^{\Delta_{q_k}^{S_k^i}}) = (2, 0)$	F	$(v_{F_1}^{\Delta_{q_k}^{S_k^i}}, v_{F_2}^{\Delta_{q_k}^{S_k^i}}) = (0, 2)$

A partir de l'équation (II.16), si le vecteur de référence se situe dans le parallélogramme constitué par les sommets A , B , E et D , comme le montre la figure (II.8), les deux entiers $l_{1k}^{S_k^i}$ et $l_{2k}^{S_k^i}$ doivent vérifier la condition suivante :

$$\begin{cases} l_{1k}^{S_k^i} = 0 \\ l_{2k}^{S_k^i} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

Pour savoir si le vecteur de référence est situé dans le triangle formé par les sommets A , B et D ou dans celui formé par les sommets B , E et D , les deux conditions suivantes sont à vérifier :

v_{refk} est dans le triangle numéro 4 (ABD) si :

$$v_{ref1k}^{S_k^i} + v_{ref2k}^{S_k^i} < l_{1k}^{S_k^i} + l_{2k}^{S_k^i} + 1 \quad (\text{II.18})$$

v_{refk} est dans le triangle numéro 2 (BED) si :

$$v_{ref1k}^{S_k^i} + v_{ref2k}^{S_k^i} \geq l_{1k}^{S_k^i} + l_{2k}^{S_k^i} + 1 \quad (\text{II.19})$$

Le tableau (II.3) montre l'identification des autres triangles formant un secteur donné S_k^i .

Tableau (II.3): Identification des différents triangles du secteur S_k^i de l'onduleur à trois niveaux.

$l_{1k}^{S_k^i}$	$l_{2k}^{S_k^i}$	$\Delta_q^{S_k^i} (q \in \{1, \dots, 4\})$
0	0	$\Delta_4^{S_k^i}$ Si ($v_{ref1k}^{S_k^i} + v_{ref2k}^{S_k^i} < 1$)
		$\Delta_2^{S_k^i}$ Si ($v_{ref1k}^{S_k^i} + v_{ref2k}^{S_k^i} \geq 1$)
1	0	$\Delta_1^{S_k^i}$
0	1	$\Delta_3^{S_k^i}$

II.5.5.2. Calcul des temps d'application

Si le vecteur de référence se trouve dans le triangle 4 il peut être alors reconstitué à partir des trois vecteurs adjacents $v_x^{\Delta_4^{S_k^i}}$, $v_y^{\Delta_4^{S_k^i}}$ et $v_z^{\Delta_4^{S_k^i}}$ en utilisant la relation suivante :

$$\frac{1}{T_s} \int_t^{t+T} v_{refk} dt = \frac{1}{T_s} \left(\int_t^{t+t_x^{\Delta_4^{S_k^i}}} v_x^{\Delta_4^{S_k^i}} dt + \int_{t+t_x^{\Delta_4^{S_k^i}}}^{t+t_x^{\Delta_4^{S_k^i}}+t_y^{\Delta_4^{S_k^i}}} v_y^{\Delta_4^{S_k^i}} dt + \int_{t+t_x^{\Delta_4^{S_k^i}}+t_y^{\Delta_4^{S_k^i}}}^{t+T_s} v_z^{\Delta_4^{S_k^i}} dt \right) \quad (\text{II.20})$$

Pour une période de commutation T_s très faible on peut admettre que la référence est constante ce qui conduit à :

$$\begin{cases} v_x^{\Delta_4^{S_k^i}} t_x^{\Delta_4^{S_k^i}} + v_y^{\Delta_4^{S_k^i}} t_y^{\Delta_4^{S_k^i}} + v_z^{\Delta_4^{S_k^i}} t_z^{\Delta_4^{S_k^i}} = v_{refk} T_s \\ t_x^{\Delta_4^{S_k^i}} + t_y^{\Delta_4^{S_k^i}} + t_z^{\Delta_4^{S_k^i}} = T_s \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

La projection de (II.21) dans le repère formé par les deux axes faisant 60° entre eux, conduit à

$$\begin{cases} v_{x1}^{\Delta_4^{S_k^i}} t_x^{\Delta_4^{S_k^i}} + v_{y1}^{\Delta_4^{S_k^i}} t_y^{\Delta_4^{S_k^i}} + v_{z1}^{\Delta_4^{S_k^i}} t_z^{\Delta_4^{S_k^i}} = v_{ref1k} T_s \\ v_{x2}^{\Delta_4^{S_k^i}} t_x^{\Delta_4^{S_k^i}} + v_{y2}^{\Delta_4^{S_k^i}} t_y^{\Delta_4^{S_k^i}} + v_{z2}^{\Delta_4^{S_k^i}} t_z^{\Delta_4^{S_k^i}} = v_{ref2k} T_s \\ t_x^{\Delta_4^{S_k^i}} + t_y^{\Delta_4^{S_k^i}} + t_z^{\Delta_4^{S_k^i}} = T_s \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

Le calcul de : $t_x^{\Delta_4^{S_k^i}}$, $t_y^{\Delta_4^{S_k^i}}$, et $t_z^{\Delta_4^{S_k^i}}$ nécessite la substitution des coordonnées des vecteurs $v_x^{\Delta_4^{S_k^i}}$, $v_y^{\Delta_4^{S_k^i}}$, et $v_z^{\Delta_4^{S_k^i}}$ données par (II.16) dans (II.22). Dans le cas où les sommets x, y, z correspondant A, B, D , respectivement, les temps d'application sont calculés par :

$$\begin{cases} t_y^{\Delta_4^{S_k^i}} = (v_{ref\ 1k}^{S_k^i} - l_{1k}^{S_k^i}) T_s \\ t_z^{\Delta_4^{S_k^i}} = (v_{ref\ 2k}^{S_k^i} - l_{2k}^{S_k^i}) T_s \\ t_x^{\Delta_4^{S_k^i}} = T_s - (t_y^{\Delta_4^{S_k^i}} - t_z^{\Delta_4^{S_k^i}}) \end{cases} \quad (II.23)$$

Les expressions analytiques des temps d'application pour les différents triangles sont résumées dans le tableau (II.4). Ces expressions sont valables quelque soit le secteur contenant le vecteur de référence.

Tableau (II.4): Temps d'application des vecteurs adjacents dans les différents triangles du secteur S_k^i .

Numéro du triangle $\Delta_q^{S_k^i}(x, y, z)$	Temps d'application		
	$t_x^{\Delta_q^{S_k^i}}$	$t_y^{\Delta_q^{S_k^i}}$	$t_z^{\Delta_q^{S_k^i}}$
$\Delta_1^{S_k^i} = (B, C, E)$	$T_s - t_y^{\Delta_q^{S_k^i}} - t_z^{\Delta_q^{S_k^i}}$	$(v_{ref\ 1k}^{S_k^i} - 1) T_s$	$v_{ref\ 2k}^{S_k^i} T_s$
$\Delta_2^{S_k^i} = (E, D, B)$		$(1 - v_{ref\ 1k}^{S_k^i}) T_s$	$(1 - v_{ref\ 2k}^{S_k^i}) T_s$
$\Delta_3^{S_k^i} = (D, E, F)$		$v_{ref\ 2k}^{S_k^i} T_s$	$(v_{ref\ 2k}^{S_k^i} - 1) T_s$
$\Delta_4^{S_k^i} = (A, B, D)$		$v_{ref\ 1k}^{S_k^i} T_s$	$v_{ref\ 2k}^{S_k^i} T_s$

II.5.5.3. Génération des impulsions

Pendant chaque période de commutation T_s et dans chaque triangle du diagramme vectoriel, les vecteurs $v_x^{\Delta_q^{S_k^i}}$, $v_y^{\Delta_q^{S_k^i}}$, et $v_z^{\Delta_q^{S_k^i}}$ seront appliqués durant les temps d'application $t_x^{\Delta_q^{S_k^i}}$, $t_y^{\Delta_q^{S_k^i}}$, et $t_z^{\Delta_q^{S_k^i}}$ respectivement. La séquence des états et le choix entre les redondances de chaque état peuvent être effectués selon le critère de minimisation des harmoniques et des pertes.

Les séquences des états x, y et z qui vérifient les exigences du premier critère consiste à :

- Appliquer les trois états dans un ordre donné durant la demi-période, puis dans l'ordre inverse,
- Diviser le temps approprié à chaque état sur toutes les redondances,
- Utiliser le même état au début et à la fin de la période de commutation.

Finalement on résume l'algorithme de la modulation vectorielle de l'onduleur multiniveaux comme suit :

- A partir des tensions de référence v_{arefk} , v_{brefk} et v_{crefk} , on calcule ses composantes v_{arefk} et v_{brefk} du vecteur tension de référence v_{refk} , ainsi que l'angle ϑ_k et le taux de modulation M_k ,
- A partir de ϑ_k on déduit le numéro du secteur S_k^i ,
- Le taux de modulation M_k , l'angle ϑ_k et le numéro du secteur S_k^i sont utilisés pour calculer les deux composantes $v_{ref1k}^{S_k^i}$ et $v_{ref2k}^{S_k^i}$ des axes de 60° ,
- Détermination du triangle du diagramme vectoriel contenant le vecteur de référence v_{refk} ,
- Calcul des temps d'application des vecteurs adjacents,
- Enfin génération des impulsions.

La figure (II.9) indique la forme des impulsions de commande des interrupteurs appartenant aux demi-bras supérieurs, sur une période de commutation T_s dans le triangle 4 du premier secteur. Les impulsions de commande des interrupteurs appartenant aux demi-bras inférieurs sont générées d'une manière complémentaire.

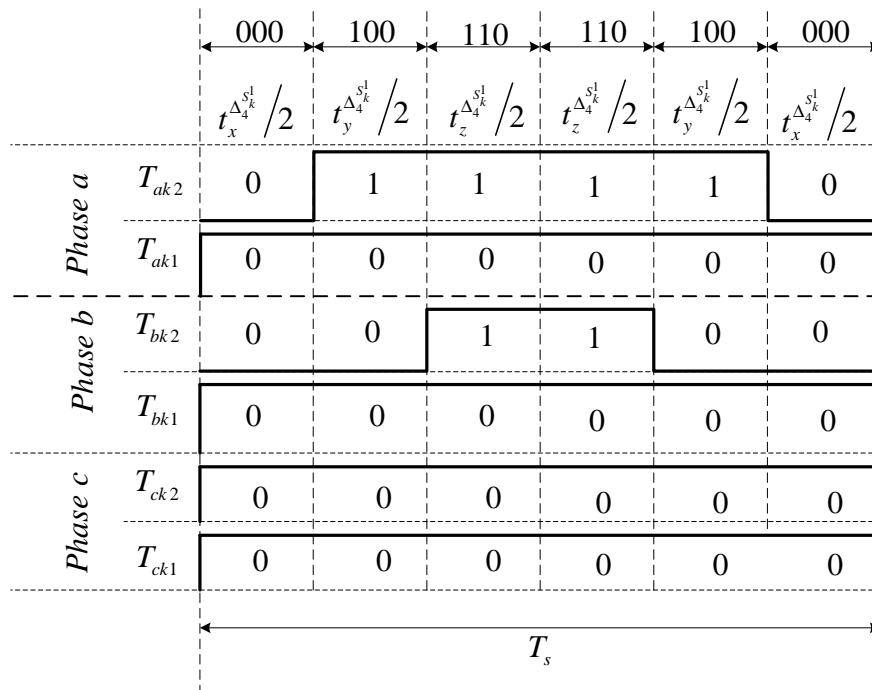


Figure (II.9): Formes des impulsions de commande des interrupteurs des demi-bras supérieurs de l'onduleur à trois niveaux pour la région $\Delta_4^{S_k^1}$.

II.6. Cas d'une alimentation à base de deux onduleurs DCI à cinq niveaux

La figure (II.10) représente la structure de l'onduleur à cinq niveaux, chacun des trois bras de l'onduleur est composé de huit interrupteurs commandés, et six diodes flottantes. Les interrupteurs commandés sont unidirectionnels en tension et bidirectionnels en courant, il s'agit d'associations classiques d'un transistor et d'une diode en antiparallèle. Ces interrupteurs ne doivent pas être ouverts ou fermés simultanément, afin d'éviter le court-circuit de la source continue de l'entrée de l'onduleur, ou l'ouverture du circuit inductif de sa charge. Les diodes

flottantes (six par bras) assurent l'application des différents niveaux de tension à la sortie de chaque bras. La tension d'entrée continue est divisée en quatre parties égales en utilisant quatre condensateurs [12, 20].

Le bus continu d'entrée est composé de quatre capacités (C_1 , C_2 , C_3 et C_4), permettant de créer un ensemble de trois points milieux capacitifs. La tension totale du bus continu vaut v_{dc} ; dans les conditions normales de fonctionnement, celle-ci est uniformément répartie sur les quatre capacités qui possèdent alors une tension $v_{dc}/4$ à leurs bornes.

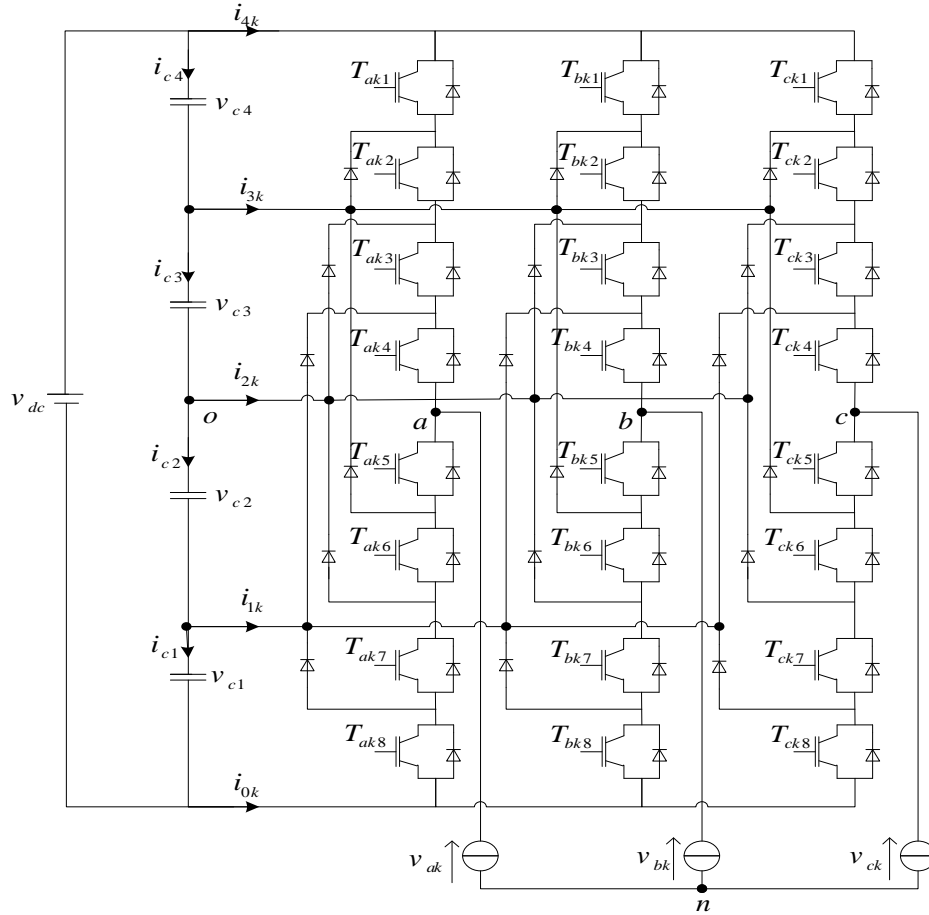


Figure (II.10): Structure de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes ($k=1$ désigne le premier onduleur et $k=2$ désigne le deuxième onduleur).

II.6.1. Fonctions de commutation

Pour chaque interrupteur T_{xki} ($k=1, 2$, $i=1 \dots 8$, $x= a, b$ et c), on définit une fonction de commutation de la manière suivante :

$$F_{xki} = \begin{cases} 1 & \text{si } T_{xki} \text{ est Fermé} \\ 0 & \text{si } T_{xki} \text{ est Ouvert} \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

Les commandes interrupteurs des demi-bras inférieurs sont complémentaires à celles des demi-bras supérieurs :

$$F_{xki} = 1 - F_{xk(i-4)} \quad (\text{II.25})$$

II.6.2. Etats des bras de l'onduleur

Chaque bras de l'onduleur peut avoir un des cinq états possibles suivants :

- **Etat 4** : Les quatre interrupteurs du demi-bras supérieur T_{xk1} , T_{xk2} , T_{xk3} , et T_{xk4} sont fermés, tandis que les quatre interrupteurs du demi-bras inférieur T_{xk5} , T_{xk6} , T_{xk7} , et T_{xk8} sont ouverts. La tension de sortie du bras par rapport au point o est alors $(v_{c3}+v_{c4})$.
- **Etat 3** : Les quatre interrupteurs T_{xk2} , T_{xk3} , T_{xk4} , et T_{xk5} sont fermés, tandis que les quatre interrupteurs T_{xk1} , T_{xk6} , T_{xk7} , et T_{xk8} sont ouverts. La tension de sortie du bras par rapport au point o est alors v_{c3} .
- **Etat 2** : Les quatre interrupteurs T_{xk3} , T_{xk4} , T_{xk5} , et T_{xk6} sont fermés, tandis que les quatre interrupteurs T_{xk1} , T_{xk2} , T_{xk7} , et T_{xk8} sont ouverts. La tension de sortie du bras par rapport au point o est alors 0 .
- **Etat 1** : Les quatre interrupteurs T_{xk4} , T_{xk5} , T_{xk6} , et T_{xk7} sont fermés, tandis que les quatre interrupteurs T_{xk1} , T_{xk2} , T_{xk3} , et T_{xk8} sont ouverts. La tension de sortie du bras par rapport au point o est $-v_{c2}$.
- **Etat 0** : Les quatre interrupteurs du demi-bras inférieur T_{xk5} , T_{xk6} , T_{xk7} , et T_{xk8} sont fermés, tandis que les quatre interrupteurs du demi-bras supérieur T_{xk1} , T_{xk2} , T_{xk3} , et T_{xk4} sont ouverts. La tension de sortie du bras par rapport au point o est alors $-(v_{c1}+v_{c2})$.

Le tableau (II.5) résume la correspondance entre les états de chaque bras, les états de ses interrupteurs et sa tension de sa sortie.

Tableau (II.5): Etats d'un bras de l'onduleur à cinq niveaux.

Etat du bras	Etat des interrupteurs d'un bras								Tension de sortie
	T_{xk1}	T_{xk2}	T_{xk3}	T_{xk4}	T_{xk5}	T_{xk6}	T_{xk7}	T_{xk8}	
4	1	1	1	1	0	0	0	0	$v_{c3} + v_{c4}$
3	0	1	1	1	1	0	0	0	v_{c3}
2	0	0	1	1	1	1	0	0	0
1	0	0	0	1	1	1	1	0	$-v_{c2}$
0	0	0	0	0	1	1	1	1	$-(v_{c1} + v_{c2})$

II.6.3. Tension de sortie

On définit cinq fonctions de connexions, chacune associée à un des cinq états du bras :

$$\begin{cases}
 F_{c1,xk} = F_{c1,xk} F_{c2,xk} F_{c3,xk} F_{c4,xk} \\
 F_{c2,xk} = F_{c2,xk} F_{c3,xk} F_{c4,xk} F_{c5,xk} \\
 F_{c3,xk} = F_{c3,xk} F_{c4,xk} F_{c5,xk} F_{c6,xk} \\
 F_{c4,xk} = F_{c4,xk} F_{c5,xk} F_{c6,xk} F_{c7,xk} \\
 F_{c5,xk} = F_{c5,xk} F_{c6,xk} F_{c7,xk} F_{c8,xk}
 \end{cases} \quad (II.26)$$

Les potentiels des nœuds a , b et c de l'onduleur triphasé à cinq niveaux par rapport au point o sont donnés par le système suivant :

$$\begin{pmatrix} v_{aok} \\ v_{bok} \\ v_{cok} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_{c1ak} & F_{c2ak} & F_{c3ak} & F_{c4ak} & F_{c5ak} \\ F_{c1bk} & F_{c2bk} & F_{c3bk} & F_{c4bk} & F_{c5bk} \\ F_{c1ck} & F_{c2ck} & F_{c3ck} & F_{c4ck} & F_{c5ck} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{c3} + v_{c4} \\ v_{c3} \\ 0 \\ -v_{c2} \\ -(v_{c1} + v_{c2}) \end{pmatrix} \quad (\text{II.27})$$

Les tensions composées sont exprimées par :

$$\begin{pmatrix} v_{abk} \\ v_{bck} \\ v_{cak} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{aok} - v_{bok} \\ v_{bok} - v_{cok} \\ v_{cok} - v_{aok} \end{pmatrix} \quad (\text{II.28})$$

Ce qui donne :

$$\begin{pmatrix} v_{abk} \\ v_{bck} \\ v_{cak} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_{c1ak} - F_{c1bk} & F_{c2ak} - F_{c2bk} & F_{c3ak} - F_{c3bk} & F_{c4ak} - F_{c4bk} & F_{c5ak} - F_{c5bk} \\ F_{c1bk} - F_{c1ck} & F_{c2bk} - F_{c2ck} & F_{c3bk} - F_{c3ck} & F_{c4bk} - F_{c4ck} & F_{c5bk} - F_{c5ck} \\ F_{c1ck} - F_{c1ak} & F_{c2ck} - F_{c2ak} & F_{c3ck} - F_{c3ak} & F_{c4ck} - F_{c4ak} & F_{c5ck} - F_{c5ak} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{c3} + v_{c4} \\ v_{c3} \\ 0 \\ -v_{c2} \\ -(v_{c1} + v_{c2}) \end{pmatrix} \quad (\text{II.29})$$

Les tensions de sortie des bras par rapport au neutre de la charge, dans le cas d'une charge équilibrée, sont exprimées par :

$$\begin{pmatrix} v_{ak} \\ v_{bk} \\ v_{ck} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} v_{abk} - v_{cak} \\ v_{bck} - v_{abk} \\ v_{cak} - v_{bck} \end{pmatrix} \quad (\text{II.30})$$

Ce qui donne :

$$\begin{pmatrix} v_{ak} \\ v_{bk} \\ v_{ck} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2F_{c1ak} - F_{c1bk} - F_{c1ck} & 2F_{c2ak} - F_{c2bk} - F_{c2ck} & 2F_{c3ak} - F_{c3bk} - F_{c3ck} & 2F_{c4ak} - F_{c4bk} - F_{c4ck} & 2F_{c5ak} - F_{c5bk} - F_{c5ck} \\ 2F_{c1bk} - F_{c1ck} - F_{c1ak} & 2F_{c2bk} - F_{c2ck} - F_{c2ak} & 2F_{c3bk} - F_{c3ck} - F_{c3ak} & 2F_{c4bk} - F_{c4ck} - F_{c4ak} & 2F_{c5bk} - F_{c5ck} - F_{c5ak} \\ 2F_{c1ck} - F_{c1ak} - F_{c1bk} & 2F_{c2ck} - F_{c2ak} - F_{c2bk} & 2F_{c3ck} - F_{c3ak} - F_{c3bk} & 2F_{c4ck} - F_{c4ak} - F_{c4bk} & 2F_{c5ck} - F_{c5ak} - F_{c5bk} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{c3} + v_{c4} \\ v_{c3} \\ 0 \\ -v_{c2} \\ -(v_{c1} + v_{c2}) \end{pmatrix} \quad (\text{II.31})$$

Ainsi, les courants d'entrée de l'onduleur s'expriment en fonction des courants de la charge i_{ak} , i_{bk} et i_{ck} au moyen des fonctions de connexion des demi-bras par les relations suivantes :

$$\begin{cases} i_{4k} = F_{ak4}i_{ak} + F_{bk4}i_{bk} + F_{ck4}i_{ck} \\ i_{3k} = F_{ak3}i_{ak} + F_{bk3}i_{bk} + F_{ck3}i_{ck} \\ i_{2k} = F_{ak2}i_{ak} + F_{bk2}i_{bk} + F_{ck2}i_{ck} \\ i_{1k} = F_{ak1}i_{ak} + F_{bk1}i_{bk} + F_{ck1}i_{ck} \\ i_{0k} = F_{ak0}i_{ak} + F_{bk0}i_{bk} + F_{ck0}i_{ck} \end{cases} \quad (\text{II.32})$$

II.6.4. Vecteurs de tension et diagramme vectoriel

Suivant les états de l'onduleur, ce vecteur peut prendre plusieurs positions dans le plan α - β . Ces positions sont indiquées sur le diagramme vectoriel de la figure (II.11).

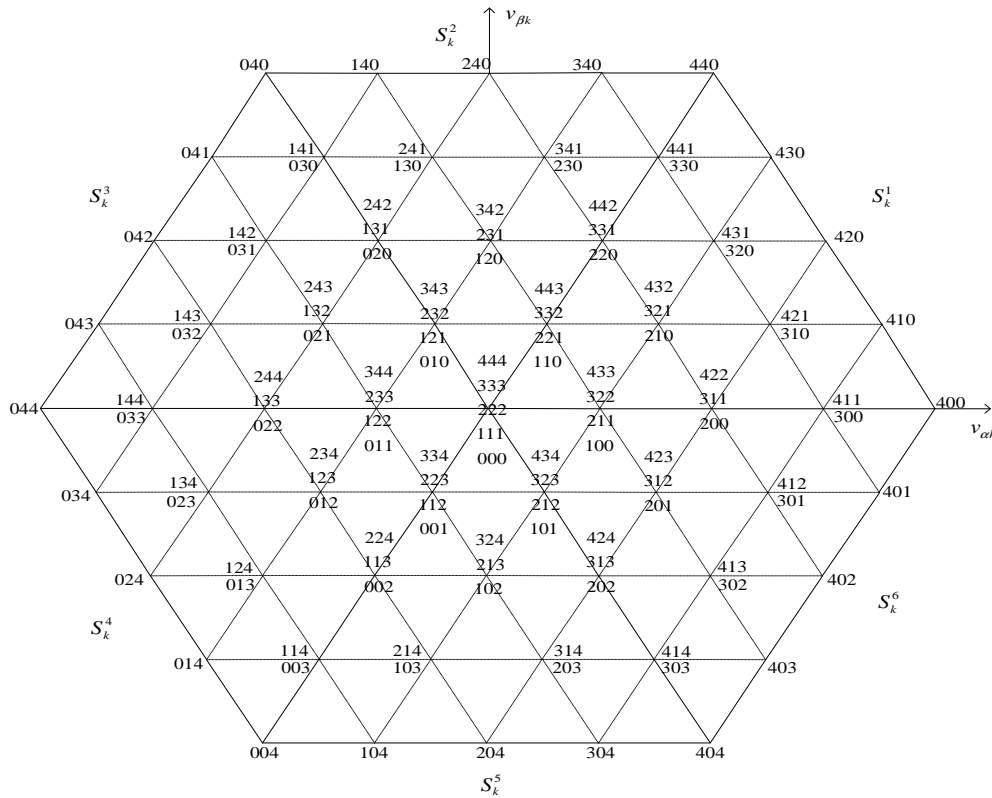


Figure (II.11): Diagramme vectoriel de l'onduleur à cinq niveaux.

On distingue 61 positions discrètes, distribuées sur quatre hexagones, en plus d'une position au centre de l'hexagone. Certaines positions sont créées par plusieurs *états redondants*. De l'hexagone externe vers l'hexagone interne, les positions du vecteur tension sont créées respectivement par un, deux, trois ou quatre états redondants. La position du centre de l'hexagone, qui correspond à une tension de sortie nulle, est créée par cinq états redondants. On distingue ainsi 24 positions à une seule redondance, 18 positions à deux redondances, 12 positions à trois redondances et 6 positions à quatre redondances. Les 61 positions du vecteur tension de sortie divisent le diagramme vectoriel en six secteurs triangulaires. Chaque secteur est composé de 16 régions triangulaires. On a ainsi 96 régions triangulaires dans le diagramme vectoriel complet [10].

II.6.5. SVM de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes

II.6.5.1. Détermination de la localisation du vecteur tension de référence

La modulation vectorielle traite les signaux directement dans le plan biphasé de la transformée de Park. Elle suppose que l'on travaille dans le cadre d'une commande numérique et qu'un algorithme de régulation a déjà déterminé les composantes souhaitées $v_{ref\alpha k}$ et $v_{ref\beta k}$.

La figure (II.12) représente les régions triangulaires de l'onduleur à cinq niveaux.

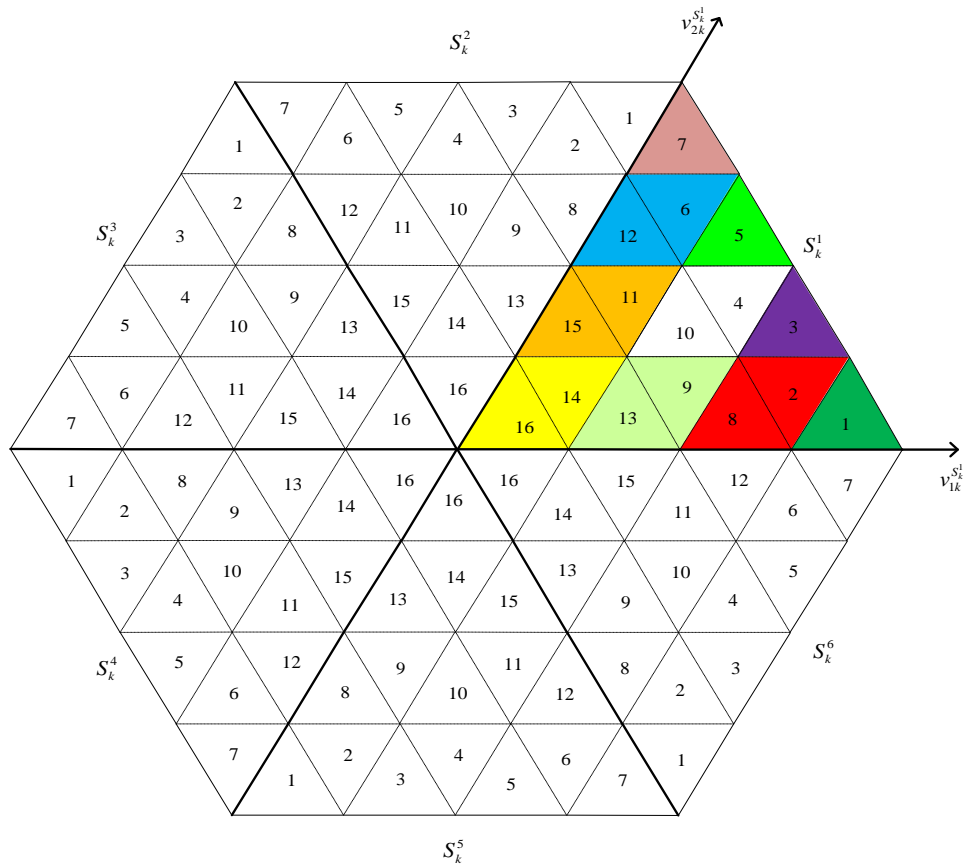


Figure (II.12): Régions triangulaires de l'onduleur à cinq niveaux.

Les composantes projetées sur les deux axes faisant 60° entre eux sont normalisées par :

$$\left\{ \begin{aligned} v_{ref1k}^{S_k^1} &= \frac{v_{refk} \cos(\vartheta_k) - \frac{v_{refk}}{\sqrt{3}} \sin(\vartheta_k)}{\sqrt{\frac{2}{3}} \frac{v_{dc}}{4}} \\ v_{ref2k}^{S_k^1} &= \frac{\frac{2}{\sqrt{3}} v_{refk} \sin(\vartheta_k)}{\sqrt{\frac{2}{3}} \frac{v_{dc}}{4}} \end{aligned} \right. \quad (II.33)$$

Dans chaque secteur S_k^i , les composantes $v_{ref1k}^{S_k^i}$ et $v_{ref2k}^{S_k^i}$ sont données par :

$$\begin{cases} v_{ref1k}^{S_k^i} = 4M_k \left(\cos(\vartheta_k - (S_k^i - 1)\frac{\pi}{3}) - \frac{1}{\sqrt{3}} \sin(\vartheta_k - (S_k^i - 1)\frac{\pi}{3}) \right) \\ v_{ref2k}^{S_k^i} = 4M_k \left(\frac{2}{\sqrt{3}} \sin(\vartheta_k - (S_k^i - 1)\frac{\pi}{3}) \right) \end{cases} \quad (II.34)$$

Afin de déterminer le numéro du triangle dans un secteur S_k^i , les deux entiers donnés par l'équation (II.15) sont à définir.

Afin de faciliter la méthode de détermination du numéro du triangle, les deux entiers de l'équation (II.13) sont d'une grande importance.

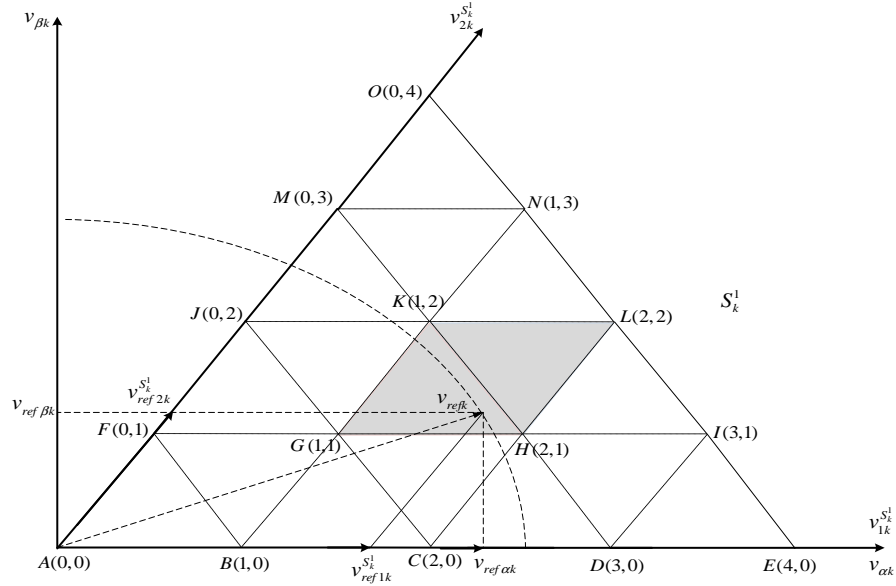


Figure (II.13): Coordonnées des différents sommets des triangles dans un secteur S_k^i .

Ainsi les coordonnées des différents sommets présentées sur la figure (II.14) sont données par le tableau (II.6).

Tableau (II.6): Coordonnées des sommets des triangles dans le secteur S_k^i .

Sommet	Coordonnées	Sommet	Coordonnées	Sommet	Coordonnées
A	$(v_{A1}^{\Delta_i^{S_k^i}}, v_{A2}^{\Delta_i^{S_k^i}}) = (0,0)$	F	$(v_{F1}^{\Delta_i^{S_k^i}}, v_{F2}^{\Delta_i^{S_k^i}}) = (0,1)$	K	$(v_{K1}^{\Delta_i^{S_k^i}}, v_{K2}^{\Delta_i^{S_k^i}}) = (1,2)$
B	$(v_{B1}^{\Delta_i^{S_k^i}}, v_{B2}^{\Delta_i^{S_k^i}}) = (1,0)$	G	$(v_{G1}^{\Delta_i^{S_k^i}}, v_{G2}^{\Delta_i^{S_k^i}}) = (1,1)$	L	$(v_{L1}^{\Delta_i^{S_k^i}}, v_{L2}^{\Delta_i^{S_k^i}}) = (2,2)$
C	$(v_{C1}^{\Delta_i^{S_k^i}}, v_{C2}^{\Delta_i^{S_k^i}}) = (2,0)$	H	$(v_{H1}^{\Delta_i^{S_k^i}}, v_{H2}^{\Delta_i^{S_k^i}}) = (2,1)$	M	$(v_{M1}^{\Delta_i^{S_k^i}}, v_{M2}^{\Delta_i^{S_k^i}}) = (0,3)$
D	$(v_{D1}^{\Delta_i^{S_k^i}}, v_{D2}^{\Delta_i^{S_k^i}}) = (3,0)$	I	$(v_{I1}^{\Delta_i^{S_k^i}}, v_{I2}^{\Delta_i^{S_k^i}}) = (3,1)$	N	$(v_{N1}^{\Delta_i^{S_k^i}}, v_{N2}^{\Delta_i^{S_k^i}}) = (1,3)$
E	$(v_{E1}^{\Delta_i^{S_k^i}}, v_{E2}^{\Delta_i^{S_k^i}}) = (4,0)$	J	$(v_{J1}^{\Delta_i^{S_k^i}}, v_{J2}^{\Delta_i^{S_k^i}}) = (0,2)$	O	$(v_{O1}^{\Delta_i^{S_k^i}}, v_{O2}^{\Delta_i^{S_k^i}}) = (0,4)$

A partir de l'équation (II.15), si le vecteur de référence se situe dans le parallélogramme constitué par les sommets G , H , K et L , comme le montre la figure (II.13), les deux conditions (II.18) et (II.19) sont à vérifier.

De la même manière nous identifions les autres triangles formant un secteur donné S_k^i comme le montre le tableau (II.7).

Tableau (II.7): Identification des différents triangles du secteur S_k^i de l'onduleur à cinq niveaux.

$l_{1k}^{S_k^i}$	$l_{2k}^{S_k^i}$	$\Delta_q^{S_k^i} (q \in \{1, \dots, 16\})$
0	0	$\Delta_{16}^{S_k^i} \text{ Si } (v_{ref1k}^{S_k^i} + v_{ref2k}^{S_k^i} < 1)$
		$\Delta_{14}^{S_k^i} \text{ Si } (v_{ref1k}^{S_k^i} + v_{ref2k}^{S_k^i} \geq 1)$
1	0	$\Delta_{13}^{S_k^i} \text{ Si } (v_{ref1k}^{S_k^i} + v_{ref2k}^{S_k^i} < 2)$
		$\Delta_9^{S_k^i} \text{ Si } (v_{ref1k}^{S_k^i} + v_{ref2k}^{S_k^i} \geq 2)$
2	0	$\Delta_8^{S_k^i} \text{ Si } (v_{ref1k}^{S_k^i} + v_{ref2k}^{S_k^i} < 3)$
		$\Delta_2^{S_k^i} \text{ Si } (v_{ref1k}^{S_k^i} + v_{ref2k}^{S_k^i} \geq 3)$
3	0	$\Delta_1^{S_k^i}$
0	1	$\Delta_{15}^{S_k^i} \text{ Si } (v_{ref1k}^{S_k^i} + v_{ref2k}^{S_k^i} < 2)$
		$\Delta_{11}^{S_k^i} \text{ Si } (v_{ref1k}^{S_k^i} + v_{ref2k}^{S_k^i} \geq 2)$
1	1	$\Delta_{10}^{S_k^i} \text{ Si } (v_{ref1k}^{S_k^i} + v_{ref2k}^{S_k^i} < 3)$
		$\Delta_4^{S_k^i} \text{ Si } (v_{ref1k}^{S_k^i} + v_{ref2k}^{S_k^i} \geq 3)$
2	1	$\Delta_3^{S_k^i}$
0	2	$\Delta_{12}^{S_k^i} \text{ Si } (v_{ref1k}^{S_k^i} + v_{ref2k}^{S_k^i} < 2)$
		$\Delta_6^{S_k^i} \text{ Si } (v_{ref1k}^{S_k^i} + v_{ref2k}^{S_k^i} \geq 2)$
1	2	$\Delta_5^{S_k^i}$
0	3	$\Delta_7^{S_k^i}$

II.6.5.2. Calcul des temps d'application

A titre d'exemple, si le vecteur de référence se trouve dans le triangle 10 $\Delta_{10}^{S_k^1}$ il peut être alors reconstitué à partir des trois vecteurs adjacents $v_x^{\Delta_{10}^{S_k^1}}$, $v_y^{\Delta_{10}^{S_k^1}}$ et $v_z^{\Delta_{10}^{S_k^1}}$ en utilisant la relation suivante :

$$\begin{cases} v_x^{\Delta_{10}^{S_k^1}} t_x^{\Delta_{10}^{S_k^1}} + v_y^{\Delta_{10}^{S_k^1}} t_y^{\Delta_{10}^{S_k^1}} + v_z^{\Delta_{10}^{S_k^1}} t_z^{\Delta_{10}^{S_k^1}} = v_{refk} T_s \\ t_x^{\Delta_{10}^{S_k^1}} + t_y^{\Delta_{10}^{S_k^1}} + t_z^{\Delta_{10}^{S_k^1}} = T_s \end{cases} \quad (\text{II.35})$$

Où :

$t_x^{\Delta_{10}^{S_k^1}}$, $t_y^{\Delta_{10}^{S_k^1}}$, et $t_z^{\Delta_{10}^{S_k^1}}$ sont les temps d'application des vecteurs $v_x^{\Delta_{10}^{S_k^1}}$, $v_y^{\Delta_{10}^{S_k^1}}$ et $v_z^{\Delta_{10}^{S_k^1}}$ respectivement, et x, y et z sont les sommets de G, H et K respectivement.

Pour calculer les temps d'application, l'équation (II.35) est décomposée suivant les deux axes $v_{1k}^{S_k^1}$ et $v_{2k}^{S_k^1}$ comme suit :

$$\begin{cases} v_{x1}^{\Delta_{10}^{S_k^1}} t_x^{\Delta_{10}^{S_k^1}} + v_{y1}^{\Delta_{10}^{S_k^1}} t_y^{\Delta_{10}^{S_k^1}} + v_{z1}^{\Delta_{10}^{S_k^1}} t_z^{\Delta_{10}^{S_k^1}} = v_{ref1} T_s \\ v_{x2}^{\Delta_{10}^{S_k^1}} t_x^{\Delta_{10}^{S_k^1}} + v_{y2}^{\Delta_{10}^{S_k^1}} t_y^{\Delta_{10}^{S_k^1}} + v_{z2}^{\Delta_{10}^{S_k^1}} t_z^{\Delta_{10}^{S_k^1}} = v_{ref2} T_s \\ t_x^{\Delta_{10}^{S_k^1}} + t_y^{\Delta_{10}^{S_k^1}} + t_z^{\Delta_{10}^{S_k^1}} = T_s \end{cases} \quad (II.36)$$

La substitution des coordonnées des vecteurs $v_x^{\Delta_{10}^{S_k^1}} = v_G^{\Delta_{10}^{S_k^1}}$, $v_y^{\Delta_{10}^{S_k^1}} = v_H^{\Delta_{10}^{S_k^1}}$ et $v_z^{\Delta_{10}^{S_k^1}} = v_K^{\Delta_{10}^{S_k^1}}$ dans l'équation (II.36), permet de calculer les temps d'application de ces vecteurs comme suit :

$$\begin{cases} t_y^{\Delta_{10}^{S_k^1}} = (v_{ref1k}^{S_k^1} - l_{1k}^{S_k^1}) T_s \\ t_z^{\Delta_{10}^{S_k^1}} = (v_{ref2k}^{S_k^1} - l_{2k}^{S_k^1}) T_s \\ t_x^{\Delta_{10}^{S_k^1}} = T_s - (t_y^{\Delta_{10}^{S_k^1}} - t_z^{\Delta_{10}^{S_k^1}}) \end{cases} \quad (II.37)$$

Les expressions analytiques des temps d'application pour les différents triangles quelque soit le secteur contenant le vecteur de référence sont résumées dans le tableau (II.8).

Tableau (II.8): Temps d'application des vecteurs adjacents dans les différents triangles du secteur S_k^i .

Numéro du triangle $\Delta_q^{S_k^i} = (x, y, z)$	Temps d'application		
	$t_x^{\Delta_q^{S_k^i}}$	$t_y^{\Delta_q^{S_k^i}}$	$t_z^{\Delta_q^{S_k^i}}$
$\Delta_1^{S_k^i} = (D, E, I)$	$T_s - t_y^{\Delta_q^{S_k^i}} - t_z^{\Delta_q^{S_k^i}}$	$(v_{ref1k}^{S_k^i} - 3) T_s$	$v_{ref2k}^{S_k^i} T_s$
$\Delta_2^{S_k^i} = (I, H, D)$		$(3 - v_{ref1k}^{S_k^i}) T_s$	$(1 - v_{ref2k}^{S_k^i}) T_s$
$\Delta_3^{S_k^i} = (H, I, L)$		$(v_{ref1k}^{S_k^i} - 2) T_s$	$(v_{ref2k}^{S_k^i} - 1) T_s$
$\Delta_4^{S_k^i} = (L, K, H)$		$(2 - v_{ref1k}^{S_k^i}) T_s$	$(2 - v_{ref2k}^{S_k^i}) T_s$
$\Delta_5^{S_k^i} = (K, L, N)$		$(v_{ref1k}^{S_k^i} - 1) T_s$	$(v_{ref2k}^{S_k^i} - 2) T_s$
$\Delta_6^{S_k^i} = (N, M, K)$		$(1 - v_{ref1k}^{S_k^i}) T_s$	$(3 - v_{ref2k}^{S_k^i}) T_s$
$\Delta_7^{S_k^i} = (M, N, O)$		$v_{ref1k}^{S_k^i} T_s$	$(v_{ref2k}^{S_k^i} - 3) T_s$
$\Delta_8^{S_k^i} = (C, D, H)$		$(v_{ref1k}^{S_k^i} - 2) T_s$	$v_{ref2k}^{S_k^i} T_s$
$\Delta_9^{S_k^i} = (H, G, C)$		$(2 - v_{ref1k}^{S_k^i}) T_s$	$(1 - v_{ref2k}^{S_k^i}) T_s$

$\Delta_{10}^{S_k^i} = (G, H, K)$	$(v_{ref1k}^{S_k^i} - 1)T_s$	$(v_{ref2k}^{S_k^i} - 1)T_s$
$\Delta_{11}^{S_k^i} = (K, J, G)$	$(1 - v_{ref1k}^{S_k^i})T_s$	$(2 - v_{ref2k}^{S_k^i})T_s$
$\Delta_{12}^{S_k^i} = (J, K, M)$	$v_{ref1k}^{S_k^i}T_s$	$(v_{ref2k}^{S_k^i} - 2)T_s$
$\Delta_{13}^{S_k^i} = (B, C, J)$	$(v_{ref1k}^{S_k^i} - 1)T_s$	$v_{ref2k}^{S_k^i}T_s$
$\Delta_{14}^{S_k^i} = (G, F, B)$	$(1 - v_{ref1k}^{S_k^i})T_s$	$(1 - v_{ref2k}^{S_k^i})T_s$
$\Delta_{15}^{S_k^i} = (F, G, J)$	$v_{ref1k}^{S_k^i}T_s$	$(v_{ref2k}^{S_k^i} - 1)T_s$
$\Delta_{16}^{S_k^i} = (A, B, F)$	$v_{ref1k}^{S_k^i}T_s$	$v_{ref2k}^{S_k^i}T_s$

II.6.5.3. Génération des impulsions

La dernière étape de l'algorithme proposé consiste à identifier les états de commutation qui correspondent aux trois vecteurs de tension adjacents $v_x^{\Delta_q^{S_k^i}}$, $v_y^{\Delta_q^{S_k^i}}$ et $v_z^{\Delta_q^{S_k^i}}$ seront appliqués durant les temps d'application $t_x^{\Delta_q^{S_k^i}}$, $t_y^{\Delta_q^{S_k^i}}$ et $t_z^{\Delta_q^{S_k^i}}$ qui déjà déterminés [13], certains des vecteurs de commutation correspondent à plus d'un état, c'est à dire qu'il existe des états de commutation redondants. Le choix entre les redondances de chaque état peut être effectué selon le critère de minimisation des harmoniques et des pertes, ou celui d'équilibrage des tensions continues d'entrée. La figure (II.14) représente les formes des impulsions de commande des interrupteurs des demi-bras supérieurs de la région 10 du premier secteur.

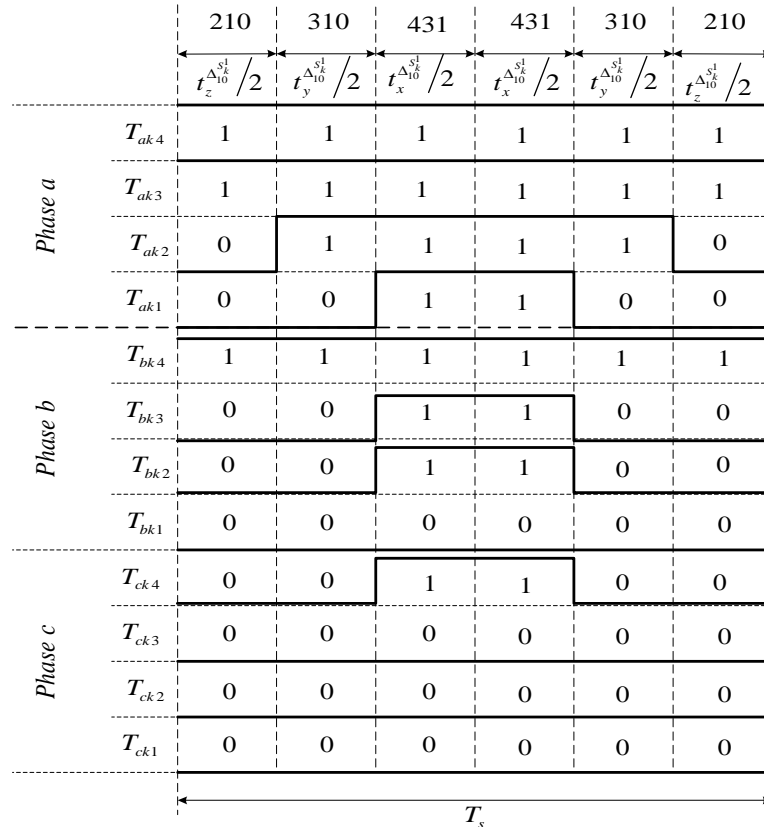


Figure (II.14): Formes des impulsions de commande des interrupteurs des demi-bras supérieurs de l'onduleur à cinq niveaux pour la région 10 du premier secteur.

La figure (II.15) résume l'algorithme de la SVM de l'onduleur multiniveaux.

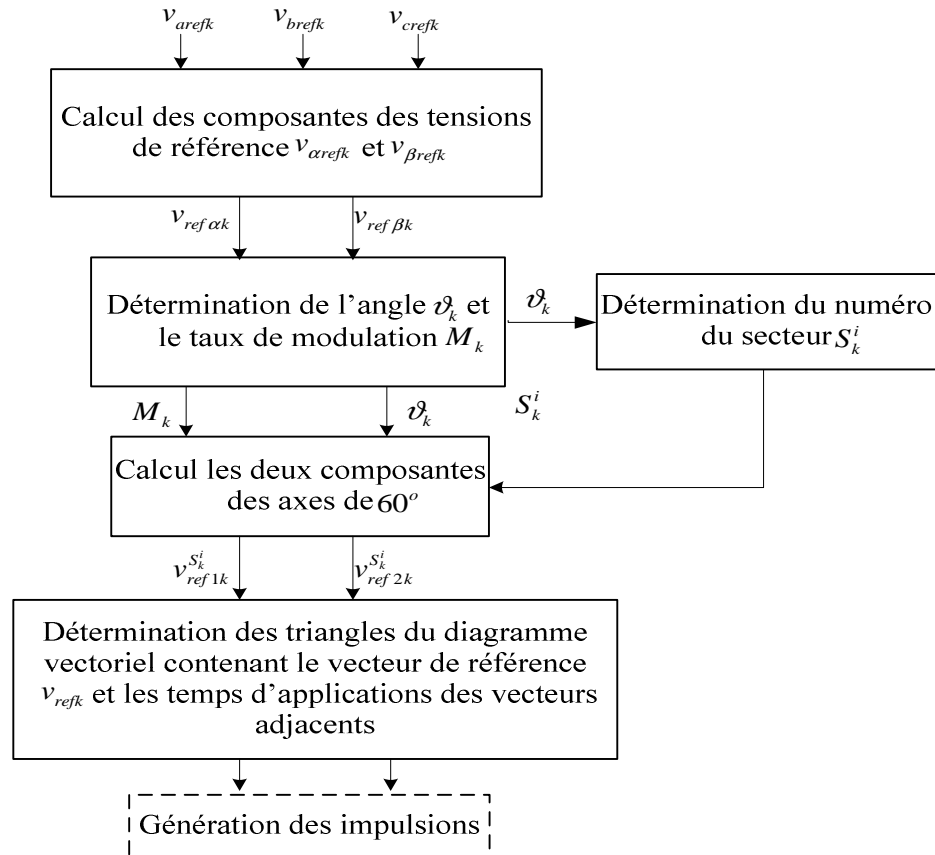
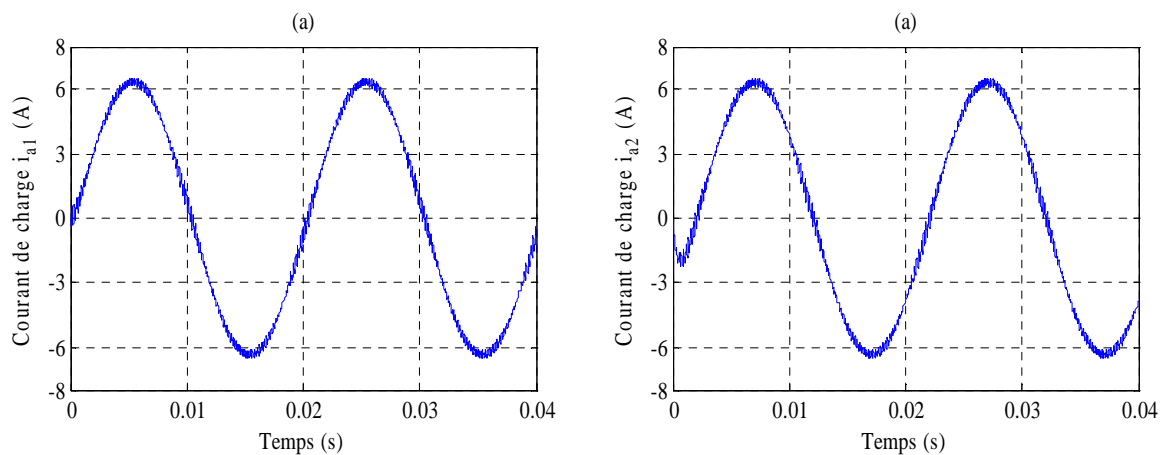


Figure (II.15): Algorithme de la modulation vectorielle de l'onduleur multiniveaux.

II.7. Résultats de simulation

II.7.1. Cas d'une source de tension continue idéale : La charge de chaque onduleur est une charge inductive ($L = 20 \text{ mH}$ et $R = 50 \Omega$), la tension d'entrée de l'onduleur est fixée à $v_{dc} = 600 \text{ V}$ divisée en égalité entre les condensateurs supposés des sources continues idéales. Les figures (II.16), (II.17) et (II.18) indiquent les formes des courants de charge, les tensions de sortie et les spectres harmoniques des tensions de sortie, pour les deux onduleurs, à deux niveaux, à trois niveaux et à cinq niveaux.



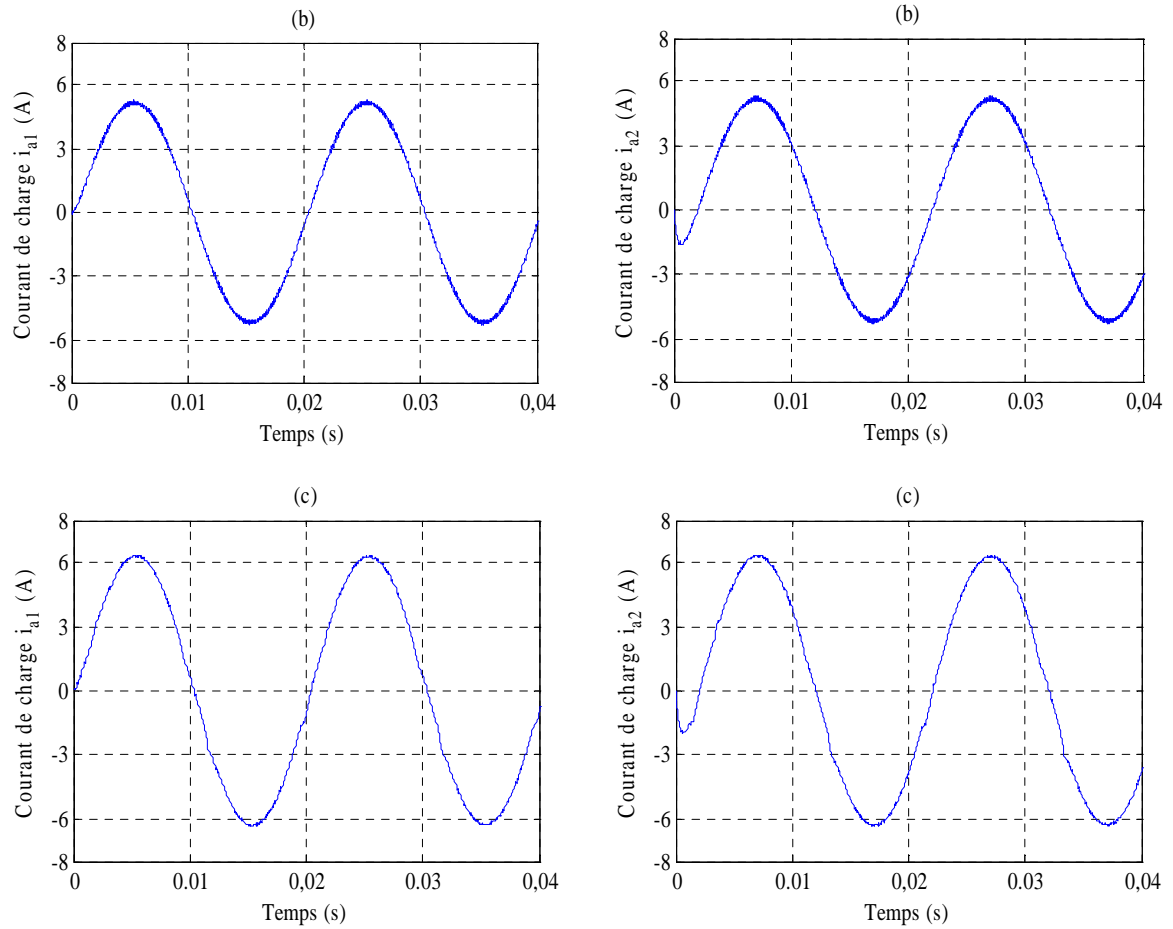
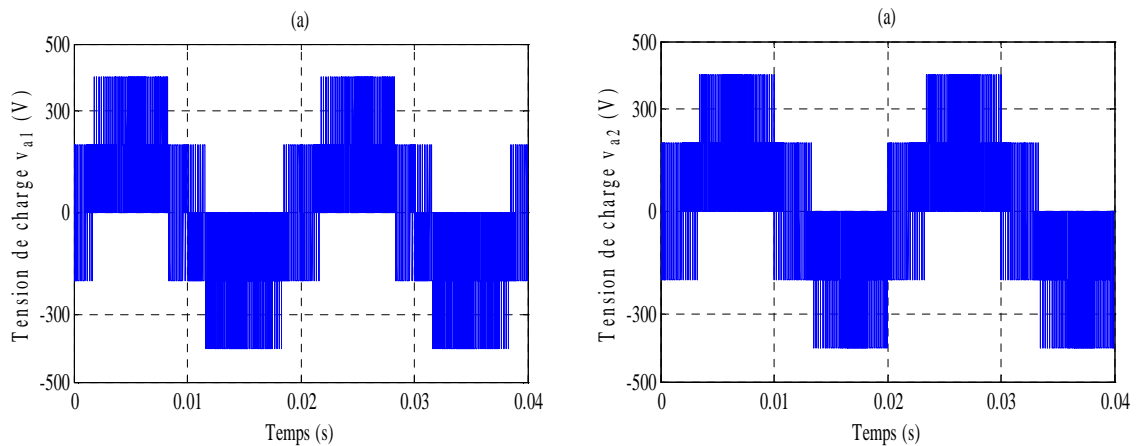


Figure (II.16): Courants de charge des deux onduleurs, a): Deux niveaux, b): Trois niveaux, c): Cinq niveaux.

A partir de ces résultats de simulation on remarque que la forme de tension de sortie dépend du nombre de niveau de l'onduleur utilisé. Le courant de charge obtenu pour l'onduleur à deux niveaux est fortement ondulé, alors que pour le cas de l'onduleur à cinq niveaux, le courant prend une forme proche d'une sinusoïde. Concernant l'évolution du taux de distorsion harmoniques (*THD*) de la tension de sortie, on remarque qu'il passe de 61,38 % pour le cas d'un onduleur à deux niveaux à 17,25 % pour le cas d'un onduleur à cinq niveaux.



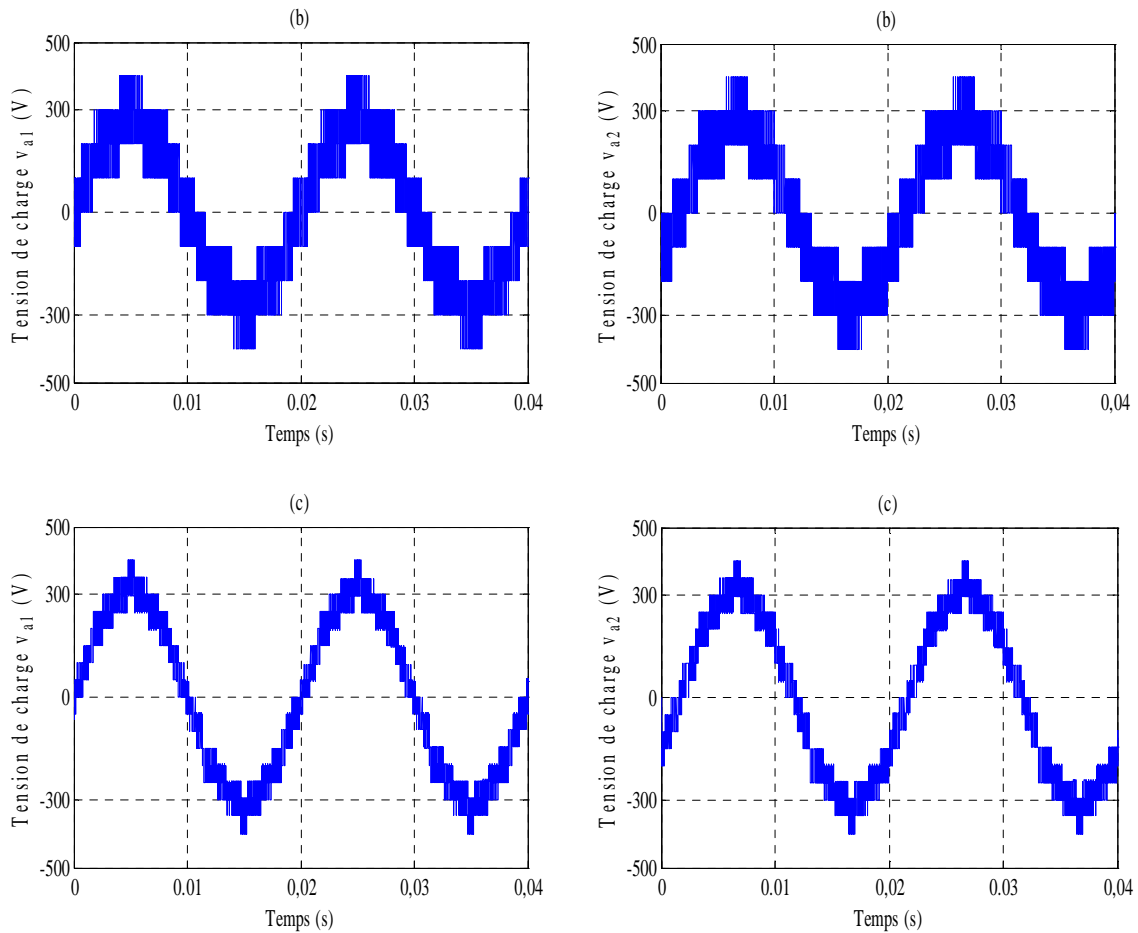
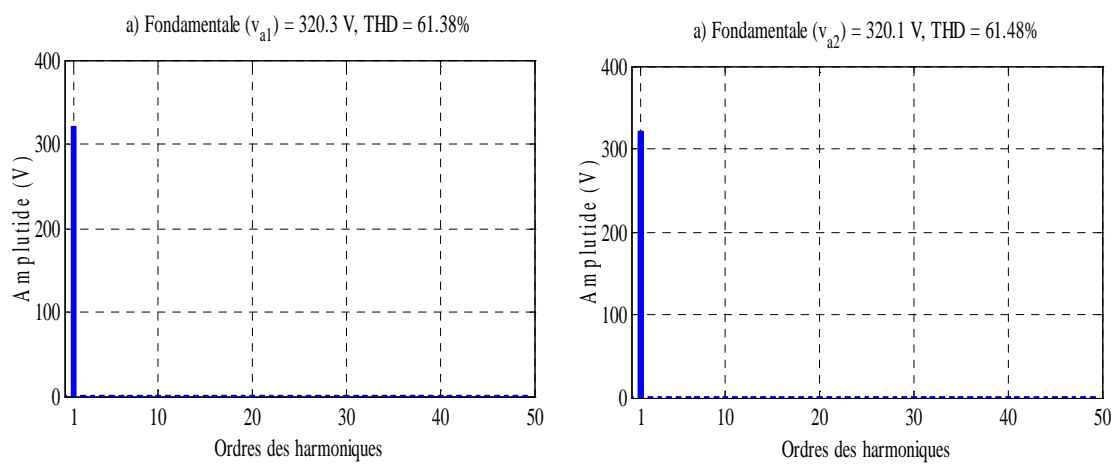


Figure (II.17): Tensions de sortie des deux onduleurs, a): Deux niveaux, b): Trois niveaux, c): Cinq niveaux.

En comparant les performances obtenues pour les trois types des onduleurs, on constate que l'augmentation du niveau de l'onduleur permet d'avoir un courant de charge proche d'une forme sinusoïdale tout en diminuant le taux de distorsion harmonique de la tension de sortie.



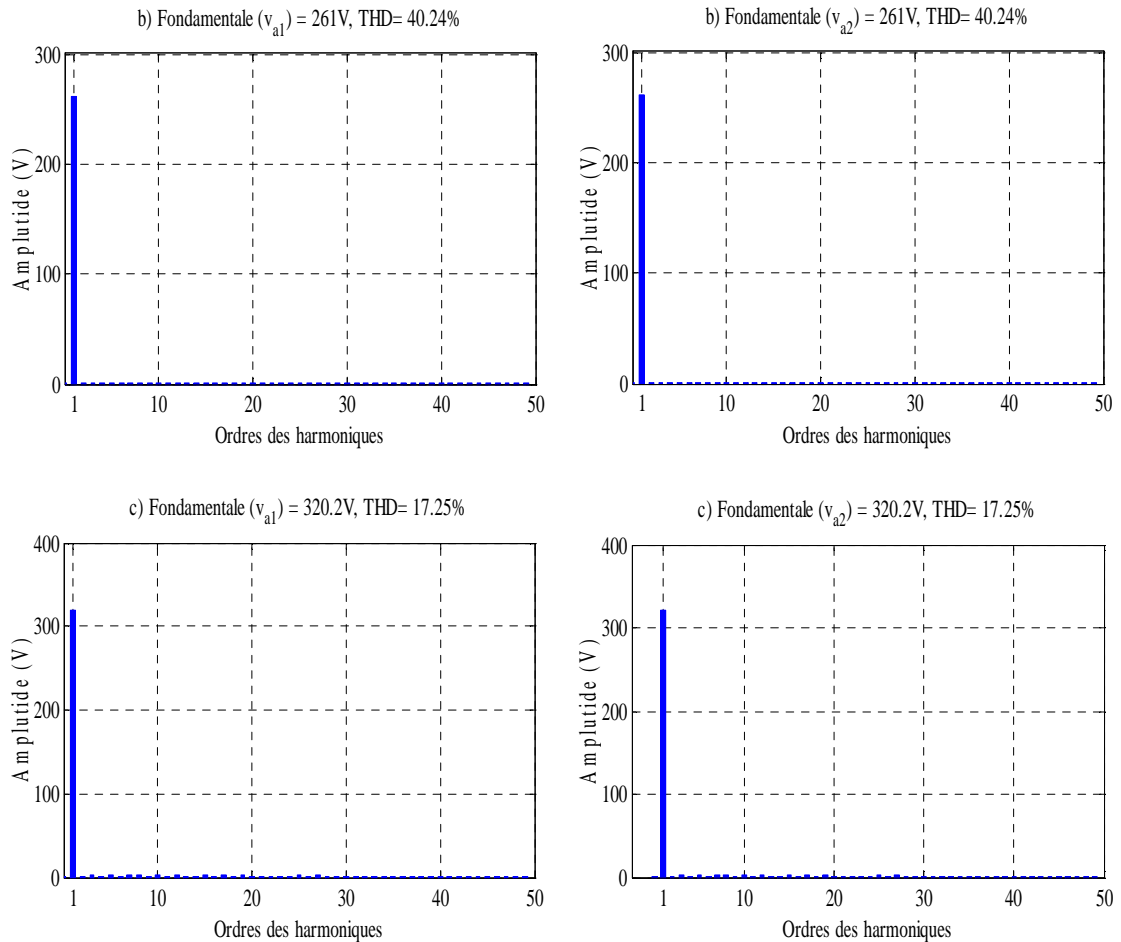
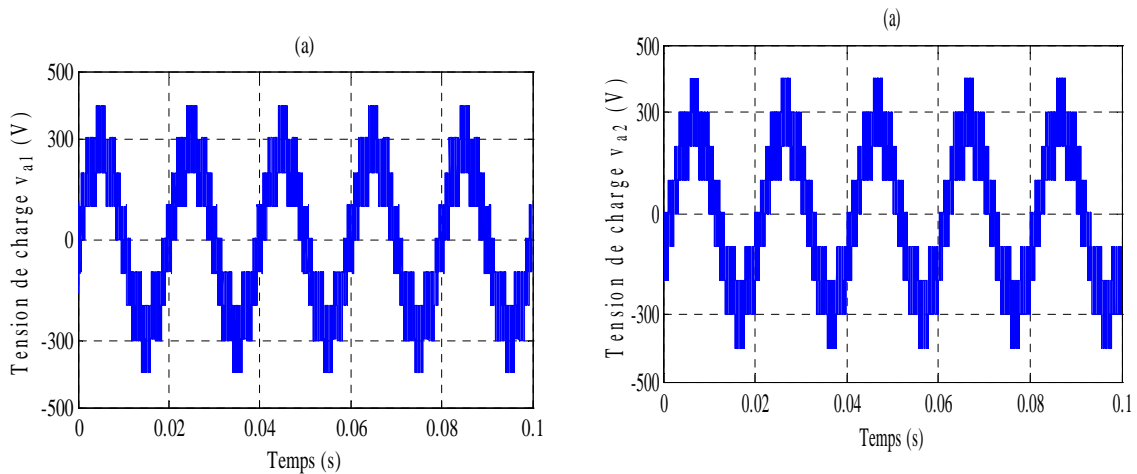


Figure (II.18): Spectres harmoniques de la tension de sortie des deux onduleurs, a): Deux niveaux, b): Trois niveaux, c): Cinq niveaux.

II.7.2. Cas d'une source de tension continue réelle : La tension d'entrée de l'onduleur est fixée à $v_{dc} = 600 \text{ V}$, divisée entre les $(n-1)$ condensateurs ($C_1=C_2= \dots =C=1 \text{ mF}$). Les résultats de simulation de la figure (II.19) et (II.20) montrent les formes d'ondes des deux onduleurs à trois niveaux et à cinq niveaux respectivement connectés en série avec deux charges triphasées équilibrées.



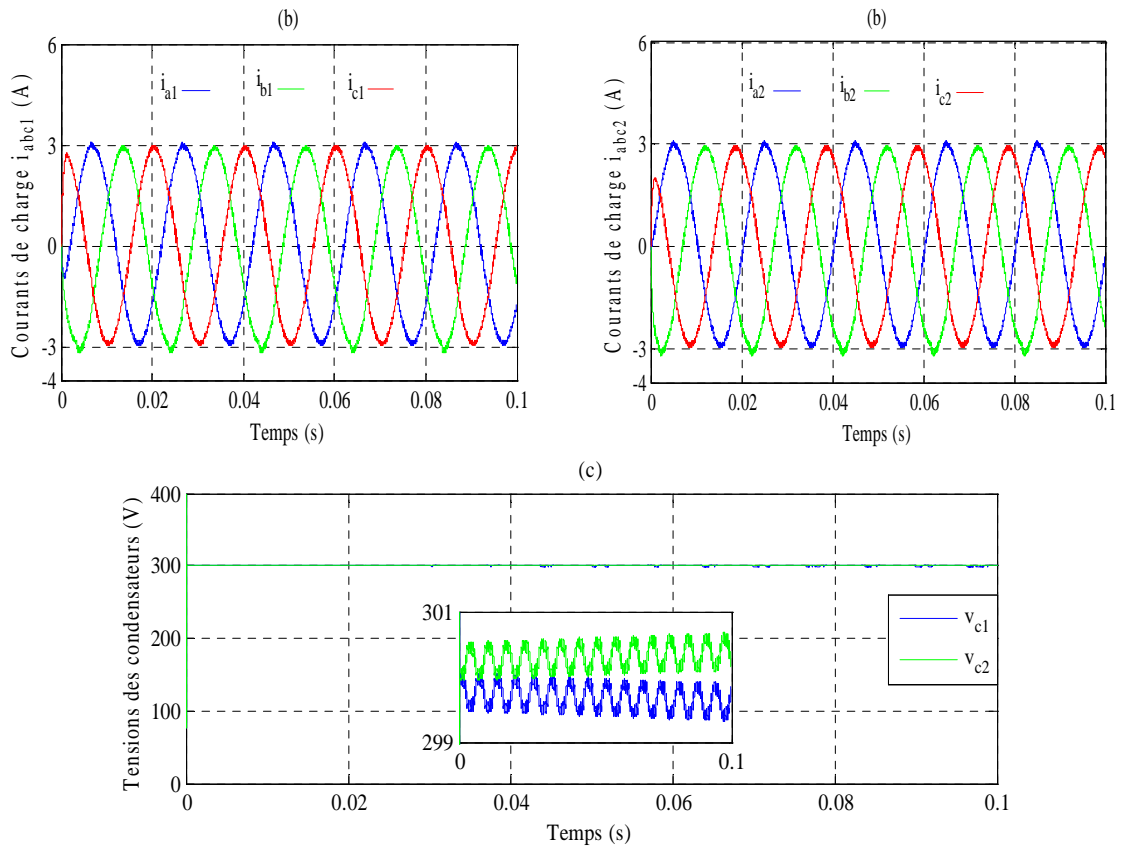
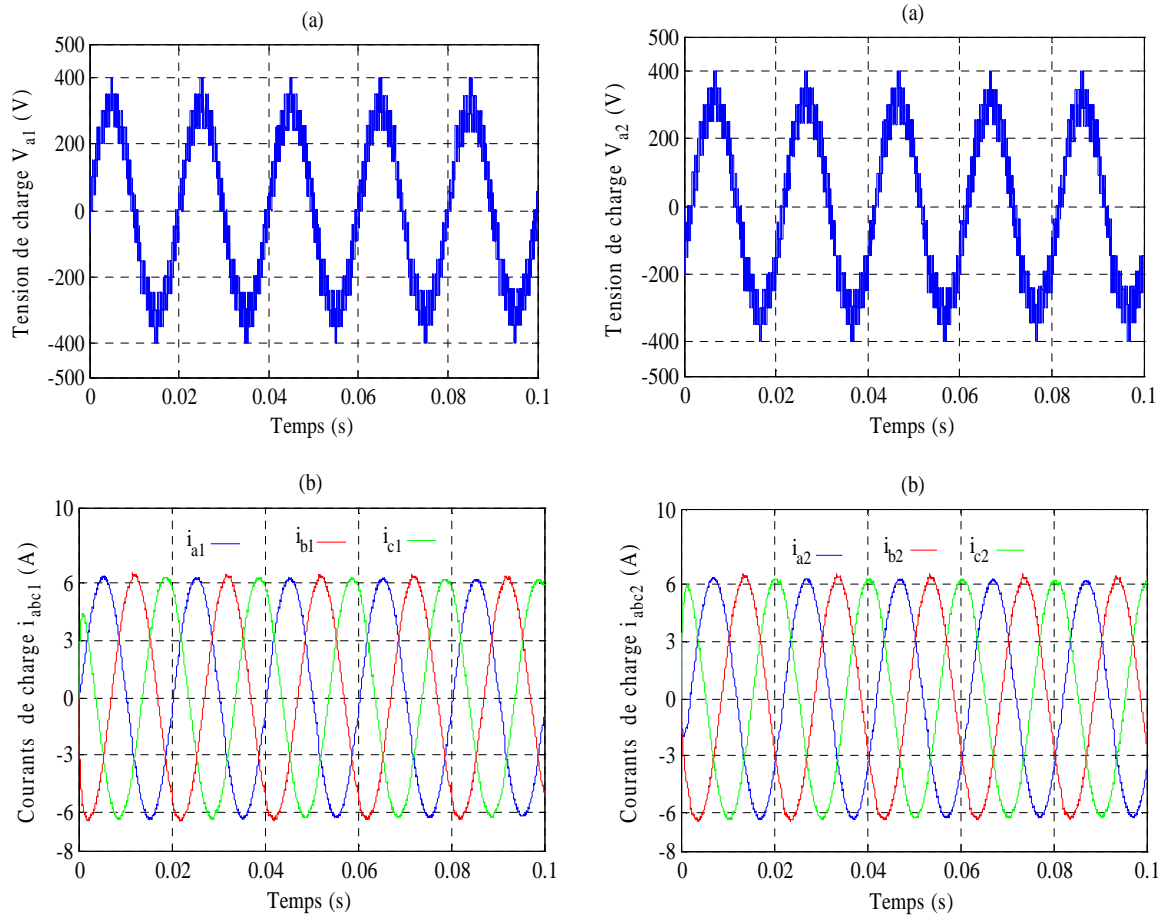


Figure (II.19): Formes d'onde des deux onduleurs à trois niveaux, a) Tensions de sortie des deux premières phases, c) Courants de charge, c) Tensions des condensateurs.



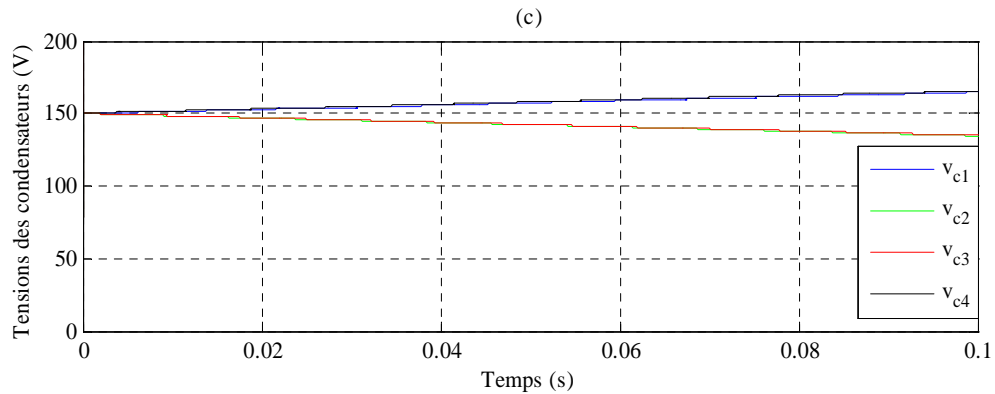


Figure (II.20): Formes d'onde de deux onduleurs à cinq niveaux, a) Tension de sortie de la première phase, c) Courants de charge, c) Tensions des condensateurs.

Les figures (II.19) et (II.20) montrent, les tensions de sortie de la première phase, les courants de charge pour chaque onduleur. On remarque pour le cas de l'onduleur à trois niveaux qu'il y a une légère divergence entre les tensions des condensateurs v_{c1} et v_{c2} . Tout fois, pour le cas de l'onduleur à cinq niveaux, on remarque que v_{c1} et v_{c4} sont croissantes, v_{c2} et v_{c3} sont décroissantes ce là veut dire que les tensions des condensateurs sont totalement divergentes. Cette divergence s'appelle le déséquilibre des tensions aux bornes des condensateurs du côté continu de l'onduleur. Ce déséquilibre est provoqué par les courants circulant dans ces condensateurs. Ceci se manifeste lors de la charge de certaines capacités et la décharge des autres. Pour résoudre ce problème une solution très intéressante consiste à utiliser la modulation vectorielle pour stabiliser les tensions des condensateurs. En profitant des états redondants de l'onduleur, on minimisera une fonction coût influencée par les tensions des condensateurs. Cette minimisation permet de maintenir ces tensions à leurs valeurs de référence.

II.8. SVM stabilisante par deux onduleurs DCI multiniveaux

Tous les états de commutation à l'exception de ceux qui sont situés sur l'hexagone extérieur, sont des états redondants. Ils produisent les mêmes tensions de sortie, cependant, les courants d'entrées produits par ces états sont différents. Dans ce cas, on peut choisir l'état redondant conduisant à l'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs côté continu de l'onduleur. En effet, ces condensateurs se chargent ou se déchargent suivant les états redondants appliqués [10].

II.8.1. SVM stabilisante par deux onduleurs à trois niveaux

II.8.1.1. Détermination des courants d'entrée de l'onduleur à trois niveaux

La charge et décharge des condensateurs exige la connaissance des courants d'entrés en fonction des courants de charge pour les différents états de commutation.

On peut résumer les relations entre les courants d'entrés et les courants de charge pour les différents états de commutation du premier secteur dans le tableau (II.9).

Tableau (II.9): Relations entre les courants d'entrées et les courants de charge pour les différents états de commutation dans tous les secteurs de l'onduleur à trois niveaux.

<i>Etat</i>	$i_{1k}^{S_k^1}$		<i>Etat</i>	$i_{1k}^{S_k^2}$		<i>Etat</i>	$i_{1k}^{S_k^3}$		<i>Etat</i>	$i_{1k}^{S_k^4}$
200	0		221	i_{ck}		022	0		001	i_{ck}
210	i_{bk}		120	i_{ak}		122	i_{ak}		102	i_{ak}
220	0		020	0		011	$-i_{ak}$		202	0
100	i_{ak}		121	$-i_{bk}$		012	i_{bk}		201	i_{ck}
211	$-i_{ak}$		010	i_{bk}		002	0		212	i_{bk}
110	$-i_{ck}$		021	i_{ck}		112	$-i_{ck}$		101	i_{bk}

II.8.1.2. Equilibrage du bus continu par minimisation de l'énergie des condensateurs

L'énergie totale des 2 condensateurs est donnée par :

$$E = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^2 C_j v_{cj}^2 \quad (\text{II.38})$$

En supposant que tous les condensateurs ont des capacités égales, c-à-d. $C_1 = C_2 = C$, l'énergie E est minimale si toutes les tensions des condensateurs sont équilibrées [38]. En effet :

$$E_{\min} = \frac{1}{2} C \sum_{j=1}^2 \frac{v_{dc}^2}{2} \quad (\text{II.39})$$

La propriété de minimisation d'énergie peut être employée pour l'équilibrage des tensions des condensateurs. Pour cette raison, une fonction coût J est définie. Cette fonction est basée sur la somme quadratiques des écarts entre les tensions v_{cj} et leurs valeurs de référence.

$$J = \frac{1}{2} C \sum_{j=1}^2 \left(v_{cj} - \frac{v_{dc}}{2} \right)^2 \quad (\text{II.40})$$

Basé sur un choix approprié des vecteurs redondants, la fonction J peut être minimisée à zéro et les tensions des condensateurs seront maintenues à leurs valeurs de référence. La condition mathématique assurant la convergence de la fonction coût J à sa valeur minimale est donnée par :

$$\frac{dJ}{dt} = C \sum_{j=1}^2 \Delta v_{cj} \frac{dv_{cj}}{dt} \leq 0 \quad (\text{II.41})$$

Où :

$\Delta v_{cj} = v_{cj} - v_{dc}/2$: est l'erreur de tension du condensateur C_j .

Le courant dans chaque condensateur est défini par :

$$i_{cj} = C \frac{dv_{cj}}{dt} \quad (\text{II.42})$$

A l'aide de (II.42), l'équation (II.41) devient :

$$\sum_{j=1}^2 \Delta v_{cj} i_{cj} \leq 0 \quad (\text{II.43})$$

A noter que, les courants des condensateurs i_{c1} et i_{c2} sont affectés par le courant d'entrée de l'onduleur $i_{1k}^{S_k^i}$. D'autre part, comme les courants d'entrée peuvent être calculés à partir des vecteurs de commutation et leur temps d'application. Il est avantageux d'exprimer l'équation (II.43) en fonction des courants $i_{1k}^{S_k^i}$ [17], nous pouvons écrire :

$$i_{c2} = \sum_{k=1}^2 i_{1k}^{S_k^i} + i_{c1} \quad (\text{II.44})$$

La tension v_{dc} étant supposée constante, on déduit que :

$$C \sum_{j=1}^2 \frac{dv_{cj}}{dt} = \sum_{j=1}^2 i_{cj} = 0 \quad (\text{II.45})$$

A partir des équations (II.44) et (II.45), les courants des condensateurs peuvent être exprimés par :

$$\begin{cases} i_{c1} = \frac{1}{2} \left(\sum_{k=1}^2 i_{1k}^{S_k^i} + 2 \sum_{k=1}^2 i_{2k}^{S_k^i} \right) - \left(\sum_{k=1}^2 i_{1k}^{S_k^i} + \sum_{k=1}^2 i_{2k}^{S_k^i} \right) \\ i_{c2} = \frac{1}{2} \left(\sum_{k=1}^2 i_{1k}^{S_k^i} + 2 \sum_{k=1}^2 i_{2k}^{S_k^i} \right) - \sum_{k=1}^2 i_{2k}^{S_k^i} \end{cases} \quad (\text{II.46})$$

On peut écrire (II.46) sous la forme suivante :

$$i_{cj} = \frac{1}{2} \sum_{m=1}^2 m \left(\sum_{k=1}^2 i_{mk}^{S_k^i} \right) - \sum_{m=j}^2 \left(\sum_{k=1}^2 i_{mk}^{S_k^i} \right), \text{ avec : } m=1, 2. \quad (\text{II.47})$$

Remplaçons i_{cj} de (II.47) dans (II.43), la condition d'équilibrage des tensions devient :

$$\sum_{j=1}^2 \Delta v_{cj} \left(\frac{1}{2} \sum_{m=1}^2 m \left(\sum_{k=1}^2 i_{mk}^{S_k^i} \right) - \sum_{m=j}^2 \left(\sum_{k=1}^2 i_{mk}^{S_k^i} \right) \right) \leq 0 \quad (\text{II.48})$$

Nous avons également :

$$\sum_{j=1}^2 \Delta v_{c_j} = 0 \quad (\text{II.49})$$

En remplaçant Δv_{c_2} de (II.49) dans (II.48), la condition d'équilibrage se réduit à :

$$\Delta v_{c_1} \sum_{k=1}^2 i_{1k}^{S_k^i} \geq 0 \quad (\text{II.50})$$

L'application de l'opérateur moyen sur l'équation (II.50) durant une période de commutation T_s donne:

$$\frac{1}{T_s} \sum_{KT_s}^{(K+1)T_s} \Delta v_{c_1} \left(\sum_{k=1}^2 i_{1k}^{S_k^i} \right) dt \leq 0 \quad (\text{II.51})$$

Si on admet que la période de commutation est faible devant le temps de réponse des tensions des condensateurs, les tensions des condensateurs peuvent être considérées comme des constantes [10], et par conséquent l'équation (II.51) sera simplifiée à :

$$\Delta v_{c_1}(K) \frac{1}{T_s} \int_{KT_s}^{(K+1)T_s} \left(\sum_{k=1}^2 i_{1k}^{S_k^i} \right) dt \geq 0 \quad (\text{II.52})$$

Alors :

$$\Delta v_{c_1}(K) \sum_{k=1}^2 \bar{i}_{1k}^{S_k^i}(K) dt \geq 0 \quad (\text{II.53})$$

Où : $\Delta v_{c_1}(K)$ est l'erreur de tension du condensateur C_1 à l'état discret K et $\bar{i}_{1k}^{S_k^i}(K)$ est la valeur moyenne du courant d'entrée $i_{1k}^{S_k^i}$.

Les courants $i_{1k}^{S_k^i}$ devraient être calculés pour les différentes combinaisons des états adjacents sur une période de commutation et la meilleure combinaison maximisant (II.53) est retenue.

Si le vecteur de référence se trouve dans le triangle $\Delta_q^{S_k^i}$ et $t_x^{\Delta_q^{S_k^i}}, t_y^{\Delta_q^{S_k^i}}$ et $t_z^{\Delta_q^{S_k^i}}$ sont les temps d'application des vecteurs $v_x^{\Delta_q^{S_k^i}}, v_y^{\Delta_q^{S_k^i}}$ et $v_z^{\Delta_q^{S_k^i}}$ respectivement, les courants $i_{1k}^{S_k^i}$ sont exprimés par :

$$\bar{i}_{1k}^{S_k^i} = \frac{1}{T_s} \begin{bmatrix} i_{1xk}^{S_k^i} & i_{1yk}^{S_k^i} & i_{1zk}^{S_k^i} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} t_{xk}^{\Delta_q^{S_k^i}} & t_{yk}^{\Delta_q^{S_k^i}} & t_{zk}^{\Delta_q^{S_k^i}} \end{bmatrix}^T \quad (\text{II.54})$$

Où : $i_{1xk}^{S_k^i}, i_{1yk}^{S_k^i}$ et $i_{1zk}^{S_k^i}$ sont les courants de charge aux états de commutation x, y et z dans le triangle $\Delta_q^{S_k^i}$ minimisant la fonction coût.

Exemple : Nous supposons que le vecteur de référence se trouve dans le triangle $\Delta_2^{S_k^1}$: $x(210)$, $y(221)$, et $z(211)$, les courants d'entrées pour chaque état sont :

$$\begin{cases} x(210): i_{1x}^{S_k^1} = i_{bk} \\ y(221): i_{1y}^{S_k^1} = i_{ck} \\ z(211): i_{1z}^{S_k^1} = -i_{ak} \end{cases} \quad (II.55)$$

Alors le courant $\bar{i}_{1k}^{S_k^1}$ est donné par :

$$\bar{i}_{1k}^{S_k^1} = \frac{1}{T_s} \begin{bmatrix} i_{bk} & i_{ck} & -i_{ak} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} t_{xk}^{\Delta_2^{S_k^1}} & t_{yk}^{\Delta_2^{S_k^1}} & t_{zk}^{\Delta_2^{S_k^1}} \end{bmatrix}^T \quad (II.56)$$

II.8.2. SVM stabilisante de deux onduleurs à cinq niveaux à diodes flottantes

Tous les états de commutation à l'exception de ceux qui sont situés sur l'hexagone extérieur, sont des états redondants. Ils produisent les mêmes tensions de sortie, cependant, les courants d'entrées produits par ces états sont différents. Dans ce cas, on peut choisir l'état redondant conduisant à l'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs côté continu de l'onduleur. En effet, ces condensateurs se chargent ou se déchargent suivant les états redondants appliqués [10].

II.8.2.1. Détermination des courants d'entrés pour les différents états de commutation

La charge et décharge des condensateurs exige la connaissance des courants d'entrés en fonction des courants de charge pour les différents états de commutation.

Le tableau (II.10) résume les relations entre les courants d'entrés et les courants de charge pour les différents états de commutation du premier secteur.

Tableau (II.10): Relations entre les courants d'entrées et les courants de charge pour les différents états de commutation dans le premier secteur.

Etat	$i_{3k}^{S_k^1}$	$i_{2k}^{S_k^1}$	$i_{1k}^{S_k^1}$	Etat	$i_{3k}^{S_k^1}$	$i_{2k}^{S_k^1}$	$i_{1k}^{S_k^1}$	Etat	$i_{3k}^{S_k^1}$	$i_{2k}^{S_k^1}$	$i_{1k}^{S_k^1}$
400	0	0	0	320	i_{ak}	i_{bk}	0	331	$-i_{ck}$	0	i_{ck}
410	0	0	i_{bk}	441	0	0	i_{ck}	220	0	$-i_{ck}$	0
420	0	i_{bk}	0	330	$-i_{ck}$	0	0	433	$-i_{ak}$	0	0
430	i_{bk}	0	0	422	0	$-i_{ak}$	0	322	i_{ak}	$-i_{ak}$	0
440	0	0	0	311	i_{ak}	0	$-i_{bk}$	211	0	i_{ak}	$-i_{ak}$
411	0	0	$-i_{ak}$	200	0	i_{ak}	0	100	0	0	i_{ak}
300	i_{ak}	0	0	432	i_{bk}	i_{ck}	0	443	i_{ck}	0	0
421	0	i_{bk}	i_{ck}	321	i_{ak}	i_{bk}	i_{ck}	332	$-i_{ck}$	i_{ck}	0
310	i_{ak}	0	i_{bk}	210	0	i_{ak}	i_{bk}	221	0	$-i_{ck}$	i_{ck}
431	i_{bk}	0	i_{ck}	442	0	i_{ck}	0	110	0	0	$-i_{ck}$

Afin de calculer les coutants $i_{3k}^{S_k^1}$, $i_{2k}^{S_k^1}$ et $i_{1k}^{S_k^1}$ en fonction des courants i_{ak} , i_{bk} et i_{ck} , pour tous les états dans les secteurs S_k^2 et S_k^6 , il est judicieux d'exploiter les relations établies entre ces grandeurs dans le premier secteur. Pour cette raison, nous considérons les deux observations suivantes :

II.8.2.1.1. Vecteur de référence situé dans un secteur impair

Si nous supposons que le vecteur de référence est situé dans le triangle ombré du secteur S_k^1 , comme le montre la figure (II.21), les états adjacents de v_{refk} sont $x(441,330)$, $y(430)$ et $z(440)$. Les états correspondants dans le secteur S_k^3 sont $x(144,033)$, $y(043)$ et $z(044)$. Il est possible de constater la correspondance suivante :

$$\begin{array}{l}
 \text{Secteur } S_k^1 : x \begin{array}{ccc} a & b & c \end{array} \begin{array}{ccc} a & b & c \end{array}, y \begin{array}{ccc} a & b & c \end{array}, z \begin{array}{ccc} a & b & c \end{array} \\
 \qquad \qquad \qquad \updownarrow \quad \updownarrow \quad \quad \updownarrow \quad \quad \updownarrow \\
 \text{Secteur } S_k^3 : x \begin{array}{ccc} a & b & c \end{array} \begin{array}{ccc} a & b & c \end{array}, y \begin{array}{ccc} a & b & c \end{array}, z \begin{array}{ccc} a & b & c \end{array}
 \end{array} \tag{II.57}$$

Cette observation indique également qu'il y a un changement dans les commandes de phase entre chaque état dans le secteur S_k^1 et de son état d'équivalent dans le secteur S_k^3 . Par conséquent, si nous précisons les tensions correspondant à un état de commutation du secteur S_k^1 en v_{ak} , v_{bk} et v_{ck} , puis en décalant les commandes de v_{ck} , v_{ak} et v_{bk} , alors l'état de commutation équivalent dans le secteur S_k^3 est déduit.

Pour trouver les états adjacents dans le secteur S_k^3 à partir de ceux du secteur S_k^1 il suffit de procéder aux permutations suivantes :

$$\begin{array}{l}
 a \rightarrow b \\
 b \rightarrow c \\
 c \rightarrow a
 \end{array} \tag{II.58}$$

Si nous désignons par v_{ak} , v_{bk} et v_{ck} les tensions correspondantes à un état de commutation dans le secteur S_k^1 , alors l'état de commutation équivalent dans le secteur S_k^3 est associé à l'arrangement v_{ak} , v_{bk} et v_{ck} . Ces relations entre les états de commutation peuvent être exploitées également pour déduire les courants d'entrés en fonction des courants de charge. A titre d'exemple :

Pour l'état 321 dans le secteur S_k^1 , nous avons : $i_{3k}^{S_k^1} = i_{ak}$, $i_{2k}^{S_k^1} = i_{bk}$, $i_{1k}^{S_k^1} = i_{ck}$

Pour l'état 132 dans le secteur S_k^3 , nous avons : $i_{3k}^{S_k^3} = i_{bk}$, $i_{2k}^{S_k^3} = i_{ck}$, $i_{1k}^{S_k^3} = i_{ak}$

Quand $i_{3k}^{S_k^1}$, $i_{2k}^{S_k^1}$ et $i_{1k}^{S_k^1}$ en fonctions de i_{ak} , i_{bk} et i_{ck} sont connus dans le premier secteur, les courants $i_{3k}^{S_k^3}$, $i_{2k}^{S_k^3}$ et $i_{1k}^{S_k^3}$ le seront aussi dans le troisième secteur en adaptant la substitution suivante : $i_{ak} \rightarrow i_{bk}$, $i_{bk} \rightarrow i_{ck}$, $i_{ck} \rightarrow i_{ak}$

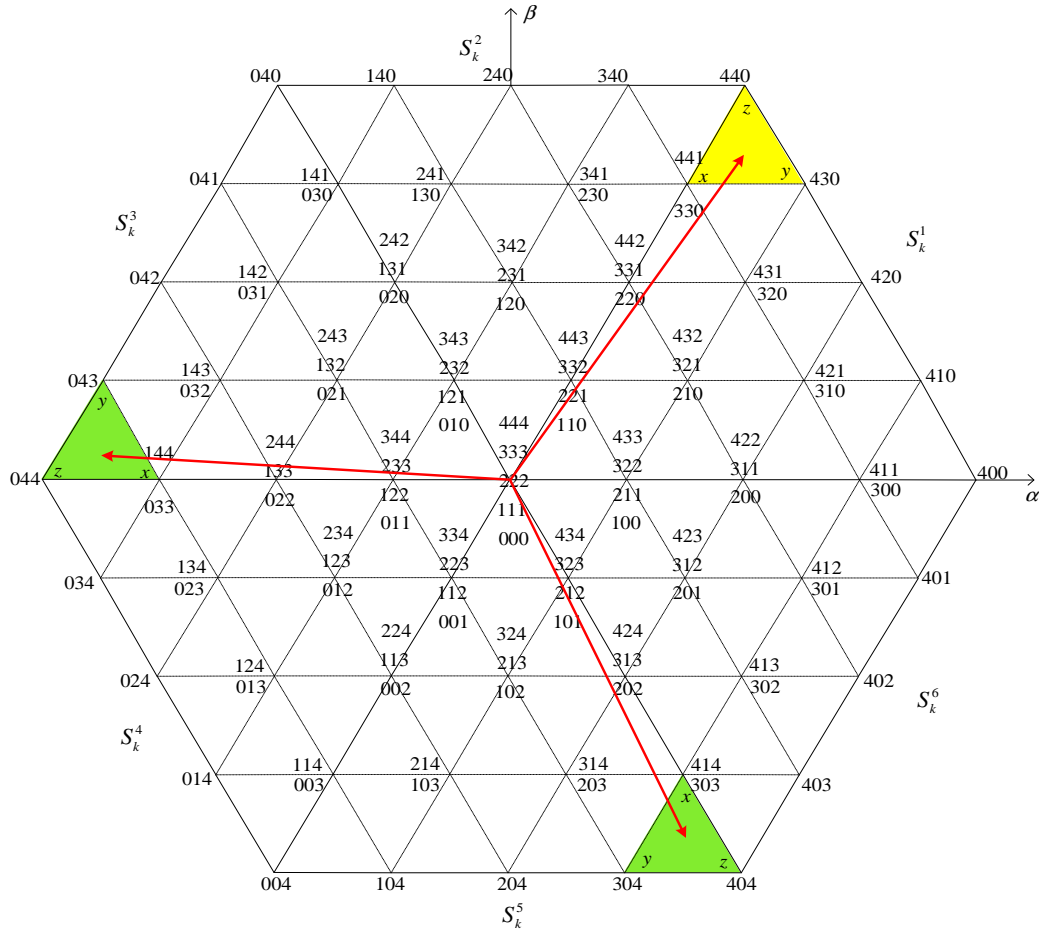


Figure (II.21): Etats adjacents de v_{refk} dans les secteurs impairs.

C'est une règle générale pour tous les états correspondants du secteur S_k^1 et leurs états correspondants du secteur S_k^3 . Cette règle existe également entre les états du secteur S_k^1 et du secteur S_k^5 [17], comme le montre le tableau (II.11).

Tableau (II.11): Correspondance entre les courants de charge pour les états de commutation dans les secteurs impairs.

Secteur S_k^1	Secteur S_k^3	Secteur S_k^5
i_{ak}	$i_{ak} \rightarrow i_{bk}$	$i_{ak} \rightarrow i_{ck}$
i_{bk}	$i_{bk} \rightarrow i_{ck}$	$i_{bk} \rightarrow i_{ak}$
i_{ck}	$i_{ck} \rightarrow i_{ak}$	$i_{ck} \rightarrow i_{bk}$

II.8.2.1.2. Vecteur de référence situé dans un secteur pair

Si nous supposons que le vecteur de référence est situé dans le triangle ombré du secteur S_k^2 , comme le présente la figure (II.22). Les états adjacents de v_{refk} sont $x(141,030)$, $y(140)$ et $z(040)$. Les états correspondants dans le secteur S_k^1 sont $x(441,330)$, $y(430)$ et $z(440)$.

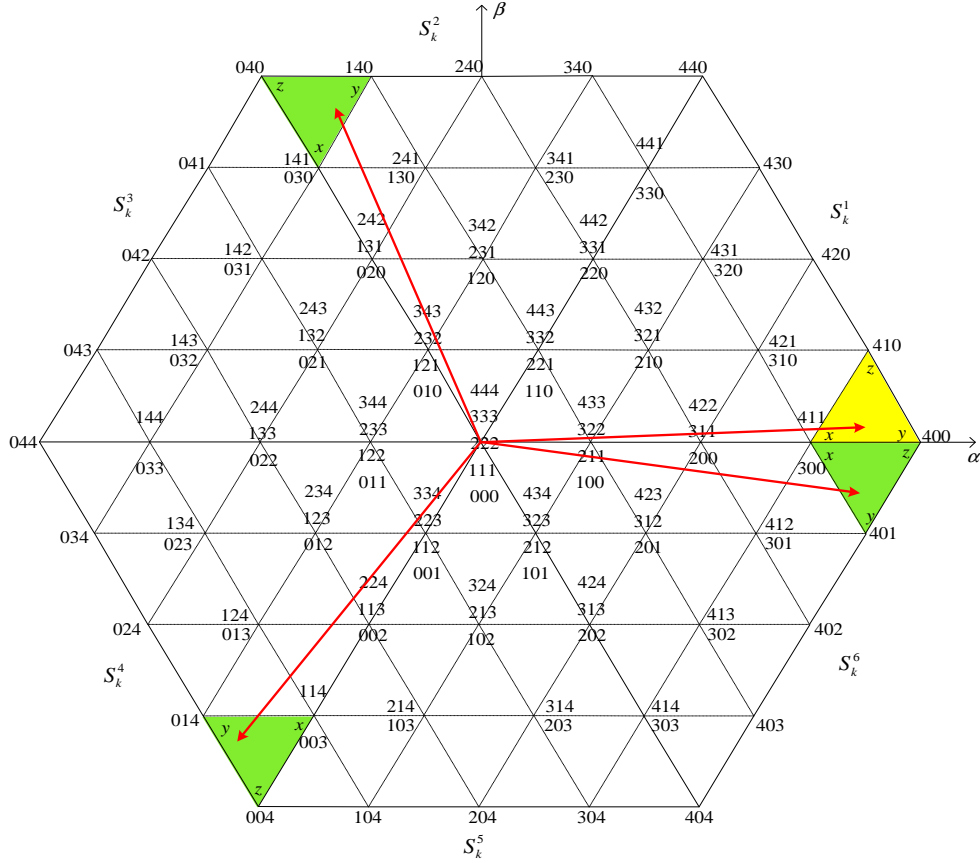


Figure (II.22): Etats adjacents de v_{refk} dans les secteurs pairs.

Nous pouvons écrire:

$$\begin{aligned}
 \text{Secteur } S_k^1 : & \quad x \begin{matrix} a & b & c \\ 4 & 4 & 1 \end{matrix}, y \begin{matrix} a & b & c \\ 4 & 3 & 0 \end{matrix}, z \begin{matrix} a & b & c \\ 4 & 4 & 0 \end{matrix} \\
 & \quad \quad \quad \downarrow \quad \downarrow \quad \downarrow \quad \downarrow \\
 \text{Secteur } S_k^2 : & \quad x \begin{matrix} a & b & c \\ 1 & 4 & 1 \end{matrix}, y \begin{matrix} a & b & c \\ 1 & 4 & 0 \end{matrix}, z \begin{matrix} a & b & c \\ 0 & 4 & 0 \end{matrix}
 \end{aligned} \tag{II.59}$$

On constate qu'il n'y a aucune correspondance utile entre les états dans le secteur S_k^1 et les états équivalents dans le secteur S_k^2 . Par conséquent, aucune relation spécifique n'existe pour déduire les courants $i_{3k}^{S_k^1}$, $i_{2k}^{S_k^1}$ et $i_{1k}^{S_k^1}$ en fonction des courants de charge à partir des relations existant dans le premier secteur.

Pour calculer les courants d'entrés dans le secteur S_k^2 , en se basant sur ceux connus dans le secteur S_k^1 , nous avons besoin de modifier l'algorithme SVM présenté dans la section précédente [13].

Si nous changeons l'algorithme SVM tel que le triangle ombré dans le secteur S_k^1 soit celui présenté dans la figure (II.22), dont les états y et z sont interchangés. Les nouveaux états adjacents dans le secteur S_k^2 sont donc $x(141, 030)$, $y(040)$ et $z(140)$.

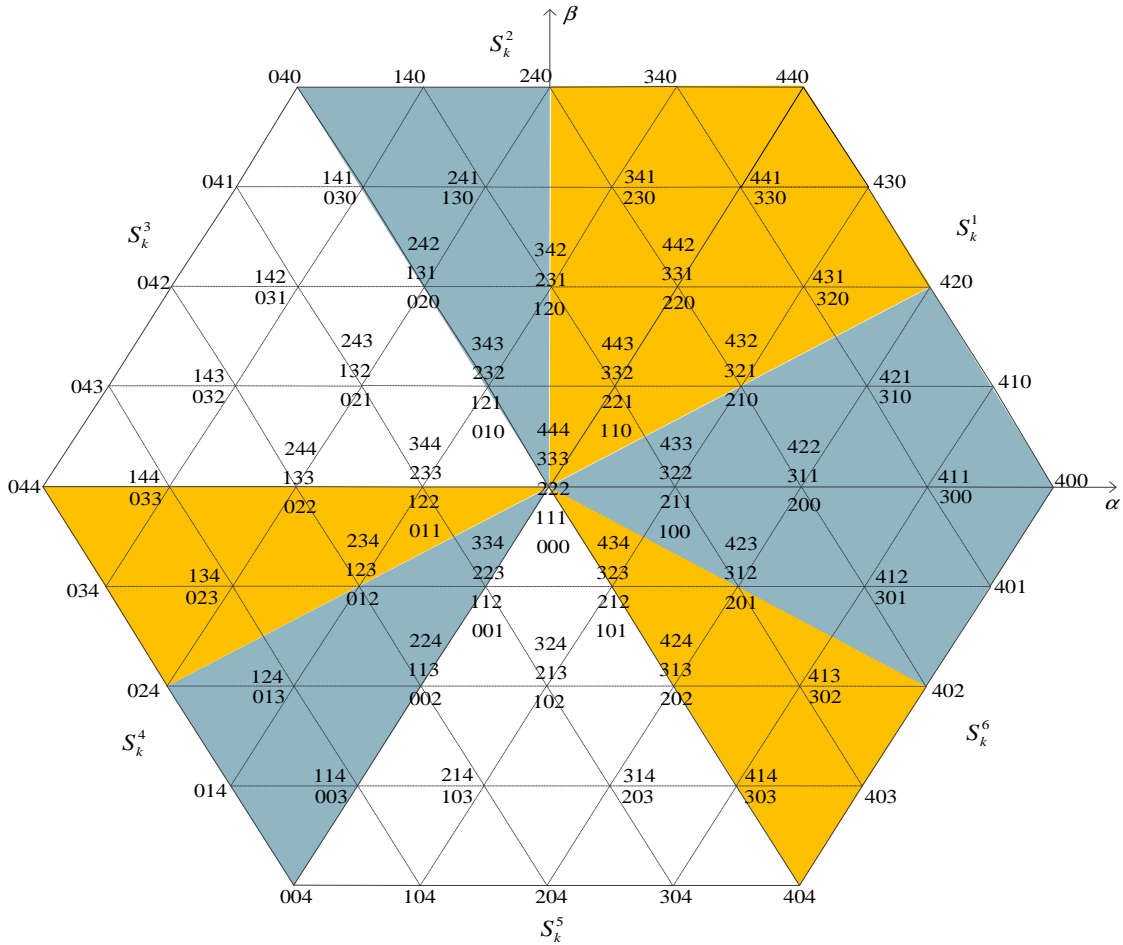


Figure (II.23): Régions utilisées dans les secteurs pairs.

Dans ce cas, nous pouvons observer la correspondance suivante :

$$\begin{aligned}
 \text{Secteur } S_k^1 : & \quad x \begin{matrix} a & b & c \\ 4 & 1 & 1 \end{matrix}, y \begin{matrix} a & b & c \\ 4 & 0 & 0 \end{matrix}, z \begin{matrix} a & b & c \\ 4 & 1 & 0 \end{matrix} \\
 & \quad \quad \quad \updownarrow \quad \updownarrow \quad \updownarrow \quad \updownarrow \\
 \text{Secteur } S_k^2 : & \quad x \begin{matrix} a & b & c \\ 1 & 4 & 1 \end{matrix}, y \begin{matrix} a & b & c \\ 0 & 4 & 0 \end{matrix}, z \begin{matrix} a & b & c \\ 1 & 4 & 0 \end{matrix}
 \end{aligned} \tag{II.60}$$

Pour trouver la correspondance entre les états du secteur S_k^2 avec ceux du secteur S_k^1 , les changements suivants doivent être adoptés :

$$\begin{aligned}
 a & \rightarrow b \\
 b & \rightarrow a \\
 c & \rightarrow c
 \end{aligned} \tag{II.61}$$

D'une manière générale, si le vecteur de référence est situé dans la deuxième partie du secteur S_k^2 , comme le présente la figure (II.23), la première partie du secteur S_k^1 sera utilisée

pour trouver la correspondance entre ses états et ceux du secteur S_k^1 . Par contre, si le vecteur de référence est situé dans la première partie du secteur S_k^2 , alors la deuxième partie du secteur S_k^1 est prise en considération pour trouver cette correspondance [10].

Le tableau (II.12) résume les correspondances entre les courants de charge pour les états de commutation des secteurs pairs avec ceux du premier secteur.

Tableau (II.12): Correspondance entre les courants de charge pour les états de commutation dans les secteurs pairs

Secteur S_k^1	Secteur S_k^2	Secteur S_k^4	Secteur S_k^6
i_{ak}	$i_{ak} \rightarrow i_{bk}$	$i_{ak} \rightarrow i_{ck}$	$i_{ak} \rightarrow i_{ak}$
i_{bk}	$i_{bk} \rightarrow i_{ak}$	$i_{bk} \rightarrow i_{bk}$	$i_{bk} \rightarrow i_{ck}$
i_{ck}	$i_{ck} \rightarrow i_{ck}$	$i_{ck} \rightarrow i_{ak}$	$i_{ck} \rightarrow i_{bk}$

Le tableau (II.13) résume la règle générale pour l'échange de i_{ak} , i_{bk} et i_{ck} dans les six secteurs.

Tableau (II.13): Correspondance entre les courants de charge pour les états de commutation dans les six secteurs.

Secteur S_k^1	Secteur S_k^2	Secteur S_k^3	Secteur S_k^4	Secteur S_k^5	Secteur S_k^6
i_{ak}	$i_{ak} \rightarrow i_{bk}$	$i_{ak} \rightarrow i_{bk}$	$i_{ak} \rightarrow i_{ck}$	$i_{ak} \rightarrow i_{ck}$	$i_{ak} \rightarrow i_{ak}$
i_{bk}	$i_{bk} \rightarrow i_{ak}$	$i_{bk} \rightarrow i_{ck}$	$i_{bk} \rightarrow i_{bk}$	$i_{bk} \rightarrow i_{ak}$	$i_{bk} \rightarrow i_{ck}$
i_{ck}	$i_{ck} \rightarrow i_{ck}$	$i_{ck} \rightarrow i_{ak}$	$i_{ck} \rightarrow i_{ak}$	$i_{ck} \rightarrow i_{bk}$	$i_{ck} \rightarrow i_{bk}$

II.8.2.2. Equilibrage du bus continu par minimisation de l'énergie des condensateurs

L'énergie E est minimale si toutes les tensions des condensateurs sont équilibrées. En effet :

$$E_{\min} = \frac{1}{2} C \sum_{j=1}^4 \frac{v_{dc}^2}{4} \quad (\text{II.62})$$

La fonction coût J est définie par :

$$J = \frac{1}{2} C \sum_{j=1}^4 \left(v_{cj} - \frac{v_{dc}}{4} \right) \quad (\text{II.63})$$

La condition mathématique assurant la convergence de la fonction coût J à sa valeur minimale est donnée par :

$$\frac{dJ}{dt} = C \sum_{j=1}^4 \Delta v_{cj} \frac{dv_{cj}}{dt} \leq 0 \quad (\text{II.64})$$

Où : $\Delta v_{cj} = v_{cj} - v_{dc}/4$: est l'erreur de tension du condensateur C_j .

Le courant dans chaque condensateur est défini par l'équation (II.42).

A l'aide de (II.42), l'équation (II.64) devient :

$$\sum_{j=1}^4 \Delta v_{cj} i_{cj} \leq 0 \quad (\text{II.65})$$

Les courants des condensateurs i_{c1}, i_{c2}, i_{c3} et i_{c4} sont affectés par les courants d'entrées de l'onduleur $i_{3k}^{S_k^i}, i_{2k}^{S_k^i}$ et $i_{1k}^{S_k^i}$. Il est avantageux d'exprimer l'équation (II.65) en fonction des courants $i_{3k}^{S_k^i}, i_{2k}^{S_k^i}$ et $i_{1k}^{S_k^i}$, nous pouvons écrire :

$$\begin{cases} i_{c4} = \sum_{k=1}^2 i_{3k}^{S_k^i} + i_{c3} \\ i_{c3} = \sum_{k=1}^2 i_{2k}^{S_k^i} + i_{c2} \\ i_{c2} = \sum_{k=1}^2 i_{1k}^{S_k^i} + i_{c1} \end{cases} \quad (\text{II.66})$$

En supposant que la tension v_{dc} est constante, on déduit :

$$C \sum_{j=1}^4 \frac{dv_{cj}}{dt} = \sum_{j=1}^4 i_{cj} = 0 \quad (\text{II.67})$$

A partir des équations (II.66) et (II.67), les courants des condensateurs peuvent être exprimés par :

$$\begin{cases} i_{c1} = \frac{1}{4} \left(\sum_{k=1}^2 i_{1k}^{S_k^i} + 2 \sum_{k=1}^2 i_{2k}^{S_k^i} + 3 \sum_{k=1}^2 i_{3k}^{S_k^i} \right) - \left(\sum_{k=1}^2 i_{1k}^{S_k^i} + \sum_{k=1}^2 i_{2k}^{S_k^i} + \sum_{k=1}^2 i_{3k}^{S_k^i} \right) \\ i_{c2} = \frac{1}{4} \left(\sum_{k=1}^2 i_{1k}^{S_k^i} + 2 \sum_{k=1}^2 i_{2k}^{S_k^i} + 3 \sum_{k=1}^2 i_{3k}^{S_k^i} \right) - \left(\sum_{k=1}^2 i_{2k}^{S_k^i} + \sum_{k=1}^2 i_{3k}^{S_k^i} \right) \\ i_{c3} = \frac{1}{4} \left(\sum_{k=1}^2 i_{1k}^{S_k^i} + 2 \sum_{k=1}^2 i_{2k}^{S_k^i} + 3 \sum_{k=1}^2 i_{3k}^{S_k^i} \right) - \sum_{k=1}^2 i_{3k}^{S_k^i} \\ i_{c4} = \frac{1}{4} \left(\sum_{k=1}^2 i_{1k}^{S_k^i} + 2 \sum_{k=1}^2 i_{2k}^{S_k^i} + 3 \sum_{k=1}^2 i_{3k}^{S_k^i} \right) \end{cases} \quad (\text{II.68})$$

On peut écrire (II.68) sous la forme suivante :

$$i_{cj} = \frac{1}{4} \sum_{m=1}^3 m \left(\sum_{k=1}^2 i_{mk}^{S_k^i} \right) - \sum_{m=j}^3 \left(\sum_{k=1}^2 i_{mk}^{S_k^i} \right), \text{ avec : } m=1, 2, 3. \quad (\text{II.69})$$

Remplaçons i_{cj} de (II.69) dans (II.65), la condition d'équilibrage des tensions devient :

$$\sum_{j=1}^4 \Delta v_{cj} \left(\frac{1}{4} \sum_{m=1}^3 m \left(\sum_{k=1}^2 i_{mk}^{S_k^i} \right) - \sum_{m=j}^3 \left(\sum_{k=1}^2 i_{mk}^{S_k^i} \right) \right) \leq 0 \quad (\text{II.70})$$

Nous avons également :

$$\sum_{j=1}^4 \Delta v_{cj} = 0 \quad (\text{II.71})$$

En remplaçant Δv_{c4} de (II.71) dans (II.70), la condition d'équilibrage se réduit à :

$$\sum_{j=1}^3 \Delta v_{cj} \left(\sum_{m=j}^3 \left(\sum_{k=1}^2 i_{mk}^{S_k^i} \right) \right) \geq 0 \quad (\text{II.72})$$

L'application de l'opérateur moyen sur l'équation (II.72) durant une période de commutation T_s donne :

$$\frac{1}{T_s} \sum_{KT_s}^{(K+1)T_s} \Delta v_{cj} \left(\sum_{m=j}^3 \left(\sum_{k=1}^2 i_{mk}^{S_k^i} \right) \right) dt \leq 0 \quad (\text{II.73})$$

On admet que la période de commutation est faible devant le temps de réponse des tensions des condensateurs, l'équation (II.73) sera simplifiée à :

$$\sum_{j=1}^3 \Delta v_{cj}(K) \left(\sum_{m=j}^3 \frac{1}{T} \int_{KT_s}^{(K+1)T_s} \left(\sum_{k=1}^2 i_{mk}^{S_k^i} \right) dt \right) \geq 0 \quad (\text{II.74})$$

Alors :

$$\sum_{j=1}^3 \Delta v_{cj}(K) \left(\sum_{m=j}^3 \left(\sum_{k=1}^2 \bar{i}_{mk}^{S_k^i}(K) \right) \right) dt \geq 0 \quad (\text{II.75})$$

Où : $\Delta v_{cj}(K)$ est l'erreur de tension du condensateur C_j à l'état discret K et $\bar{i}_{mk}^{S_k^i}(K)$ est la valeur moyenne du courant d'entrée $i_{mk}^{S_k^i}$.

Les courants $i_{3k}^{S_k^i}$, $i_{2k}^{S_k^i}$ et $i_{1k}^{S_k^i}$ devraient être calculés pour les différentes combinaisons des états adjacents sur une période de commutation et la meilleure combinaison maximisant (II.75) est retenue.

Si le vecteur de référence se trouve dans le triangle $\Delta_q^{S_k^i}$ et $t_x^{\Delta_q^{S_k^i}}$, $t_y^{\Delta_q^{S_k^i}}$ et $t_z^{\Delta_q^{S_k^i}}$ sont les temps d'application des vecteurs $v_x^{\Delta_q^{S_k^i}}$, $v_y^{\Delta_q^{S_k^i}}$ et $u_z^{\Delta_q^{S_k^i}}$ respectivement, les courants $i_{3k}^{S_k^i}$, $i_{2k}^{S_k^i}$ et $i_{1k}^{S_k^i}$ sont exprimés par :

$$\begin{pmatrix} \bar{i}_{3k}^{S_k^i} \\ \bar{i}_{2k}^{S_k^i} \\ \bar{i}_{1k}^{S_k^i} \end{pmatrix} = \frac{1}{T_s} \begin{pmatrix} i_{3,xk}^{S_k^i} & i_{3,yk}^{S_k^i} & i_{3,zk}^{S_k^i} \\ i_{2,xk}^{S_k^i} & i_{2,yk}^{S_k^i} & i_{2,zk}^{S_k^i} \\ i_{1,xk}^{S_k^i} & i_{1,yk}^{S_k^i} & i_{1,zk}^{S_k^i} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} t_x^{\Delta_q^{S_k^i}} \\ t_y^{\Delta_q^{S_k^i}} \\ t_z^{\Delta_q^{S_k^i}} \end{pmatrix} \quad (\text{II.76})$$

Où : $i_{mxk}^{S_k^i}$, $i_{myk}^{S_k^i}$ et $i_{mzk}^{S_k^i}$ sont les courants de charge aux états de commutation x , y et z dans le triangle $\Delta_q^{S_k^i}$ minimisant la fonction coût.

Exemple : Nous supposons que le vecteur de référence se trouve dans le triangle numéro 11 du premier secteur $\Delta_{11}^{S_k^1}$: $x(431)$, $y(220)$, et $z(321)$, les courants d'entrées pour chaque état sont

$$\begin{cases} x(431) : i_{3x}^{S_k^1} = i_{bk}, i_{2x}^{S_k^1} = 0, i_{1x}^{S_k^1} = i_{ck} \\ y(220) : i_{3y}^{S_k^1} = 0, i_{2y}^{S_k^1} = -i_{ck}, i_{1y}^{S_k^1} = 0 \\ z(321) : i_{3z}^{S_k^1} = i_{ak}, i_{2z}^{S_k^1} = i_{bk}, i_{1z}^{S_k^1} = i_{ck} \end{cases} \quad (\text{II.77})$$

On résume la stratégie d'équilibrage des tensions des condensateurs par le diagramme indiqué par la figure (II.24).

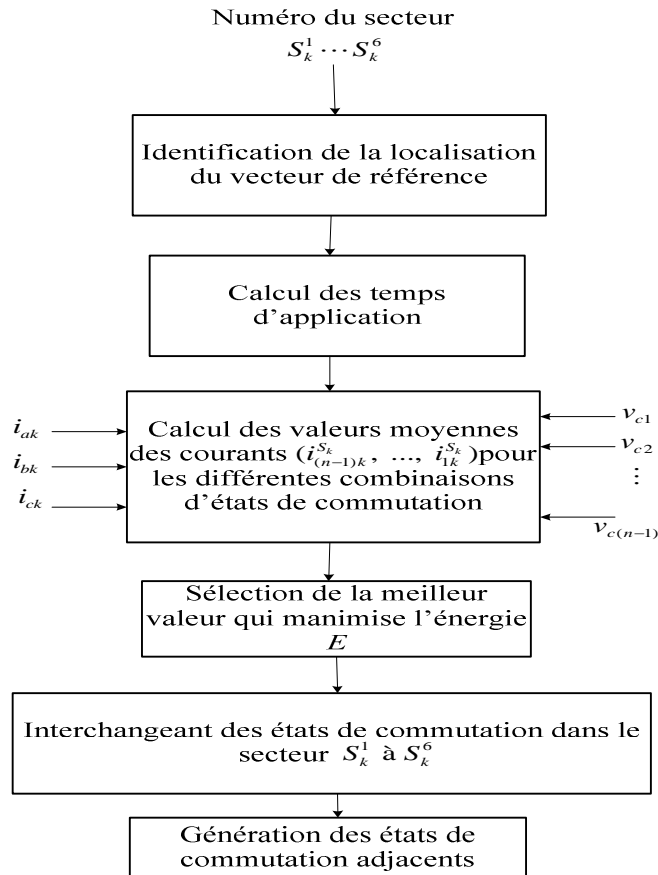


Figure (II.24): Résumé de la stratégie d'équilibrage de la tension du bus continu.

La procédure d'application de la stratégie d'équilibrage de tension en fonction de la stratégie de commutation SVM présenté dans cette section est résumée dans la figure (II.25).

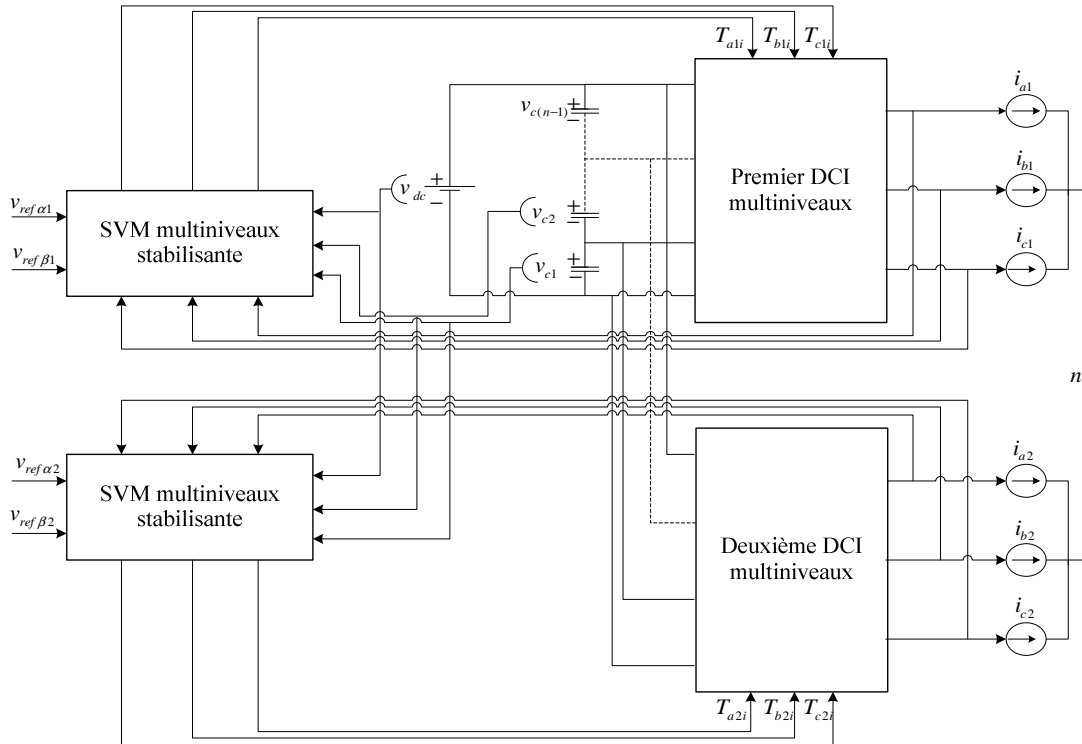
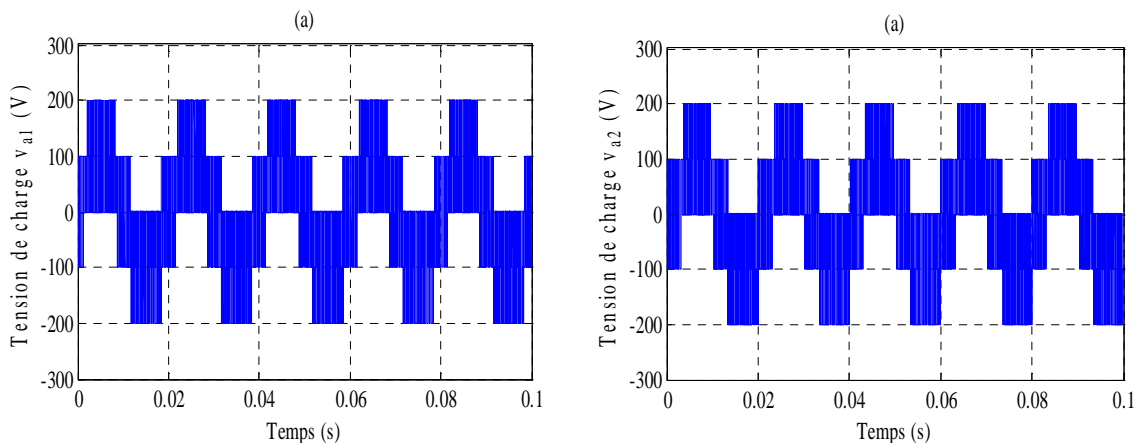


Figure (II.25): Schéma fonctionnel de deux onduleurs multiniveaux contrôlés par la stratégie SVM stabilisante.

II.9. Simulation de deux onduleurs multiniveaux commandés par SVM stabilisante

Chaque onduleur multiniveaux est commandé par la stratégie de SVM stabilisante. Les deux onduleurs sont connectés au même bus continu d'une tension de 600 V, divisée en égalités entre les capacités de l'onduleur, chacune de valeur 1mF. Les formes d'ondes des tensions de sortie de la première phase, les courants de charge et les tensions des condensateurs sont représentés par les figures (II.26) et (II.27) relative à deux onduleurs à trois niveaux fonctionnant aux points de fonctionnement $M_k = 0.45$ et $M_k = 0.8$ respectivement. Les figures (II.28) et (II.29) concernant le cas de deux onduleurs à cinq niveaux fonctionnant aux points de fonctionnement $M_k = 0.45$ et $M_k = 0.8$ respectivement.



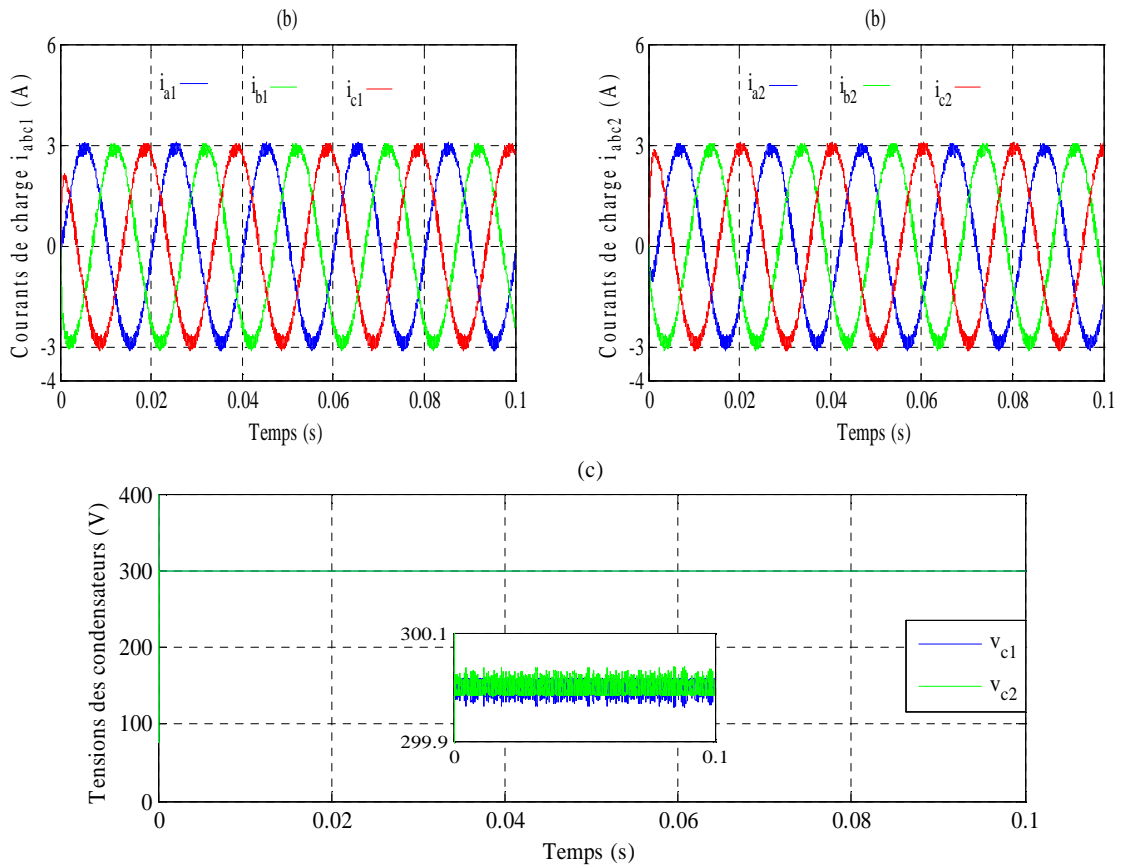
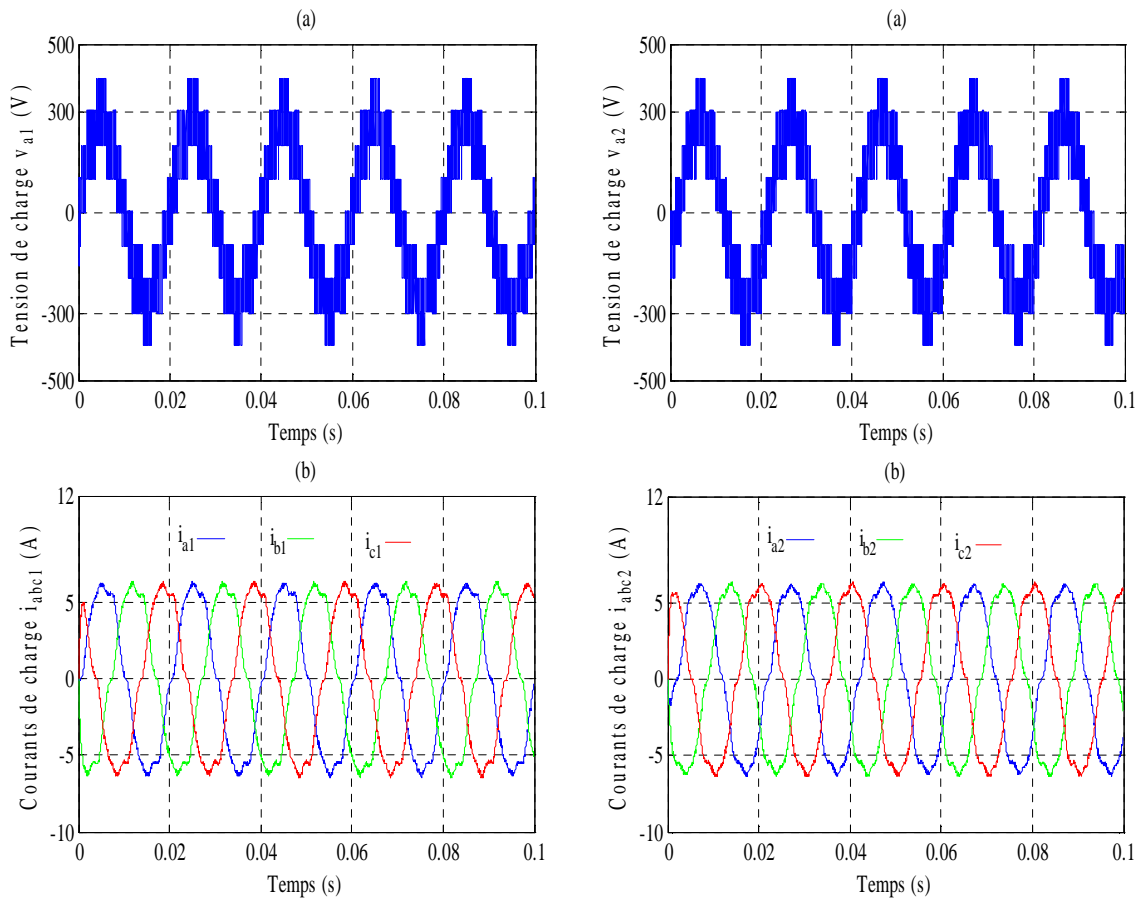


Figure (II.26): Formes d'onde de deux onduleurs à trois niveaux pour le point de fonctionnement $M_k=0.45$, a) Tensions de sortie de la première phase, b) Courants de charge, c) Tensions des condensateurs.



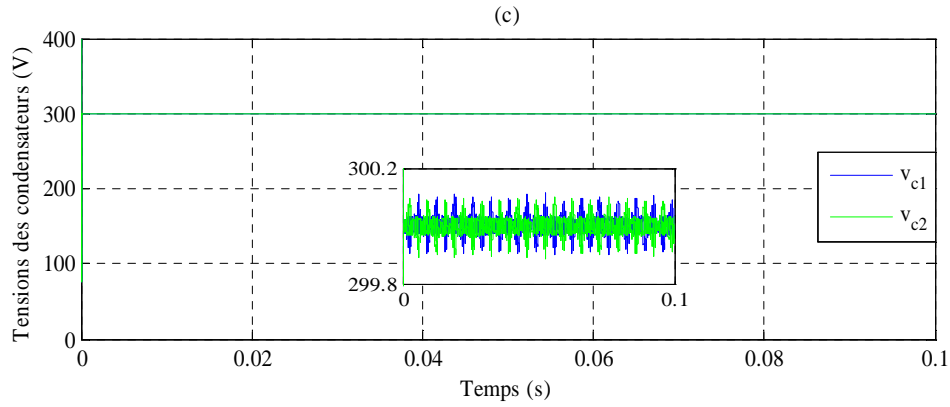


Figure (II.27): Formes d'onde de deux onduleurs à trois niveaux pour le point de fonctionnement $M_k=0.8$, a) Tensions de sortie de la première phase, b) Courants de charge, c) Tensions des condensateurs.

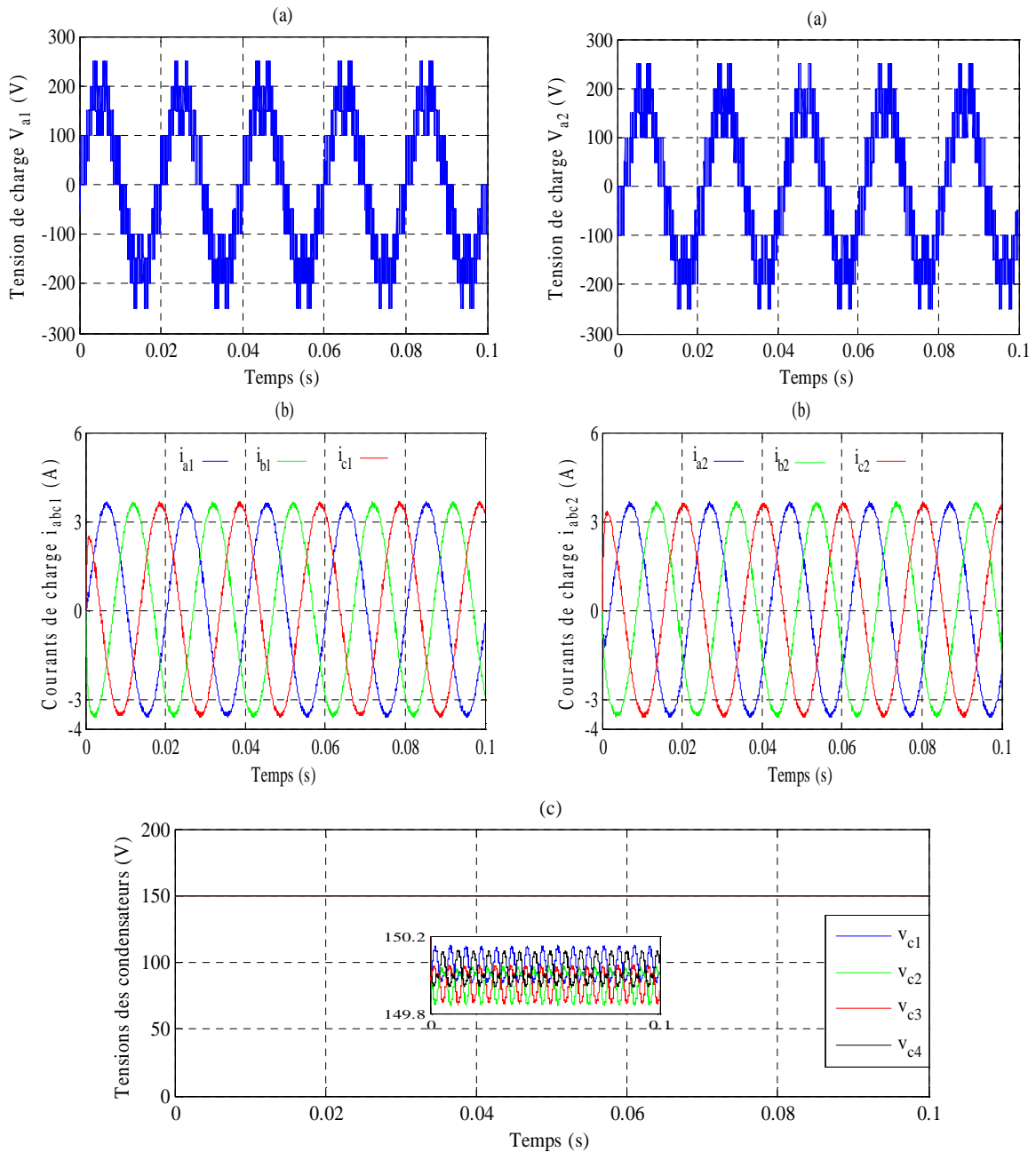


Figure (II.28): Formes d'onde de deux onduleurs à cinq niveaux pour le point de fonctionnement $M_k=0.45$, a) Tensions de sortie de la première phase, b) Courants de charge, c) Tensions des condensateurs.

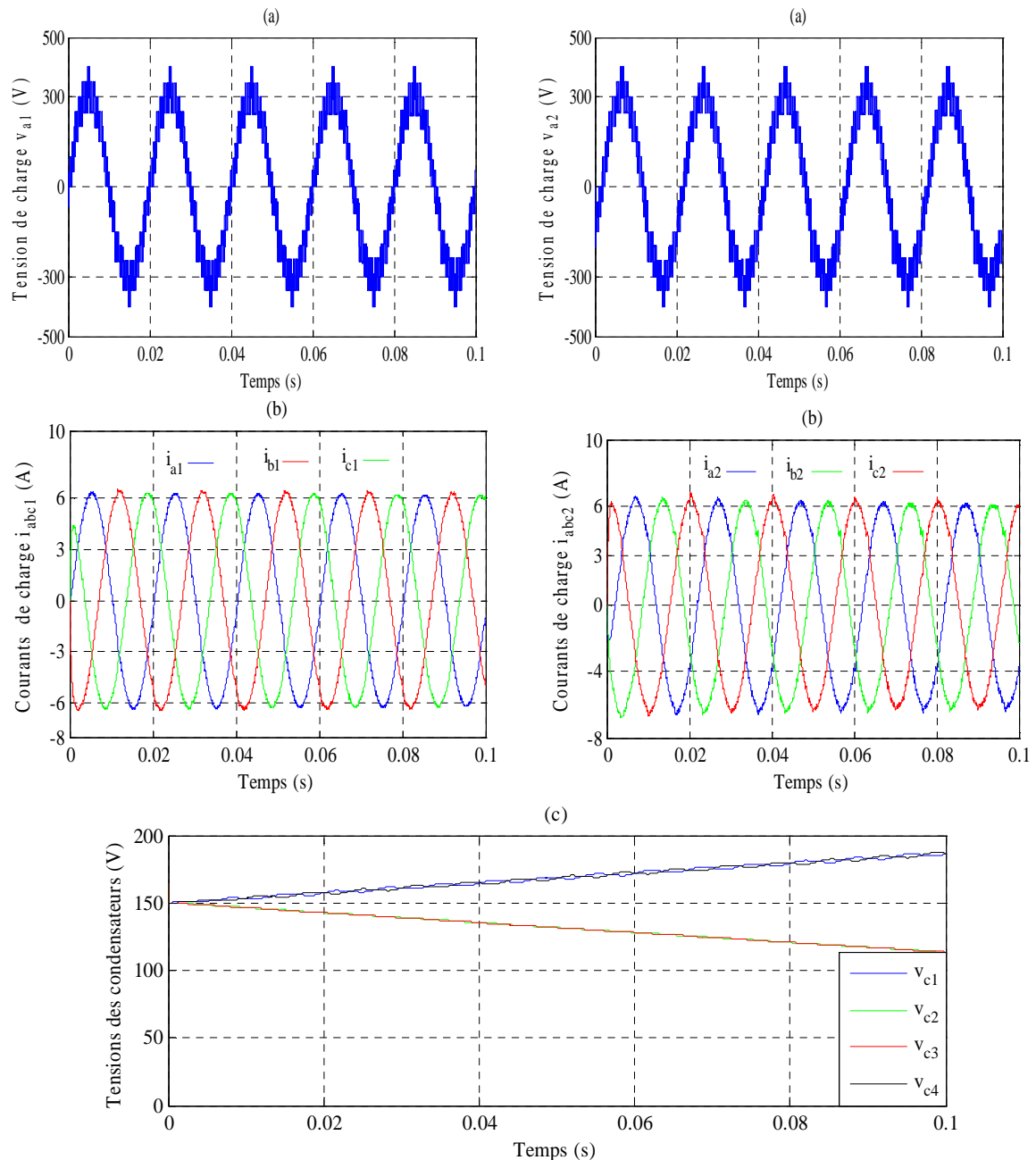


Figure (II.29): Formes d'onde de deux onduleurs à cinq niveaux pour le point de fonctionnement $M_k=0.8$, a) Tensions de sortie de la première phase, b) Courants de charge, c) Tensions des condensateurs.

Les figures (II.26) et (II.27) montrent les formes d'ondes des tensions de sortie de la première phase, des courants de charge et des tensions des condensateurs pour un point de fonctionnement correspondant à un taux de modulation égal à 0,45. On remarque que les tensions des condensateurs du bus continu convergent vers une valeur d'état stable près de 300 V pour le cas de l'onduleur à trois niveaux et 150 V pour le cas de l'onduleur à cinq niveaux. Les oscillations de basse fréquence sur les tensions des condensateurs du bus continu sont dues à l'état de fonctionnement sélectionné. En général, les faibles indices de modulation conduisent à une faible fréquence des tensions des condensateurs ce qui influe positivement sur la tension côté alternatif.

Les figures (II.28) et (II.29) montrent les formes d'ondes obtenues pour le point de fonctionnement $M_k = 0.8$. Ces résultats de simulation montrent que les tensions des condensateurs ne peuvent être équilibrées ce qui explique que ce point de fonctionnement est situé dans une zone instable.

II.10. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la technique de modulation vectorielle de l'onduleur multiniveaux à diodes flottantes. Les résultats de simulation montrent que la qualité harmonique de la tension de sortie de l'onduleur s'améliore dans le cas multiniveaux par rapport au traditionnel onduleur à deux niveaux. Néanmoins, l'algorithme de la modulation vectorielle se complique de plus en plus pour les onduleurs de niveaux plus élevés. D'un autre côté, la topologie multiniveaux adoptée souffre du déséquilibre des tensions aux bornes des condensateurs coté continu. Afin de garantir l'équilibrage des tensions du bus continu, une stratégie d'équilibrage basée sur les états de commutation redondants est développée. Le comportement de l'algorithme d'équilibrage est vérifié à travers un ensemble de tests relatifs à plusieurs conditions de fonctionnement. Les résultats de simulation montrent que les tensions des condensateurs peuvent être équilibrées pour les points de fonctionnement situés dans des zones stables.

Chapitre III

Commande directe du couple de la MSDE sans capteur de vitesse

III.1. Introduction

Les structures de contrôle direct du couple des machines sont apparues dans la deuxième moitié des années 1980, par les deux chercheurs M. TAKAHACHI et I. DEPENDBORK comme concurrentielle des méthodes classiques. Ces derniers sont basés sur une alimentation par modulation de largeur d'impulsions, et sur un découplage du flux et du couple moteur [39]. L'idée de la DTC étant développée dans un repère lié au stator. En effet, les valeurs instantanées du flux statorique et du couple électromagnétique sont estimées à partir des grandeurs statoriques. En utilisant des comparateurs à hystérésis, le flux et le couple sont contrôlés directement et indépendamment avec une sélection appropriée du vecteur tension imposé par l'onduleur [19]. Cette technique implique un fonctionnement de l'onduleur à deux niveaux standard avec une fréquence de commande variable parfois élevée et incompatible avec des applications forte puissance du fait du niveau des pertes par commutation [40].

Dans le but de palier ces inconvénients, la plupart des études présentées dans la littérature ont été orientées vers la modification dans la méthode DTCC par l'introduction d'un modulateur vectoriel. La technique MLI vectorielle est employée pour appliquer un vecteur de tension avec une fréquence de commutation fixe [41]. Le système de contrôle consiste à remplacer la table de commutation et les bandes hystérésis par des régulateurs proportionnelle intégrateur pour le contrôle du flux statorique et du couple électromagnétique.

Le capteur de vitesse ou de position des machines synchrones augmente sensiblement l'entretien, la complexité et le coût du système et de plus il altère la robustesse et la fiabilité de l'entraînement, le rendant encombrant et moins compétitif par rapport aux MCC et aux MAS, en particulier dans les applications à faible puissance [42]. Pour ces raisons, de grandes actions de recherche sont menées dans le but de développer une stratégie fiable et peu coûteuse pour la commande sans capteur des machines synchrones. De telles techniques sont généralement basées sur une estimation de la position du rotor à partir des grandeurs électriques statoriques de la machine telles que les courants ou les tensions de phases [43].

Dans ce qui suit, on s'intéressera au premier temps à l'application de la DTCC multiniveaux sur la MSDE. La variante DTC-SVM multiniveaux sera également examinée. Dans un deuxième temps on propose d'estimer la vitesse rotorique par un observateur d'état en utilisant le filtre de Kalman étendu. La DTC multiniveaux souffre du problème de

déséquilibre des tensions au borne des condensateurs à l'entrée des deux onduleurs multiniveaux, pour cet raison l'introduire de la stratégie de stabilisation est indispensable. Les résultats de simulation de ces différentes méthodes de commande viendront mettre en évidence les performances du contrôle direct du couple et du flux surtout en basse vitesse.

III.2. Principe de la commande DTCC

La commande DTC d'une machine synchrone à double étoile est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension. Ce choix est basé généralement sur l'utilisation de comparateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique. Un onduleur hexaphasé de tension de deux niveaux délivre douze positions distinctes dans le plan de phase.

Cette technique possède généralement d'excellentes caractéristiques dynamiques qui s'étendent à des larges plages de fonctionnement couple/vitesse, en plus [44] :

- la stratégie de contrôle par DTC est insensible, dans sa version de base, aux variations des paramètres du rotor de la machine,
- l'estimation de flux statorique ne dépend que de la résistance du stator (intégration en boucle ouverte de la force électromotrice du stator),
- le découplage entre les grandeurs de contrôle étant naturellement assuré par la commande directe, et le fonctionnement à flux variable n'affecte pas le réglage du couple,
- la mise en œuvre des commandes de type DTC se démarque sensiblement des commandes à flux orienté classiques; elles ne nécessitent généralement pas de transformation de coordonnées (*Park*) dans des axes tournants,
- la DTC peut être classifiée parmi les stratégies de contrôle simples à faibles coûts de calcul.

III.3. Contrôle du flux de la MSDE

Le contrôle direct du couple est basé sur le contrôle du flux statorique, ainsi son expression dans le référentiel (α, β) est :

$$\overline{\phi}_s = \int_0^t (\overline{v}_s - R_s \overline{i}_s) dt \quad (\text{III.1})$$

Durant une période d'échantillonnage T très faible, le vecteur tension peut être supposée constant. Si l'instant initial (0) correspond à l'instant de la commutation précédente, l'évolution du vecteur flux à partir de cet instant initial est :

$$\overline{\phi}_s(t) = \overline{\phi}_s(0) + \overline{v}_s T - R_s \int_0^T \overline{i}_s dt \quad (\text{III.2})$$

Si on néglige le terme correspondant à la résistance statorique, on trouve que l'extrémité du vecteur flux statorique décrit, à partir de son état initial, une droite parallèle au vecteur de la tension appliquée. Dans ce cas l'expression du flux se réduit à :

$$\begin{cases} \bar{\phi}_s(t) \approx \bar{\phi}_s(0) + \bar{v}_s T \\ \Delta\phi_s \approx v_s T \end{cases} \quad (\text{III. 3})$$

La figure (III.1) représente l'évolution du flux statorique.

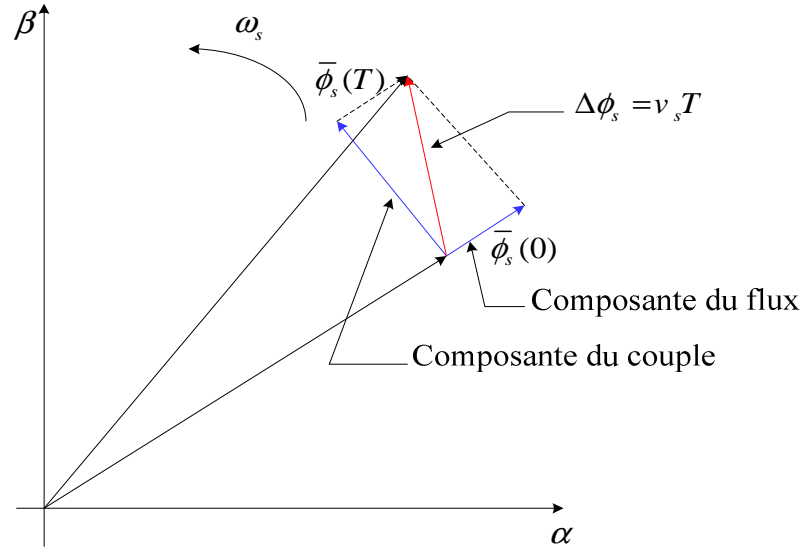


Figure (III.1): Evolution de l'extrémité du vecteur flux durant une période T .

La composante de flux (radiale) du vecteur tension, change l'amplitude du vecteur flux et sa composante de couple (tangentielle), change sa position. Théoriquement, en appliquant successivement et de manière appropriée les différents vecteurs tensions, l'extrémité du vecteur flux peut suivre correctement la trajectoire désirée. Pour fonctionner avec un module de flux pratiquement constant, il suffit de choisir une trajectoire presque circulaire pour l'extrémité du vecteur flux. Cela n'est pas possible que si la période d'échantillonnage est très faible devant la période de rotation du flux. En plus, la composante du flux des vecteurs tensions appliqués doit être minimale et au contraire celle de la composante du couple doit être maximale. Ainsi les vecteurs appliqués changent la position du flux avec une amplitude presque constante.

III.4. Contrôle du couple de la MSDE

III.4.1. Contrôle du couple électromagnétique

Le principe de la DTC est basé sur le contrôle direct du couple électromagnétique, ainsi son expression dans le référentiel (d,q) est :

$$C_{em} = \frac{P|\phi_s|}{2L_d L_q} \left[2M_{fd} i_f L_q \sin(\varphi) + |\phi_s| (L_d - L_q) \sin(2\varphi) \right] \quad (\text{III.4})$$

Les couples principaux dans la machines synchrones sont le couple synchrone, et le couple de réluctance [45].

III.4.2. Contrôle du couple synchrone

Le couple synchrone résulte de l'interaction entre deux champs tournants, l'un créé par les courants statoriques et l'autre par les courants rotoriques, dans le cas des machines à inducteur bobiné.

Pour exposer qualitativement les principes de contrôle du couple synchrone, on suppose pour simplifier que la vitesse de rotation de la machine et l'amplitude du flux rotorique sont constantes. On suppose en plus que l'amplitude du vecteur flux statorique est constante, et que sa vitesse moyenne de rotation ω_{s0} est la même que celle du flux rotorique. L'équation du couple synchrone peut s'écrire comme suit :

$$C_{syn} = \frac{P}{L_d} \phi_s \phi_r \sin(\varphi) \quad (\text{III.5})$$

Avec :

$$\varphi = \theta_s - \theta_r$$

Si à l'instant t_0 , on pose :

$$\begin{cases} \phi_s(t_0) = \phi_{s0} e^{j\theta_{s0}} \\ \phi_r(t_0) = \phi_{r0} e^{j\theta_{r0}} \\ \gamma_0 = \theta_{s0} - \theta_{r0} \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

Et si on applique un vecteur adéquat pendant un intervalle de temps de durée T assez petite vis-à-vis des constantes de temps de la machine. A l'instant t_0+T on a :

$$\begin{cases} \phi_s(t_0+T) = \phi_{s0} e^{j(\theta_{s0}+\Delta\theta_s)} \\ \phi_r(t_0+T) = \phi_{r0} e^{j(\theta_{r0}+\Delta\theta_r)} \\ C_{syn}(t_0+T) = \frac{P}{L_d} \phi_{s0} \phi_{r0} \sin(\varphi_0 + \Delta\varphi) \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

Avec

$$\begin{cases} \Delta\theta_s = (\omega_{s0} + \Delta\omega_s)T \\ \Delta\theta_r = \omega_{s0}T \end{cases}$$

Et par conséquent

$$\begin{cases} \Delta\varphi = \Delta\omega_s T \\ \Delta C_{syn} \approx \left(\frac{p}{L_d} \phi_{s0} \phi_{r0} \cos(\gamma_0) \right) \Delta\varphi \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

C'est-à-dire que les variations du couple sont contrôlées à partir de la vitesse de rotation du vecteur flux statorique. Comme on la vu $\Delta\omega_s$ est maximale si la composante tangentielle du vecteur tension appliqué est maximale, c'est la raison pour laquelle on l'appelle la composante de couple.

III.4.3. Contrôle du couple de réluctance

Le couple de réluctance est dû à la tendance à l'alignement des matériaux ferromagnétiques dans la direction du champ magnétique. Ainsi un rotor à pôles saillants aura une tendance isotrope [46]. On utilise les mêmes hypothèses simplificatrices que pour le couple synchrone. Donc on suppose que la vitesse de rotation de la machine est constante et que l'amplitude du flux statorique pendant l'intervalle $[t_0, t_0+T]$ est invariante. De plus la vitesse moyenne de rotation du flux statorique est la même que celle du rotor.

L'équation du couple de réluctance peut être réécrite :

$$C_{rel} = \frac{p}{2} \left(\frac{1}{L_q} - \frac{1}{L_d} \right) |\phi_s|^2 \sin(2\varphi) \quad (\text{III.9})$$

En appliquant un vecteur tension adéquat pendant l'intervalle de temps de durée T assez petite, à l'instant $t_0 + T$ on a :

$$\begin{cases} \phi_s(t_0 + T) = \phi_{s0} e^{j(\theta_{s0} + \Delta\theta_s)} \\ C_{rel}(t_0 + T) = \frac{p}{2} \left(\frac{1}{L_q} - \frac{1}{L_d} \right) \phi_s^2 \sin(2(\varphi_0 + \Delta\varphi)) \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

Par conséquent :

$$\Delta C_{rel} = \left(p \left(\frac{1}{L_q} - \frac{1}{L_d} \right) \phi_{s0}^2 \cos(2\varphi_0) \right) \Delta\varphi \quad (\text{III.11})$$

III.4.4. Limite de contrôle du couple

Pour augmenter le couple, le vecteur tension appliqué doit être capable de créer une pulsation statorique plus grande que la vitesse de rotation, la pulsation statorique est maximale lorsque la composante de flux du vecteur tension est nulle. Dans ce cas on a :

$$\tan(\Delta\theta_s) = \frac{v_s T}{\phi_{s0}} \quad (\text{III.12})$$

Pendant une période d'échantillonnage assez petite, on peut utiliser l'approximation sur la tangente ($\tan(\Delta\theta_s) \approx \Delta\theta_s$) et écrire :

$$\Delta\theta_s \approx \frac{v_s T}{\phi_{s0}} \quad (\text{III.13})$$

Par conséquent, pour un $\Delta\omega_s$ positif, il faut que le déplacement du flux statorique $\Delta\theta_s$ soit plus grand que le déplacement du flux rotorique.

$$\frac{v_s}{\phi_{s0}} > \omega_{s0} \quad (\text{III.14})$$

Si on fixe l'amplitude de flux et si on augmente trop la vitesse de rotation de la machine le système n'est plus capable de suivre le couple de consigne. Alors si la vitesse de rotation dépasse la vitesse nominale, le couple doit être contrôlé à haute vitesse avec une machine défluxée [47].

Mais, avec une machine défluxée le même vecteur tension peut provoquer une rotation de flux statorique plus importante, si l'amplitude du flux est moins grande, la figure (III.2) représente l'effet de défluxage sur la pulsation statorique.

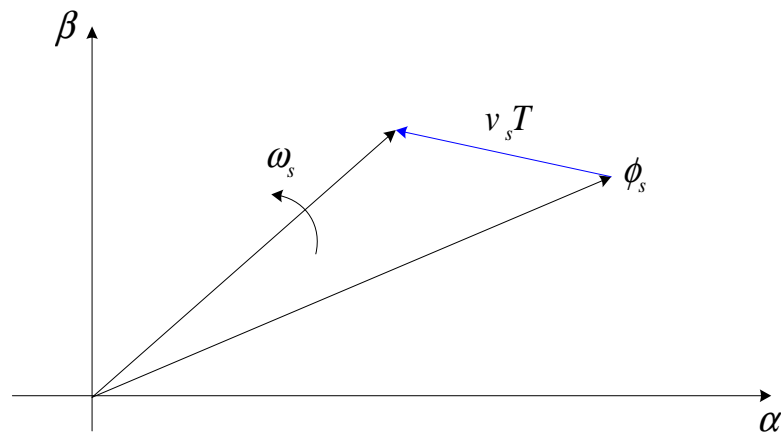


Figure (III.2): Effet de défluxage sur la pulsation statorique.

III.5. Sélection du vecteur tension

Pour fixer l'amplitude du flux statorique, l'extrémité du vecteur flux doit avoir une trajectoire circulaire pour cela, le vecteur tension appliqué doit toujours être perpendiculaire au vecteur flux, mais comme on a toujours un nombre limité de vecteurs tension, que ce soit avec un onduleur à deux niveaux ou multiniveaux, on est obligé d'accepter une certaine variation d'amplitude autour de la valeur souhaitée.

En fonction des sorties des correcteurs, on sélectionne un vecteur tension statorique à appliquer à la machine, et ainsi l'extrémité du vecteur flux peut être contrôlée et déplacée de manière à maintenir l'amplitude du vecteur flux à l'intérieur d'une certaine bande. Le choix de v_s , dépend de la variation souhaitée pour le module du flux, mais également de l'évolution souhaitée pour sa vitesse de rotation et par conséquent pour le couple.

On délimite généralement l'espace d'évolution de v_s dans le référentiel fixe lié au stator, en le décomposant en douze zones symétriques. La position du vecteur flux dans ces zones est déterminée à partir de ses composantes.

III.6. Structure de la commande DTCC

La commande DTCC d'une machine synchrone à double étoile est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs des deux onduleurs de tension. Ce choix est basé généralement sur l'utilisation de comparateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique [44].

III.6.1. Estimation du flux statorique

Essentiellement, la structure DTC exige l'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique. Le flux statorique, peut être estimé par différentes techniques. Dans la structure de la DTC, le modèle en tension est couramment utilisé. Ainsi l'amplitude du flux statorique est estimée à partir de ses composantes suivants les axes (α, β) .

$$\begin{cases} \hat{\phi}_\alpha(t) = \int_0^t (\hat{v}_\alpha - R_s i_\alpha) d\tau + \hat{\phi}_\alpha(0) \\ \hat{\phi}_\beta(t) = \int_0^t (\hat{v}_\beta - R_s i_\beta) d\tau + \hat{\phi}_\beta(0) \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

Où \hat{v}_α et \hat{v}_β sont les estimées des composants du vecteur tension. Il sont exprimées à partir du modèle de l'onduleur.

Le module du flux statorique est donné par :

$$\hat{\phi}_s = \sqrt{\hat{\phi}_\alpha^2 + \hat{\phi}_\beta^2} \quad (\text{III.16})$$

L'angle $\hat{\theta}_s$ entre le référentiel statorique et le vecteur $\hat{\phi}_s$ est donné par :

$$\hat{\theta}_s = \tan^{-1} \left(\frac{\hat{\phi}_\beta(t)}{\hat{\phi}_\alpha(t)} \right) \quad (\text{III.17})$$

Ces équations représentent les étapes de calcul nécessaires pour l'estimation de l'amplitude et la position du vecteur flux statorique. Cet estimateur exige seulement la connaissance de la résistance statorique, ou l'effet de l'erreur sur ce dernier est négligeable [47].

Cette méthode d'estimation du flux statorique présente l'avantage de la simplicité, et de la précision, notamment à moyennes et hautes vitesses où la chute de tension ohmique devient négligeable. Cependant, pour les basses vitesses, la résistance statorique devient un paramètre prépondérant, et des problèmes de dérive et d'instabilité de l'intégrale peuvent surgir [44].

III.6.2. Estimation du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique peut être estimé à partir des grandeurs estimées du flux statorique, et les grandeurs mesurées des courants de lignes, par l'équation:

$$\hat{C}_{em} = p(\hat{\phi}_\alpha i_\beta - \hat{\phi}_\beta i_\alpha) \quad (\text{III.18})$$

Cette relation montre que la précision de l'amplitude du couple estimé dépend de la précision de l'estimateur du flux statorique et de la mesure des courants.

III.6.3. Elaboration du contrôleur de flux statorique

Pour obtenir de bonnes performances dynamiques, le choix d'un contrôleur à hystérésis à deux niveaux ou à trois niveaux semble être la solution la plus simple et la mieux adaptée à la commande directe du couple. Le choix du vecteur tension à appliquer dépend du signe de l'erreur entre le flux de référence ϕ_s^* et le flux statorique estimé $\hat{\phi}_s$.

Connaissant la valeur du module du flux statorique estimé $\hat{\phi}_s$, l'écart qui existe entre le flux statorique de la machine et sa valeur de référence est calculé par $E_\phi = \phi_s^* - \hat{\phi}_s$.

On place un contrôleur à hystérésis pour maintenir l'erreur dans une bande d'hystérésis de largeur $2\Delta\phi_s$. Si : $E_\phi < -\Delta\phi_s$, il va falloir imposer un vecteur tension qui aura pour action de diminuer le module de flux statorique. Si : $E_\phi > \Delta\phi_s$, on imposera un vecteur tension qui aura pour action d'augmenter le module du flux statorique. Si : $-\Delta\phi_s < E_\phi < \Delta\phi_s$, on imposera un vecteur tension qui aura pour action de maintenir le module du flux statorique à sa valeur précédente [45]. La figure (III.3) représente la sortie de deux types de correcteurs à hystérésis.

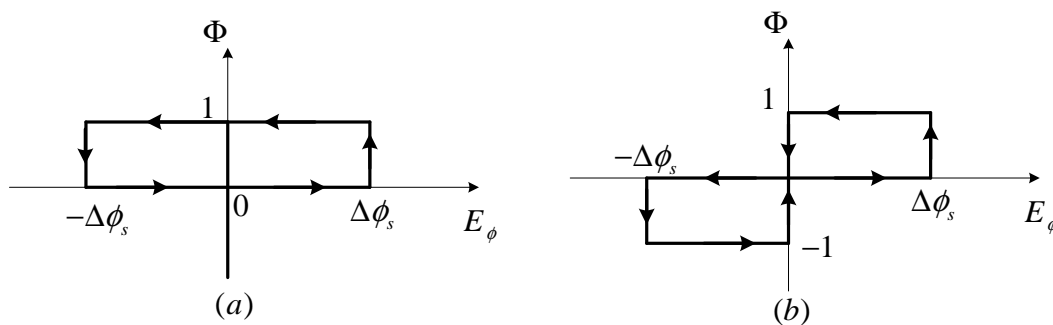


Figure (III.3): Comparateurs à hystérésis du flux statorique, a) à deux niveaux, b) à trois niveaux.

III.6.4. Elaboration du contrôleur de couple électromagnétique

Le contrôleur du couple va maintenir le couple électromagnétique dans une bande d'hystérésis autour de sa valeur de référence. La régulation du couple électromagnétique est possible grâce à plusieurs types de contrôleurs à hystérésis selon le niveau de l'onduleur utilisé. La sortie du correcteur, représentée par la variable logique booléenne τ indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ($\tau = 1$ pour une

consigne positive et $\tau = -1$ pour une consigne négative) ou diminuée ($\tau = 0$). La figure (III.4) montre ce type de correcteur [45].

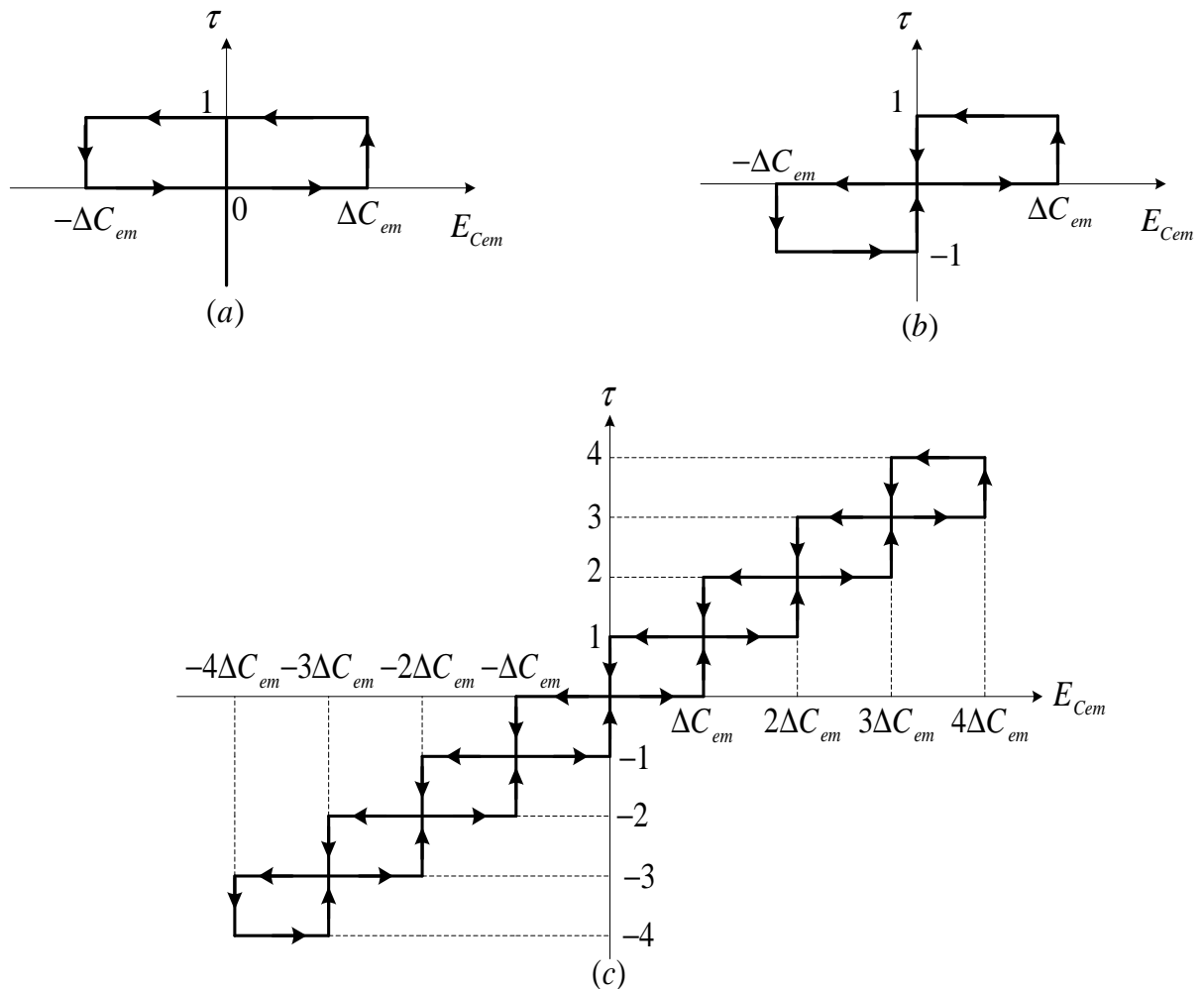


Figure (III.4): Comparateurs à hystérésis du couple électromagnétique, a) à deux niveaux, b) à trois niveaux, c) à neuf niveaux.

III.7. Elaboration des tables de commutation de la commande DTCC multiniveaux

III.7.1. Elaboration des tables de commutation de la commande DTCC à deux niveaux

En considérant le vecteur flux dans la zone $Z_i (i = 1, \dots, 12)$ du plan (α, β) qui est divisé en 12 secteurs, et la première zone s'étend de -15° à 15° , comme le montre la figure (III.5).

- Pour augmenter l'amplitude du flux statorique, un des vecteurs $v_i, v_{i+1}, v_{i+2}, v_{i-1}, v_{i-2}$ ou v_{i-3} peut être sélectionné. Inversement, la décroissance du flux statorique est obtenue par un des vecteurs de tension $v_{i+3}, v_{i+4}, v_{i+5}, v_{i-4}, v_{i-5}$ ou bien par v_{i-6} .
- Pour augmenter l'amplitude du couple, un des vecteurs $v_i, v_{i+1}, v_{i+4}, v_{i+5}, v_{i-2}$ ou v_{i+6} peut être sélectionné. Inversement, pour sa décroissance, un des vecteurs de tension $v_{i-1}, v_{i-2}, v_{i-3}, v_{i-4}, v_{i-5}$ ou v_{i-6} peut être appliqué.

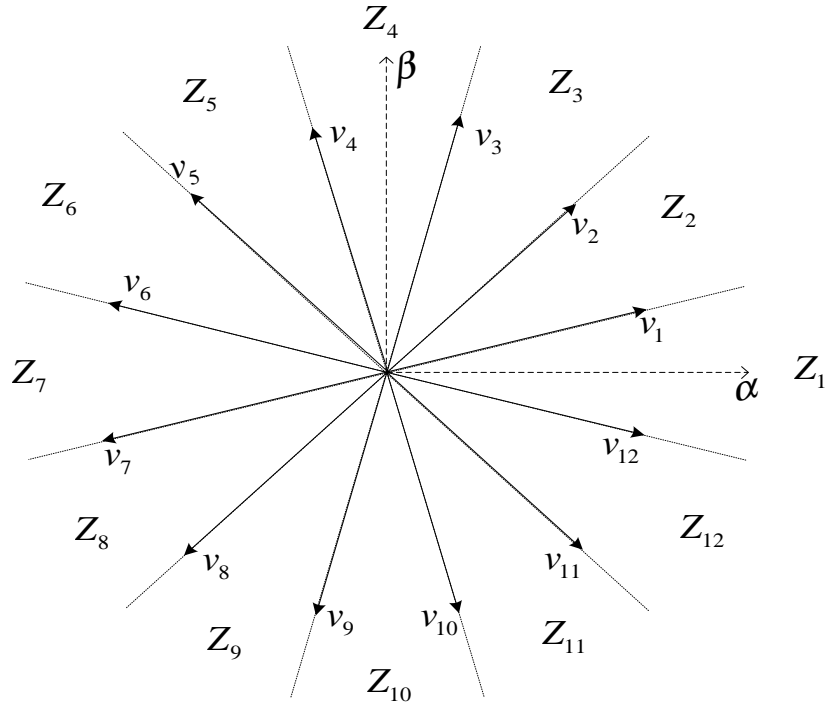


Figure (III.5): Diagramme vectoriel de l'onduleur à deux niveaux hexaphasé.

Chaque configuration v_i est représentée par un vecteur ligne à six éléments représentant l'état des interrupteurs du haut de l'onduleur hexaphasé. Le tableau (III.1) représente les configurations des tensions choisies.

Tableau (III.1): Configurations des tensions choisies.

$v_i [T_{a1} T_{b1} T_{c1} T_{a2} T_{b2} T_{c2}]$
$v_1 [1 0 0 1 0 0], v_2 [1 1 0 1 0 0], v_3 [1 1 0 1 1 0], v_4 [0 1 0 1 1 0], v_5 [0 1 0 0 1 0], v_6 [0 1 1 0 1 0], v_7 [0 1 1 0 1 1], v_8 [0 0 1 0 1 1], v_9 [0 0 1 0 0 1], v_{10} [1 0 1 0 0 1], v_{11} [1 0 1 1 0 1], v_{12} [1 0 0 1 0 1]$

Le tableau (III.2) résume l'action de chaque vecteur de tension sur l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique. Dans cette table une flèche simple signifie une petite variation, deux flèches une moyenne variation et trois flèches une grande variation.

Avec des contrôleurs d'hystérésis à deux niveaux, il y a quatre conditions exigées sur le flux statorique et le couple électromagnétique, pour chaque condition on peut trouver au moins un vecteur de tension délivré par l'onduleur. Ceci démontre qu'un vecteur de tension peut régler d'une manière directe l'amplitude de flux statorique et du couple électromagnétique.

Tableau (III.2): Variation du flux et du couple due à l'application d'un vecteur v_i .

	v_1	v_2	v_3	v_4	v_5	v_6	v_7	v_8	v_9	v_{10}	v_{11}	v_{12}
C_{em}	↑	↑↑	↑↑↑	↑↑↑	↑↑	↑	↓	↓↓	↓↓↓	↓↓↓	↓↓	↓
ϕ_s	↑↑↑	↑↑	↑	↓	↓↓	↓↓↓	↓↓↓	↓↓	↓	↑	↑↑	↑↑↑

Du tableau (III.2), plusieurs tables de commutation peuvent être tirées pour contrôler le couple et le flux statorique. Chaque table influe différemment sur le comportement de la machine.

Dans le tableau (III.3), trois stratégies de commutation sont proposées pour des correcteurs de deux niveaux pour le couple et le flux.

Tableau (III.3): Différentes stratégies de commutation pour la DTC classique.

	$C_{em} \uparrow \phi_s \uparrow$	$C_{em} \uparrow \phi_s \downarrow$	$C_{em} \downarrow \phi_s \uparrow$	$C_{em} \downarrow \phi_s \downarrow$
1 ^{ère} stratégie	v_i	v_{i+5}	v_{i-1}	v_{i-6}
2 ^{ème} stratégie	v_{i+1}	v_{i+4}	v_{i-2}	v_{i-5}
3 ^{ème} stratégie	v_{i+2}	v_{i+3}	v_{i-3}	v_{i-4}

Les différentes tables de commutation sont élaborées en fonction des sorties des correcteurs à hystérésis du couple (τ) et du flux (Φ).

La zone Z_i indique la position du flux statorique. Elle est déterminée pour la commande DTCC par la relation suivante :

$$(2i - 3) \frac{\pi}{12} < \theta < (2i - 1) \frac{\pi}{12} \quad (\text{III.19})$$

En choisissant la deuxième stratégie de contrôle de la DTCC, qui n'est caractérisée ni par une forte composante du flux statorique, ni par une forte composante du couple électromagnétique, on obtient le tableau (III.4).

Tableau (III.4): Deuxième stratégie de contrôle de la DTCC.

		Z_1	Z_2	Z_3	Z_4	Z_5	Z_6	Z_7	Z_8	Z_9	Z_{10}	Z_{11}	Z_{12}
$\tau = 0$	$\Phi = 0$	v_2	v_3	v_4	v_5	v_6	v_7	v_8	v_9	v_{10}	v_{11}	v_{12}	v_1
	$\Phi = 1$	v_3	v_6	v_7	v_8	v_9	v_{10}	v_{11}	v_{12}	v_1	v_2	v_3	v_4
$\tau = 1$	$\Phi = 0$	v_{11}	v_{12}	v_1	v_2	v_3	v_4	v_5	v_6	v_7	v_8	v_9	v_{10}
	$\Phi = 1$	v_8	v_9	v_{10}	v_{11}	v_{12}	v_1	v_2	v_3	v_4	v_5	v_6	v_7

III.7.2. Elaboration des tables de commutation de la commande DTCC à trois niveaux

Le vecteur tension de sortie est donné par l'équation suivante :

$$v_{sk} = v_{aok} e^{j0} + v_{bok} e^{-j2\pi/3} + v_{cok} e^{-j4\pi/3} = v_{\alpha k} + jv_{\beta k} \quad (\text{III.20})$$

$v_{\alpha k}$ et $v_{\beta k}$: sont les composantes du vecteur v_{sk} dans le plan α - β .

Ce vecteur prend dix-huit positions discrètes dans le plan α - β suivant les états de l'onduleur comme le représente la figure (III.6). Ils sont rangées sur deux hexagones: douze positions sur l'hexagone externe (correspondantes aux états 200, 210, 220, 120, 020, 021, 022, 012, 002, 102, 202 et 201), six positions sur l'hexagone interne (correspondantes aux états (211,100), (221,110), (121,010), (122,011), (112,001) et (212,101)), en plus d'une position à l'origine du diagramme, correspondante aux états 222, 111 et 000. Chaque position sur l'hexagone interne est produite par deux états distincts. Ces états sont appelés *états redondants*, les vecteurs correspondants sont appelés *vecteurs redondants*. Les positions discrètes du vecteur de tension de sortie v_s divise le diagramme vectoriel en six secteurs triangulaires, les sommets de ces secteurs triangulaires étant l'origine du diagramme vectoriel et les apex de l'hexagone externe [48].

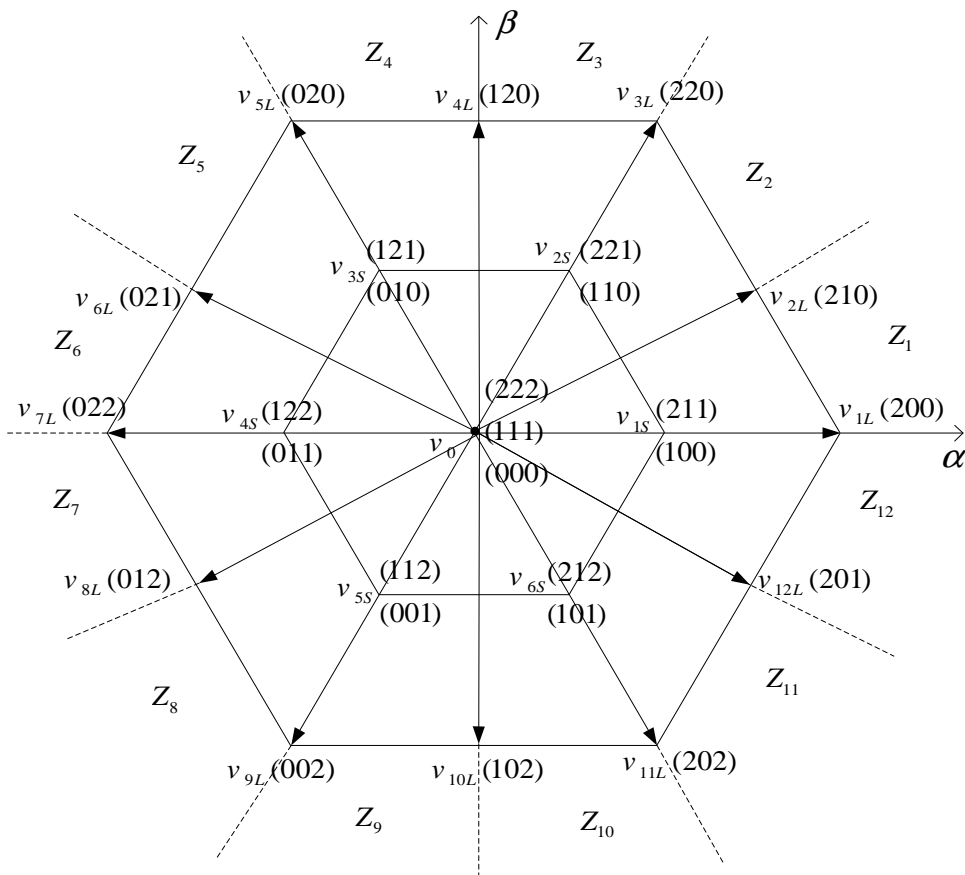


Figure (III.6): Diagramme vectoriel de l'onduleur à trois niveaux.

Afin de réaliser le contrôle direct du flux et de couple de la MSDE alimentée par deux onduleurs de tension à trois niveaux, on élabore de nouvelles tables de commutation qui tiennent compte de tous les vecteurs de tension disponibles en sortie des deux onduleurs. La construction des tables de commutation est basée sur les remarques du paragraphe précédent. Le choix des vecteurs tensions statorique qu'on applique va permettre d'augmenter ou de diminuer le module du flux statorique et la valeur du couple électromagnétique. Cependant, l'application des vecteurs du premier hexagone ne permettrait pas à la machine de fonctionner

à vitesse nominale sous le flux nominal. Nous avons adopté donc deux tables de commutation, le tableau (III.5) pour la première étoile de la MSDE et le tableau (III.6) pour la deuxième étoile de la MSDE.

Tableau (III.5): Table de commutation de l'onduleur à trois niveaux alimentant la première étoile de la MSDE.

		Z ₁	Z ₂	Z ₃	Z ₄	Z ₅	Z ₆	Z ₇	Z ₈	Z ₉	Z ₁₀	Z ₁₁	Z ₁₂
Φ = 1	τ = 1	v _{3L}	v _{4L}	v _{5L}	v _{6L}	v _{7L}	v _{8L}	v _{9L}	v _{10L}	v _{11L}	v _{12L}	v _{1L}	v _{2L}
	τ = 0	v _{1s}	v _{2s}	v _{2s}	v _{3s}	v _{3s}	v _{4s}	v _{4s}	v _{5s}	v _{5s}	v _{6s}	v _{6s}	v _{1s}
	τ = -1	v _{11L}	v _{12L}	v _{1L}	v _{2L}	v _{3L}	v _{4L}	v _{5L}	v _{6L}	v _{7L}	v _{8L}	v _{9L}	v _{10L}
Φ = 0	τ = 1	v _{5L}	v _{6L}	v _{7L}	v _{8L}	v _{9L}	v _{10L}	v _{11L}	v _{12L}	v _{1L}	v _{2L}	v _{3L}	v _{4L}
	τ = 0	v _{4s}	v _{5s}	v _{5s}	v _{6s}	v _{6s}	v _{1s}	v _{1s}	v _{2s}	v _{2s}	v _{3s}	v _{3s}	v _{4s}
	τ = -1	v _{9L}	v _{10L}	v _{11L}	v _{12L}	v _{1L}	v _{2L}	v _{3L}	v _{4L}	v _{5L}	v _{6L}	v _{7L}	v _{8L}

Tableau (III.6): Table de commutation de l'onduleur à trois niveaux alimentant la deuxième étoile de la MSDE.

		Z ₁	Z ₂	Z ₃	Z ₄	Z ₅	Z ₆	Z ₇	Z ₈	Z ₉	Z ₁₀	Z ₁₁	Z ₁₂
Φ = 1	τ = 1	v _{2L}	v _{3L}	v _{4L}	v _{5L}	v _{6L}	v _{7L}	v _{8L}	v _{9L}	v _{10L}	v _{11L}	v _{12L}	v _{1L}
	τ = 0	v _{1s}	v _{1s}	v _{2s}	v _{2s}	v _{3s}	v _{3s}	v _{4s}	v _{4s}	v _{5s}	v _{5s}	v _{6s}	v _{6s}
	τ = -1	v _{10L}	v _{11L}	v _{12L}	v _{1L}	v _{2L}	v _{3L}	v _{4L}	v _{5L}	v _{6L}	v _{7L}	v _{8L}	v _{9L}
Φ = 0	τ = 1	v _{4L}	v _{5L}	v _{6L}	v _{7L}	v _{8L}	v _{9L}	v _{10L}	v _{11L}	v _{12L}	v _{1L}	v _{2L}	v _{3L}
	τ = 0	v _{4s}	v _{4s}	v _{5s}	v _{5s}	v _{6s}	v _{6s}	v _{1s}	v _{1s}	v _{2s}	v _{2s}	v _{3s}	v _{3s}
	τ = -1	v _{8L}	v _{9L}	v _{10L}	v _{11L}	v _{12L}	v _{1L}	v _{2L}	v _{3L}	v _{4L}	v _{5L}	v _{6L}	v _{7L}

III.7.3. Elaboration des tables de commutation de la commande DTCC à cinq niveaux

Suivant les états de l'onduleur, le vecteur v_o peut prendre plusieurs positions dans le plan α - β . Ces positions sont indiquées sur le diagramme vectoriel de la figure (III.7). On distingue 60 positions discrètes, distribuées sur quatre hexagones, en plus d'une position au centre de l'hexagone. Certaines positions sont créées par plusieurs états redondants. De l'hexagone externe vers l'hexagone interne, les positions du vecteur v_s sont créées respectivement par un, deux, trois ou quatre états redondants. La position du centre de l'hexagone, qui correspond à une tension de sortie nulle, est créée par cinq états redondants. On distingue ainsi 24 positions à une seule redondance, 18 positions à deux redondances, 12 positions à trois redondances et 6 positions à quatre redondances. Les 61 positions du vecteur tension de sortie divise le diagramme vectoriel en six secteurs triangulaires [49].

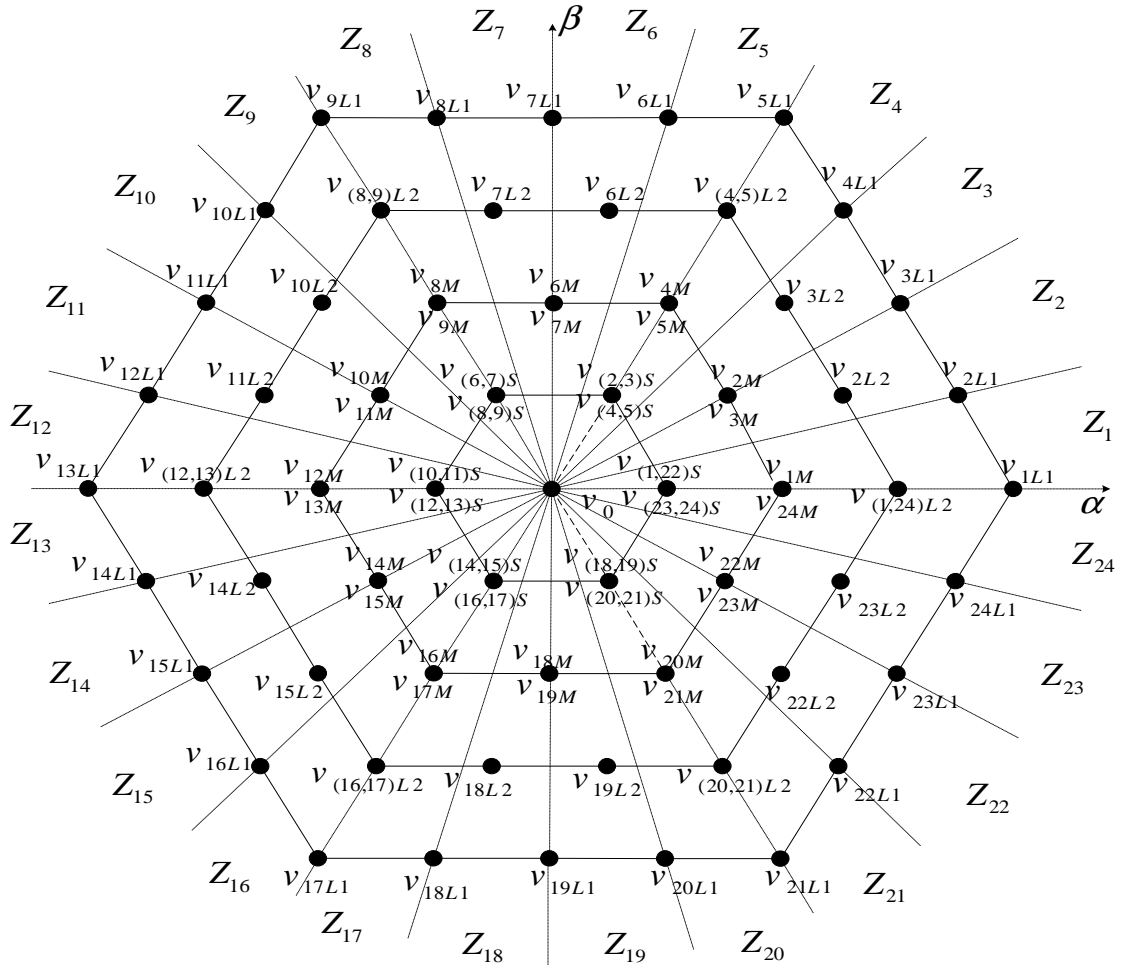


Figure (III.7): Diagramme vectoriel de l'onduleur à cinq niveaux.

Les tableaux ci-dessous résument, de façon générale, les séquences de tension actives à appliquer pour augmenter ou diminuer le module du flux statorique et le couple électromagnétique en fonction de la zone.

Tableau (III.7): Table de commutation de l'onduleur à cinq niveaux alimentant la première étoile de la MSDE.

Φ	τ	Z_i	Φ	τ	Z_i	Φ	τ	Z_i
1	4	$v_{(i+4)L1}$	0	4	$v_{(i+6)L1}$	-1	4	$v_{(i+8)L1}$
	3	$v_{(i+4)L2}$		3	$v_{(i+6)L2}$		3	$v_{(i+8)L2}$
	2	$v_{(i+4)M}$		2	$v_{(i+6)M}$		2	$v_{(i+8)M}$
	1	$v_{(i+4)S}$		1	$v_{(i+6)S}$		1	$v_{(i+8)S}$
	0	v_0		0	v_0		0	v_0
	-1	$v_{(i+20)S}$		-1	$v_{(i+18)S}$		-1	$v_{(i+16)S}$
	-2	$v_{(i+20)M}$		-2	$v_{(i+18)M}$		-2	$v_{(i+16)M}$
	-3	$v_{(i+20)L2}$		-3	$v_{(i+18)L2}$		-3	$v_{(i+16)L2}$
	-4	$v_{(i+20)L1}$		-4	$v_{(i+18)L1}$		-4	$v_{(i+16)L1}$

Tableau (III.8): Table de commutation de l'onduleur à cinq niveaux alimentant la deuxième étoile de la MSDE.

Φ	τ	Z_i	Φ	τ	Z_i	Φ	τ	Z_i
1	4	$v_{(i+2)L1}$	0	4	$v_{(i+4)L1}$	-1	4	$v_{(i+6)L1}$
	3	$v_{(i+2)L2}$		3	$v_{(i+4)L2}$		3	$v_{(i+6)L2}$
	2	$v_{(i+2)M}$		2	$v_{(i+4)M}$		2	$v_{(i+6)M}$
	1	$v_{(i+2)S}$		1	$v_{(i+4)S}$		1	$v_{(i+6)S}$
	0	v_0		0	v_0		0	v_0
	-1	$v_{(i+18)S}$		-1	$v_{(i+16)S}$		-1	$v_{(i+14)S}$
	-2	$v_{(i+18)M}$		-2	$v_{(i+16)M}$		-2	$v_{(i+14)M}$
	-3	$v_{(i+18)L2}$		-3	$v_{(i+16)L2}$		-3	$v_{(i+14)L2}$
	-4	$v_{(i+18)L1}$		-4	$v_{(i+16)L1}$		-4	$v_{(i+14)L1}$

La structure générale du contrôle direct du couple pour une machine synchrone à double étoile alimentée par deux onduleurs multiniveaux est représentée par la figure (III.8).

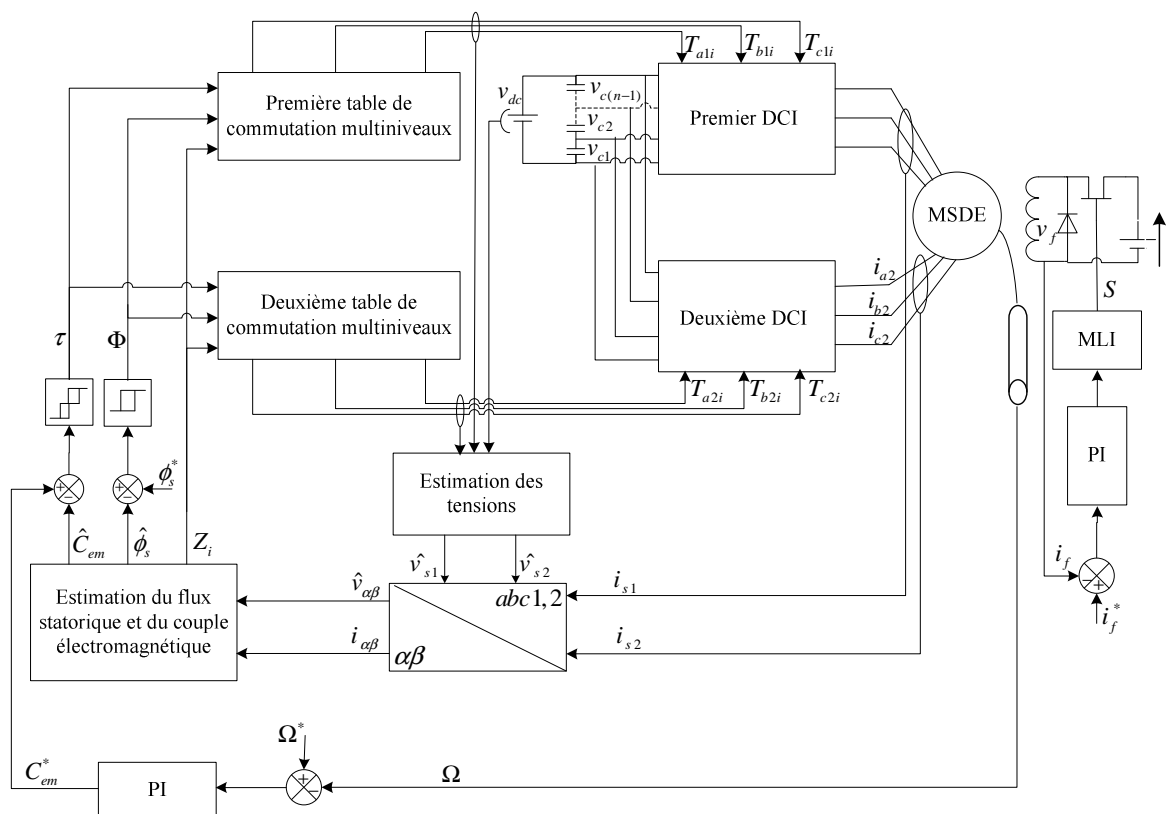


Figure (III.8): Schéma global de la commande DTCc multiniveaux de la MSDE.

III.8. Réglage de la vitesse rotorique et du courant d'excitation

III.8.1. Réglage de la vitesse rotorique

Le diagramme fonctionnel de réglage de vitesse est représenté par la figure (III.9).

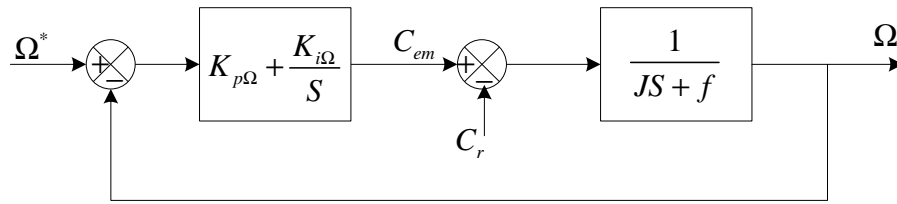


Figure (III.9): Régulation de la vitesse rotorique en boucle fermée.

A partir de l'équation mécanique suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f_r \Omega \quad (\text{III.21})$$

On peut déduire la relation de la vitesse :

$$\Omega(S) = \frac{C_{em} - C_r}{JS + f} \quad (\text{III.22})$$

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$\frac{\Omega}{\Omega^*} = \frac{K_{p\Omega} S + K_{i\Omega}}{JS^2 + (f + K_{p\Omega})S + K_{i\Omega}} \quad (\text{III.23})$$

Pour avoir un comportement bien amortir avec un amortissement optimal les paramètres du régulateur ont été choisis par la méthode des pôles imposés, voir la figure (III.10).

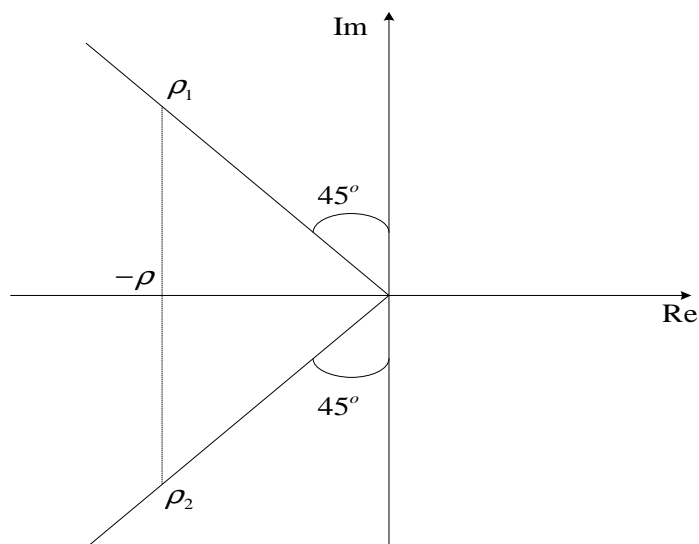


Figure (III.10): Méthode des pôles imposés.

En prenant :

$$\begin{cases} p_1 = -\rho + j\rho \\ p_2 = -\rho - j\rho \end{cases} \quad (\text{III.24})$$

L'équation du dominateur peut s'écrire :

$$D(S) = (S - p_1)(S - p_2) = S^2 - (p_1 + p_2)S + p_1 p_2 \quad (III.25)$$

Par identification on obtient :

$$\begin{cases} K_{i\Omega} = J\omega_n^2 \\ K_{p\Omega} = 2\xi\omega_n J - f \end{cases} \quad (III.26)$$

III.8.2. Réglage du courant d'excitation

Pour une charge donnée, le couple électromagnétique dépend du courant d'excitation. Afin d'assurer le découplage de la machine, notamment au démarrage, il est nécessaire de réguler ce courant à sa valeur de référence. A cet effet, nous introduisons un hacheur série à fréquence de découplage de 5 kHz pour alimenter le circuit d'excitation. L'asservissement du courant d'excitation est assuré par un régulateur de type PI comme le représente la figure (III.11).

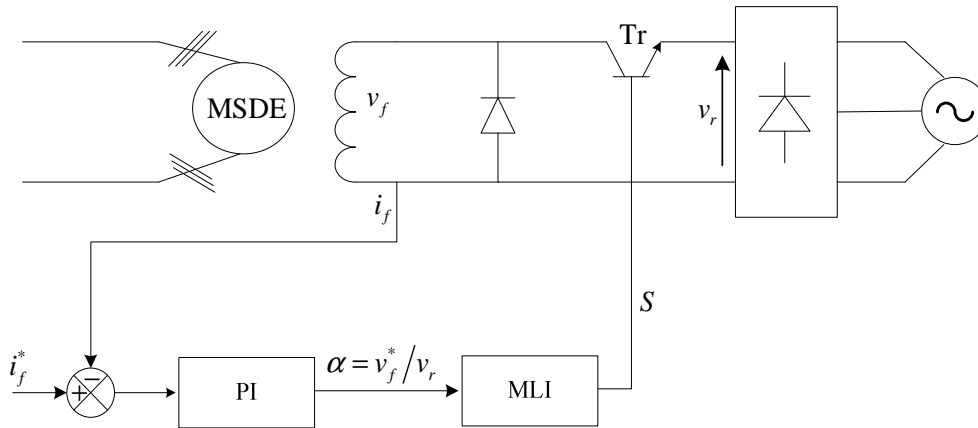


Figure (III.11): Régulation du courant d'excitation par un hacheur.

Pour simplifier le calcul mathématique on admet que l'effet de la partie non linéaire est négligeable, donc la fonction de transfert en boucle fermée devient :

$$\frac{i_f(S)}{i_f^*(S)} = \frac{K_{pf}S + K_{if}}{L_f S^2 + (R_f + K_{pf})S + K_{if}} \quad (III.27)$$

La boucle de régulation du courant d'excitation est représentée par la figure (III.12)

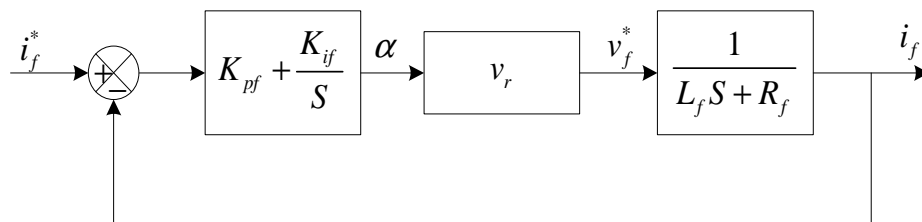


Figure (III.12): Boucle de régulation du courant d'excitation.

En utilisant la méthode des pôles imposée utilisée précédemment pour le réglage de la vitesse rotorique, on obtient :

$$\begin{cases} K_{pf} = 2\rho L_f - R_f \\ K_{if} = 2\rho^2 L_f \end{cases} \quad (\text{III.28})$$

III.9. Simulation de la commande DTCC multiniveaux

L'objectif de cette étape est de montrer les performances de la machine synchrone à double étoile alimentée par deux onduleurs à cinq niveaux et contrôlé par la commande directe du couple. Une étude comparative entre les trois commandes DTCC à deux niveaux, à trois niveaux et à cinq niveaux sera effectuée. Nous devons signaler que la simulation est effectuée dans les conditions suivantes : un flux de référence de 2.15Wb, une vitesse de référence de 100rad/s et un couple de charge nominale de 11N.m. Les paramètres de la MSDE sont groupés dans l'annexe A.

Nous avons simulé le système dans des conditions de fonctionnement variables à savoir la variation de la charge et la variation de la vitesse mécanique.

III.9.1. Variation de la charge

A fin de tester notre système pour la variation de la charge, la MSDE est accélérée de l'arrêt à la vitesse de référence 100 rad/s. La machine est chargée au début de démarrage avec un couple résistant de 11Nm. Le couple résistant change de 11 Nm à 0 Nm durant l'intervalle $t=1$ s et $t=1.5$ s.

Les résultats de simulation correspondants à ce fonctionnement sont regroupés dans les figures (III.13), (III.14) et (III.15) indexées par (a) pour la commande DTCC à deux niveaux, à trois niveaux et à cinq niveaux respectivement.

A partir de ces résultats de simulation, on remarque que :

- Pendant le régime transitoire, la vitesse évolue d'une manière presque linéaire, avant qu'elle atteigne sa vitesse de référence,
- Le couple, au début atteint sa valeur maximale de 20.2 N.m, puis il diminue d'une façon brusque et se stabilise à la valeur nominale du couple,
- À l'instant d'application de la charge, la vitesse subit une chute très faible rejetée rapidement par le régulateur,
- Le flux statorique suit sa valeur de référence,
- L'allure du couple électromagnétique est indépendante de celle du flux statorique ce qui se traduit par un bon découplage entre le couple électromagnétique et le flux statorique.

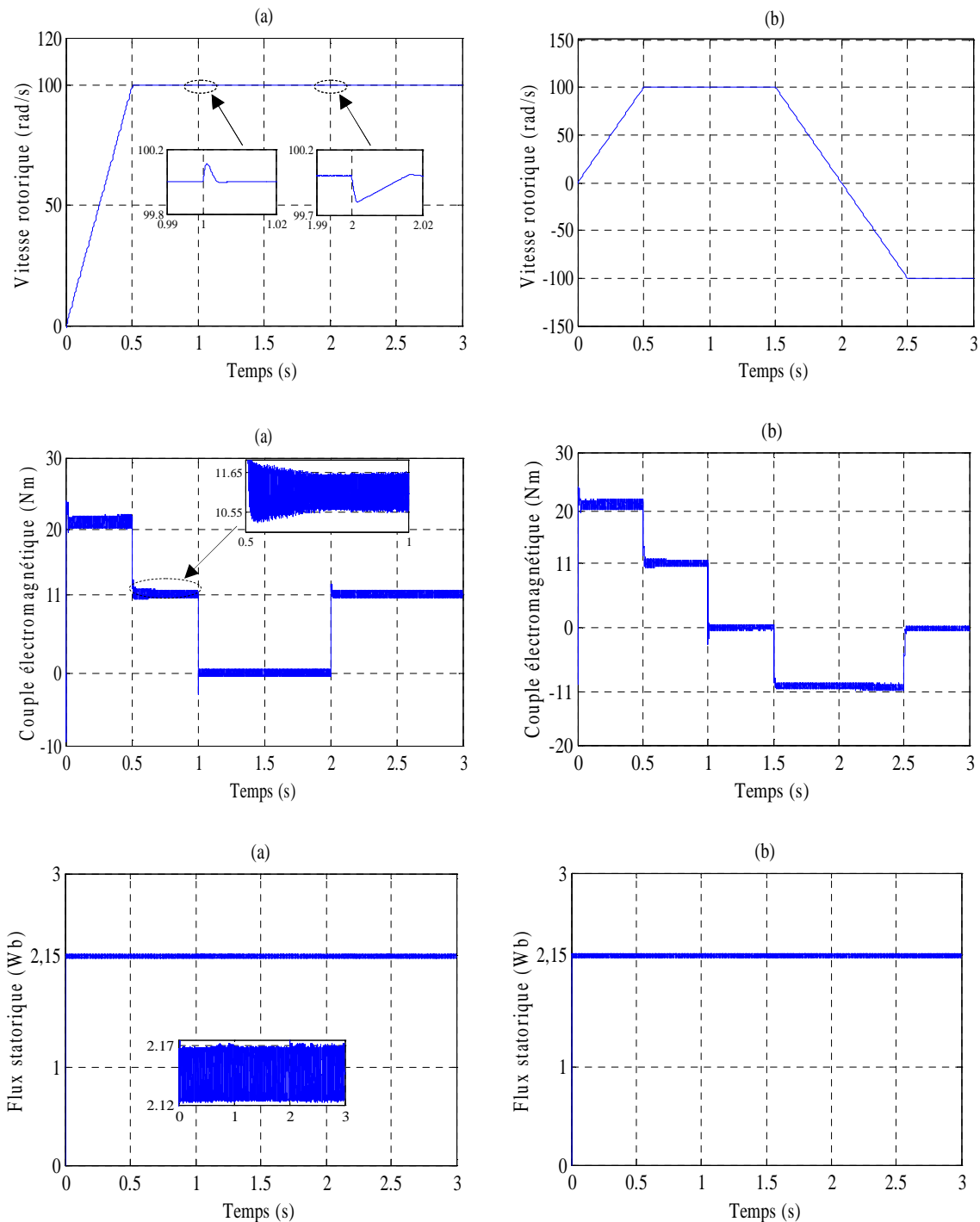


Figure (III.13): Performances de la commande DTCC à deux niveaux appliquée à la MSDE : a) Variation de la charge, b) Variation de la vitesse rotorique.

III.9.2. Variation de la vitesse rotorique

A fin de tester l'évolution de la vitesse de notre variateur, la MSDE est initialement accélérée de l'arrêt à la vitesse de référence 100 rad/s, la machine est chargée durant toute la période de simulation avec un couple résistant de 11Nm. A l'instant $t=1.5$ s, on inverse le sens de rotation de la machine à -100 rad/s. Les figures (III.13), (III.14) et (III.15) indexées par (b) pour la commande DTCC à deux niveaux, à trois niveaux et à cinq niveaux respectivement représentent les résultats de simulation correspondants à ce fonctionnement.

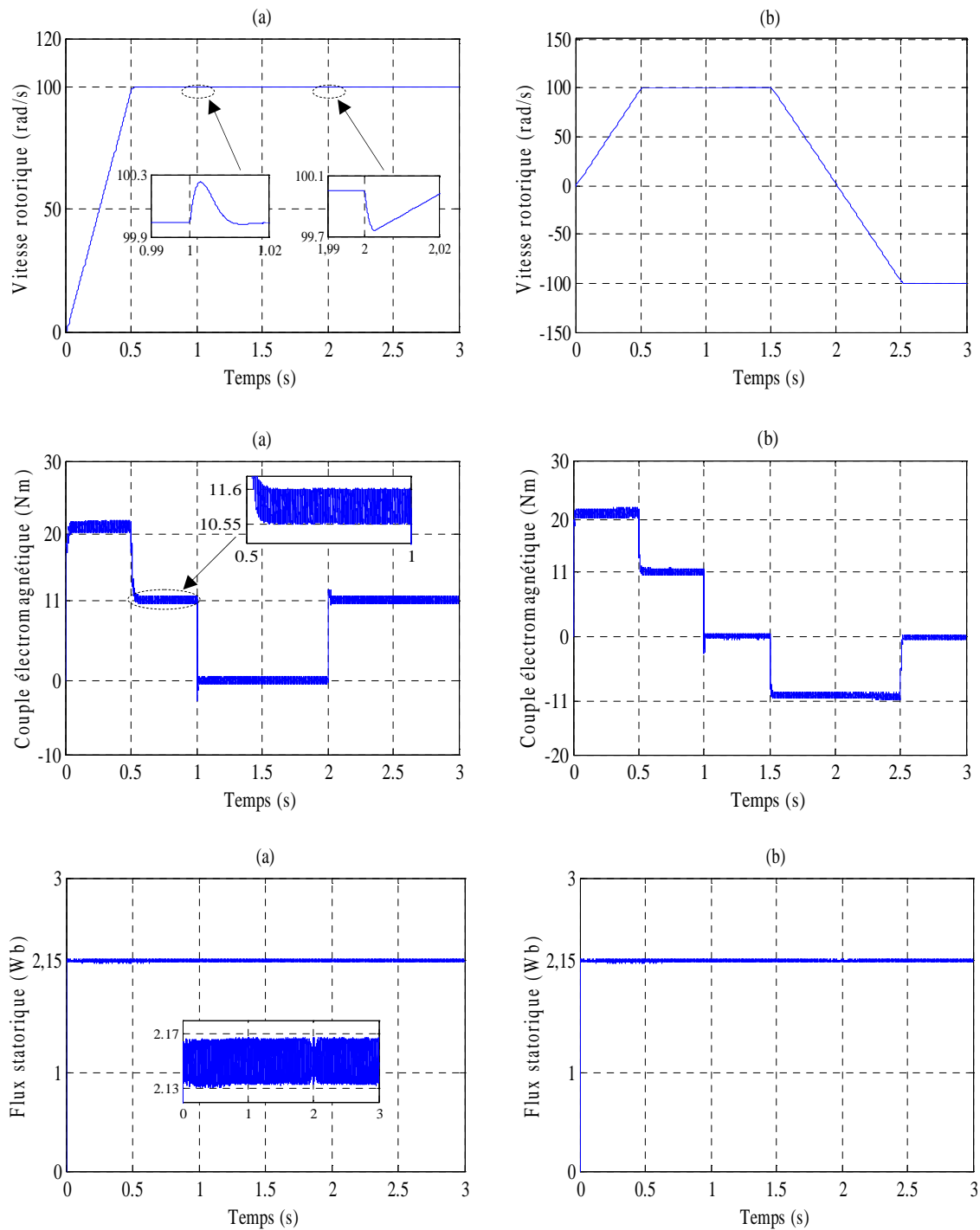


Figure (III.14): Performances de la commande DTCC à trois niveaux appliquée à la MSDE: a) Variation de la charge, b) Variation de la vitesse rotorique.

On remarque que la vitesse présente une bonne poursuite de sa valeur de référence sans dépassement. Le couple réagit d'une manière très rapide aux variations de la vitesse sans oscillation, ce qui prouve l'efficacité du contrôle du couple. On remarque aussi que le flux statorique suit exactement sa valeur de référence, avec une rapidité appréciable. En outre, le flux est indépendant des variations du couple, cela veut dire que ce régime transitoire n'a aucune influence sur le découplage entre les deux grandeurs.

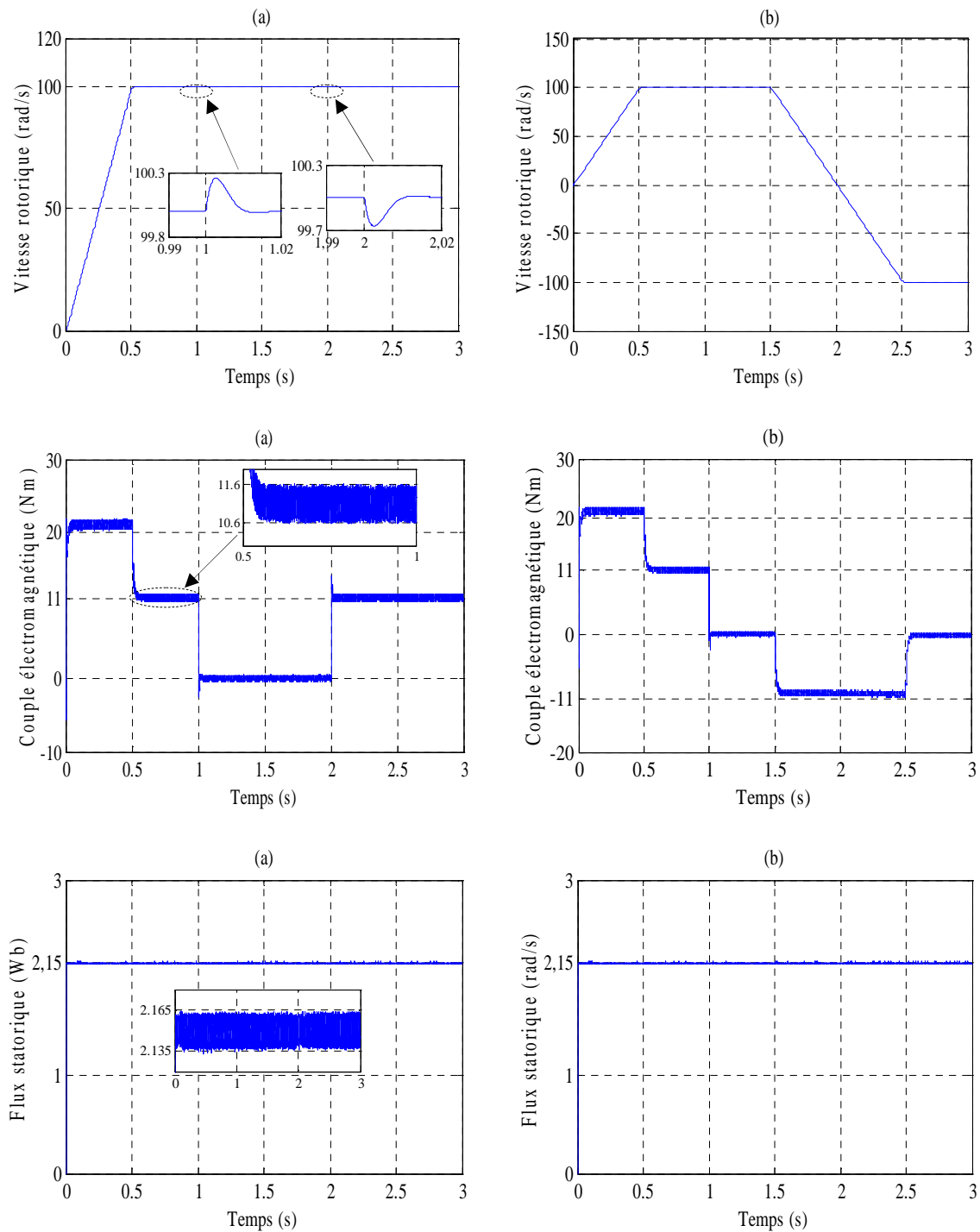


Figure (III.15): Performances de la commande DTCC à cinq niveaux appliquée à la MSDE : a) Variation de la charge, b) Variation de la vitesse rotorique.

III.9.3. Etude comparative entre les différents niveaux de la commande DTCC

Afin de montrer l'influence des niveaux de la DTCC sur le comportement statique de la MSDE, le tableau (III.9) résume le pourcentage du taux d'ondulation du couple électromagnétique et du flux statorique pour les différents niveaux de la DTCC.

Tableau (III.9): Comparaison entre les différents niveaux de la commande DTCC

	$\Delta C_{em} / C_{em} (\%)$	$\Delta \phi_s / \phi_s (\%)$
DTCC à deux niveaux	10	2
DTCC à trois niveaux	9.55	1.8
DTCC à cinq niveaux	9.09	1.4

A partir de cette table, on constate que l'augmentation du niveau de l'onduleur permet de réduire les ondulations du couple et du flux. Cependant, ceci conduit à la complexité de l'algorithme de la DTCC et à l'augmentation du temps de calcul alloué à son implémentation.

III.10. Commande DTC-SVM multiniveaux de la MSDE

Les avantages attribués aux techniques DTC classiques (dynamique, robustesse, facilité d'implémentation, performances élevées...) sont néanmoins contrebalancés par l'utilisation d'un comparateur à hystérésis. Par principe, le comparateur conduit à un fonctionnement à fréquence variable qui augmente les risques d'excitation de résonances mécaniques ou acoustiques, et d'autre part, l'échantillonnage à fréquence finie se traduit par un dépassement pseudo aléatoire de la bande d'hystérésis. Ces deux facteurs contribuent à rendre le contenu harmonique des différents signaux de sortie difficilement prévisibles [24]. En outre, l'application de la commande DTC classique à la MSDE provoque l'apparition des courants de circulation d'amplitude très importante au stator [50].

Dans cette partie, nous présentons une autre structure de la commande DTC équipé d'un modulateur SVM à fréquence de commutation fixe. La principale caractéristique de cette méthode est la suppression des régulateurs à hystérésis et de la table de commutation, ce qui élimine les problèmes qui y étaient associés.

III.10.1. Modèle de la MSDE dans le repère x - y lié au flux statorique

Les grandeurs électriques de la MSDE dans le repère x - y lié au flux statorique sont obtenues par :

$$\begin{bmatrix} F_x \\ F_y \end{bmatrix} = [P(\theta_s)] \begin{bmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{III.29})$$

Avec :

F : peut être une tension statorique, un courant statorique ou un flux statorique.

La matrice de changement de repère est donnée par :

$$[P(\theta_s)] = \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \sin(\theta_s) \\ -\sin(\theta_s) & \cos(\theta_s) \end{bmatrix} \quad (\text{III.30})$$

En appliquant la transformation (III.30) au modèle de la MSDE dans le repère $\alpha\text{-}\beta$ donné par le système d'équations (I.28), et en tenant compte de la faible saillance de notre machine, le modèle de la MSDE dans le repère $x\text{-}y$ lié au flux statorique s'écrit :

$$\begin{cases} v_x = R_s i_x + \frac{d\phi_x}{dt} - \omega_s \phi_y \\ v_y = R_s i_y + \frac{d\phi_y}{dt} + \omega_s \phi_x \end{cases} \quad (\text{III.31})$$

Les flux statoriques sont donnés par :

$$\begin{cases} \phi_x = L_d i_x + \phi_f \cos(\delta) \\ \phi_y = L_d i_y - \phi_f \sin(\delta) \end{cases} \quad (\text{III.32})$$

Le couple électromagnétique est donné par :

$$C_{em} = p(\phi_x i_y - \phi_y i_x) \quad (\text{III.33})$$

III.10.2. Principe de la commande DTC-SVM dans le repère $x\text{-}y$ lié au flux statorique

En parlant d'orientation du flux, c'est plutôt le système d'axe $(x\text{-}y)$ que l'on oriente de manière à ce que l'axe $-x-$ soit en phase avec le flux, c'est-à-dire [51] :

$$\begin{cases} \phi_x = \phi_s \\ \phi_y = 0 \end{cases} \quad (\text{III.34})$$

Donc après l'orientation de flux statorique, le système d'équations (III.31) devient :

$$\begin{cases} v_x = R_s i_x + \frac{d\phi_s}{dt} \\ v_y = R_s i_y + \omega_s \phi_s \end{cases} \quad (\text{III.35})$$

Le couple électromagnétique estimé est donné par:

$$\hat{C}_{em} = p\hat{\phi}_s i_y \quad (\text{III.36})$$

L'orientation du flux statorique de la MSDE dans les différents repères est représentée par la figure (III.16).

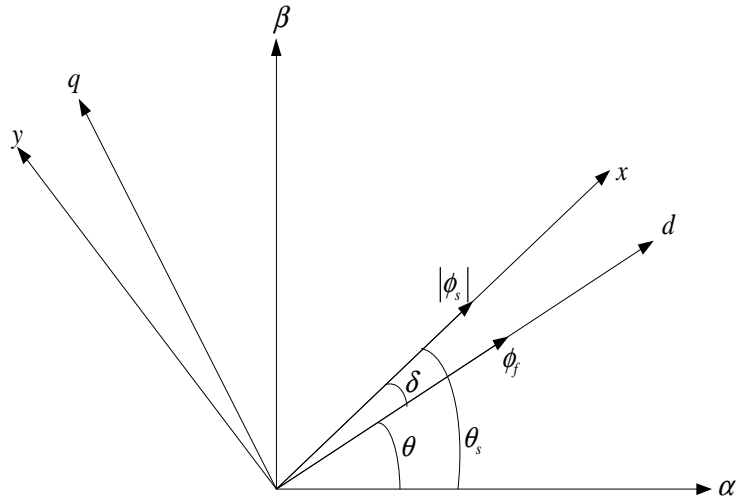


Figure (III.16) : Orientation du flux statorique.

Nous pouvons remarquer d’après les relations (III.35) et (III.36) que seule la composante directe i_x détermine l’amplitude du flux statorique alors que le couple ne dépend que de la composante en quadrature i_y si le flux statorique est maintenu constant [50]. La figure (III.17) montre le schéma de régulation du flux et du couple.

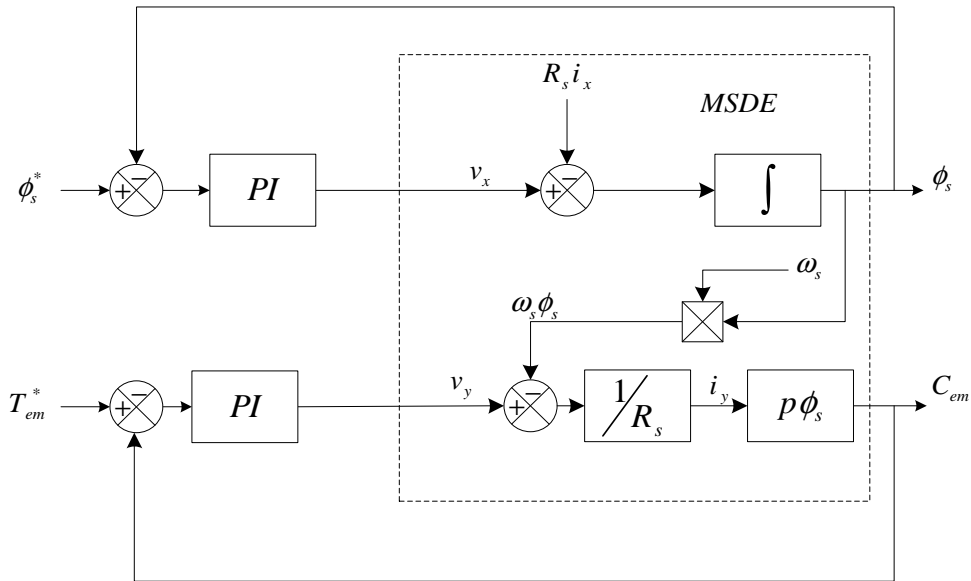


Figure (III.17): Boucles de régulation de flux et de couple avec deux contrôleurs (PI) dans le référentiel x-y.

III.10.3. Réglage du flux statorique et du couple électromagnétique

III.10.3.1. Régulateur du flux statorique

Le découplage proposé par l’équation (III.34) permet d’écrire :

$$v_x = \left(\frac{R_s}{L_d} + S \right) \phi_s - W \tag{III.37}$$

Avec :

$$W = \frac{R_s}{L_d} \phi_f \cos(\delta)$$

Le schéma bloc de la régulation du flux statorique est donné par la figure (III.18) :

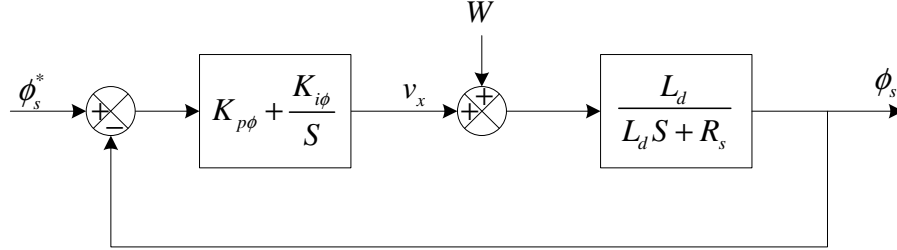


Figure (III.18): Régulation du flux statorique en boucle fermée.

On suppose W comme une perturbation, la fonction de transfert en boucle ouvert (FTBO) prend la forme suivante :

$$FTBO(S) = K_{i\phi} \frac{\left(\frac{K_{p\phi}}{K_{i\phi}} S + 1 \right) \frac{L_d}{R_s}}{\left(\frac{L_d}{R_s} S + 1 \right)} \quad (\text{III.38})$$

La méthode de compensation de pôle permet d'écrire :

$$\frac{K_{p\phi}}{K_{i\phi}} = \frac{L_d}{R_s} \quad (\text{III.39})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte se réduit à :

$$FTBO(S) = \frac{K_{i\phi} L_d}{R_s S} \quad (\text{III.40})$$

La fonction de transfert en boucle fermée (FTBF) est donnée par :

$$FTBF(S) = \frac{1}{\frac{R_s}{K_{i\phi} L_d} S + 1} \quad (\text{III.41})$$

Posons :

$$\tau_\phi = \frac{R_s}{K_{i\phi} L_d}$$

Les coefficients du régulateur de flux statorique sont :

$$\begin{cases} K_{i\phi} = \frac{R_s}{\tau_\phi L_d} \\ K_{p\phi} = \frac{1}{\tau_\phi} \end{cases} \quad (\text{III.42})$$

III.10.3.2. Réglage du couple électromagnétique

L'angle de charge est donné par l'équation suivante:

$$\delta = \theta_s - \theta \quad (\text{III.43})$$

On peut écrire:

$$\omega_s = \frac{d\delta}{dt} + \omega \quad (\text{III.44})$$

On obtient :

$$v_y = R_s i_y + \phi_x \left(\frac{d\delta}{dt} + \omega \right) \quad (\text{III.45})$$

Tel que l'angle de charge est très petite ($\sin(\delta) = \delta$), on peut écrire:

$$\delta = \frac{L_d i_y}{\phi_f} \quad (\text{III.46})$$

Donc, l'équation de la tension v_y devient:

$$v_y = R_s i_y + \phi_s \left(\frac{L_d}{\phi_f} \frac{di_y}{dt} + \omega \right) \quad (\text{III.47})$$

Par dérivation on obtient :

$$\frac{dv_y}{dt} = R_s \frac{di_y}{dt} + \phi_s \left(\frac{L_d}{\phi_d} \frac{d^2 i_y}{dt^2} + \frac{d\omega}{dt} \right) \quad (\text{III.48})$$

Or nous avons :

$$\begin{cases} \frac{d\omega}{dt} = \frac{p}{J} \left(C_{em} - C_r - \frac{f_r}{p} \omega \right) \\ i_y = \frac{C_{em}}{p\phi_s} \end{cases} \quad (\text{III.49})$$

Donc :

$$\frac{dv_y}{dt} = \frac{R_s}{p\phi_s} \frac{dC_{em}}{dt} + \phi_s \left(\frac{L_d}{p\phi_s\phi_f} \frac{d^2C_{em}}{dt^2} + \frac{p}{J} \left(C_{em} - C_r - \frac{f_r}{p} \omega \right) \right) \quad (\text{III.50})$$

En utilisant la transformation de Laplace :

$$v_y S = \left(\frac{L_d}{p\phi_f} S^2 + \frac{R_s}{p\phi_s} S + \frac{\phi_s p}{J} \right) C_{em} - \frac{p\phi_s}{J} \left(C_r + \frac{f_r}{p} \omega \right) \quad (\text{III.51})$$

Le schéma bloc de la régulation du couple électromagnétique est donné par la figure (III.19) :

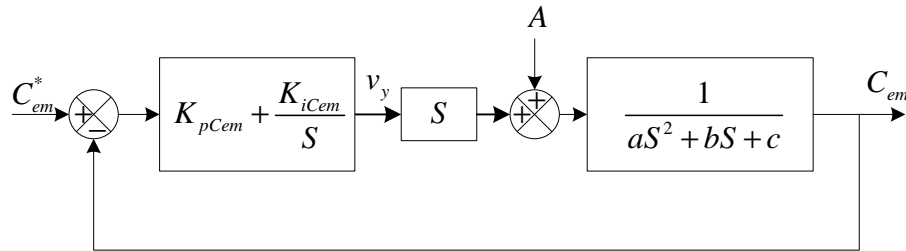


Figure (III.19): Régulation du couple électromagnétique en boucle fermée.

En posant : $A = -\frac{\phi_s}{J} \left(C_r + \frac{f_r}{p} \omega \right)$ comme une perturbation.

La fonction de transfert en boucle ouverte est :

$$FTBO(S) = \frac{S(K_{pCem}S + K_{iCem})}{S(aS^2 + bS + c)} \quad (\text{III.52})$$

Avec :

$$a = \frac{L_d}{p\phi_f}, \quad b = \frac{R}{p\phi_s}, \quad c = \frac{\phi_s p}{J}$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$FTBF(S) = \frac{(K_{pCem}S + K_{iCem})}{S^2 + \frac{(b + K_{pCem})}{a}S + \frac{(c + K_{iCem})}{a}} \quad (\text{III.53})$$

Par l'identification avec un système de 2^{ème} ordre on obtient :

$$\begin{cases} K_{pCem} = 2\xi_{Cem} \omega_{nCem} a - b \\ K_{iCem} = \omega_{nCem}^2 a - c \end{cases} \quad (\text{III.54})$$

Avec :

ξ_{Cem} : Amortissement critique,

ω_{nCem} : Pulsation électrique.

La figure (III.20) représente la commande DTC-SVM multiniveaux de la MSDE.

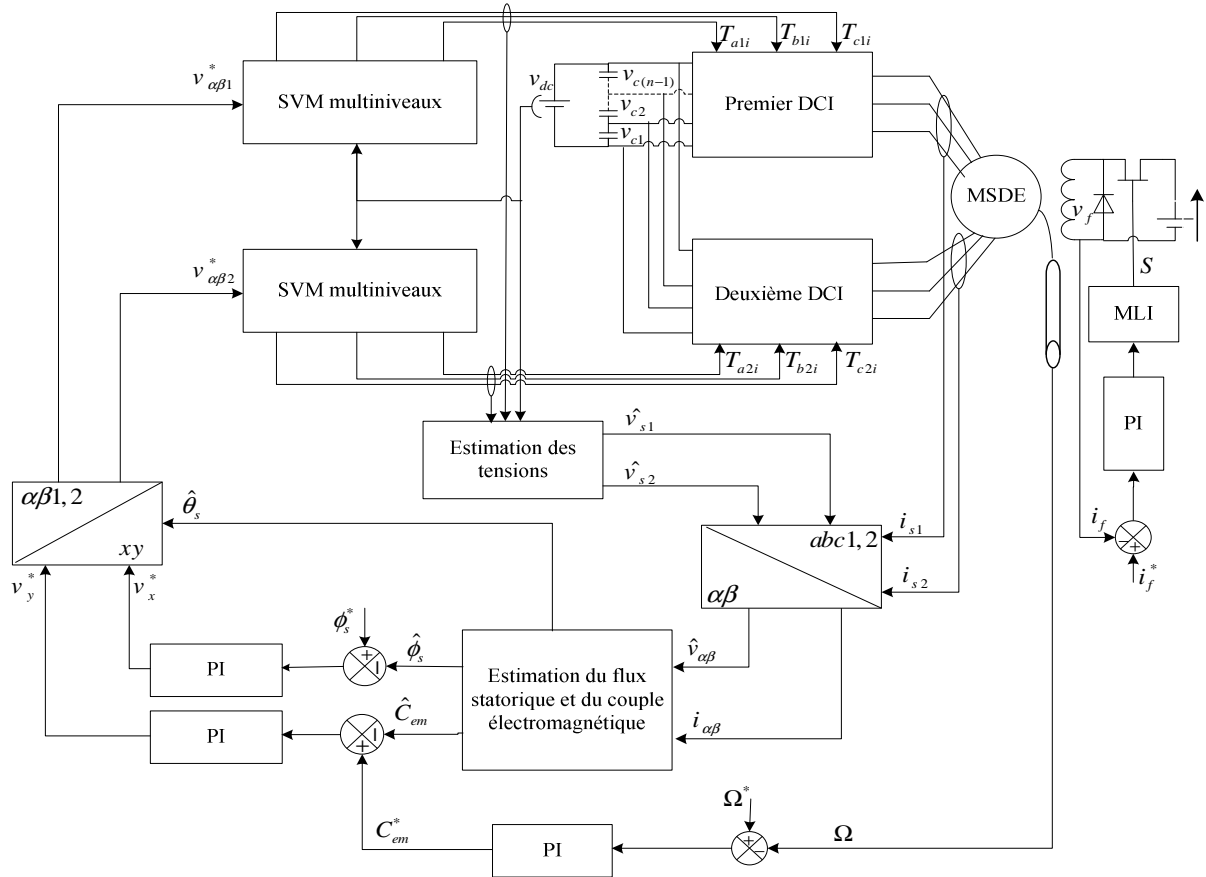


Figure (III.20): Schéma global de la commande DTC-SVM multiniveaux de la MSDE.

III.11. Simulation de la commande DTC-SVM multiniveaux

Les simulations présentées dans les figures (III.21), (III.22) et (III.23) sont réalisées avec une MSDE alimentée par deux onduleurs de tension à deux, trois et cinq niveaux respectivement, et pilotée par une commande DTC-SVM. Les performances de notre commande ont été testées pour les deux modes de fonctionnement suivants :

- Fonctionnement avec variation de la charge,
- Fonctionnement avec variation de la vitesse.

III.11.1. Fonctionnement avec variation de la charge

Les résultats de simulation indexés par (a) sont obtenus pour un fonctionnement à charge variable. Au début de ce test, la machine est en charge de valeur nominale 11 Nm, à l'instant $t = 1$ s on diminue la charge jusqu'à 0 Nm. On remarque que la vitesse suit parfaitement sa référence. Cependant, aux moments de variations de la charge, elle présente de faibles variations rejetées rapidement par la suite. Le couple prend une valeur maximale pendant le

régime transitoire puis se stabilise à une valeur compensant la charge imposée. De son côté, le flux est une valeur constante et indépendante des variations du couple, confirmant ainsi un découplage entre les deux grandeurs.

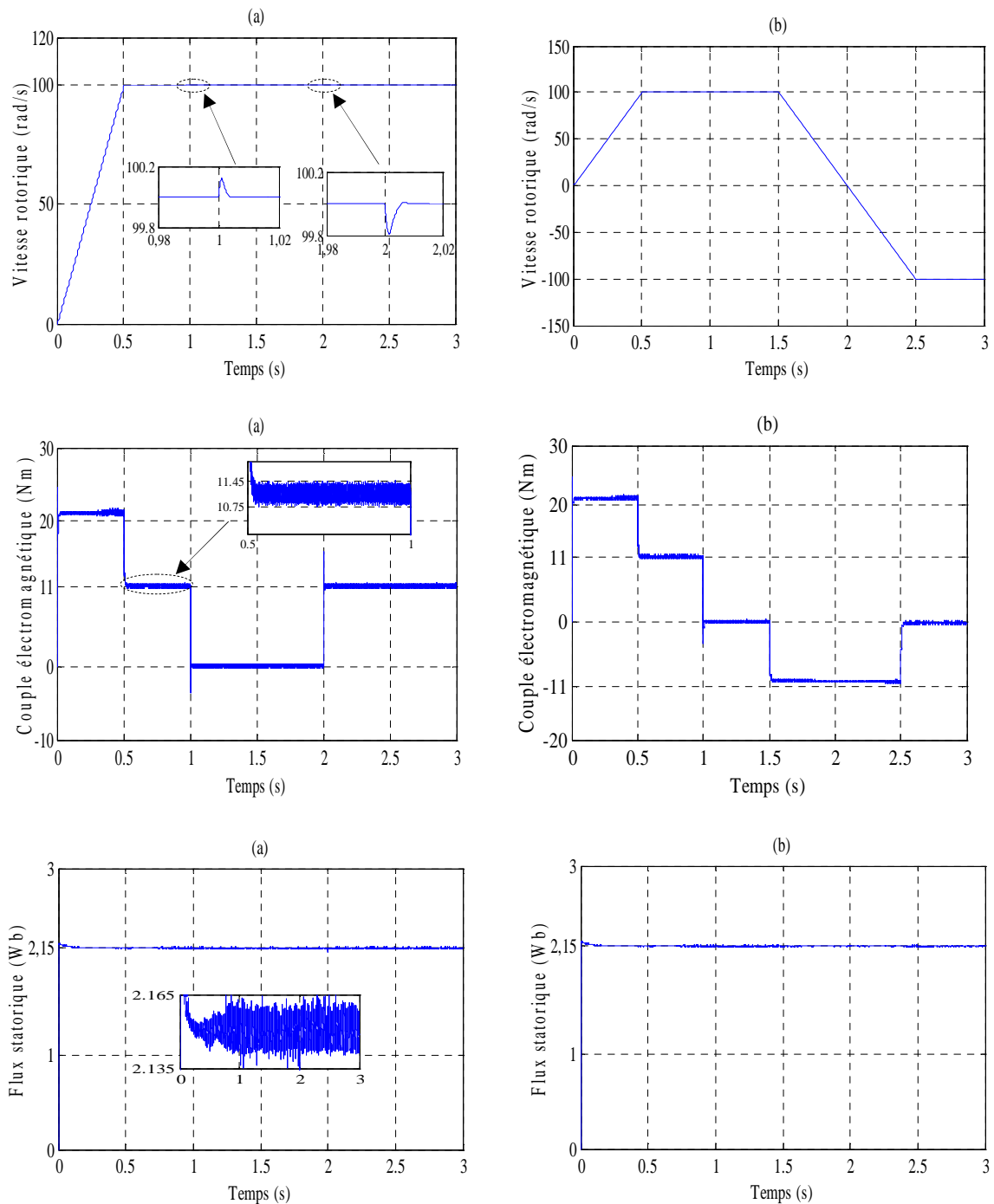


Figure (III.21): Performances de la commande DTC-SVM à deux niveaux appliquée à la MSDE : a) Variation de la charge, b) Variation de la vitesse rotorique.

III.11.2. Fonctionnement avec variation de la vitesse

Les résultats de simulation indexée par (b) sont obtenus pour un fonctionnement à vitesse variable. Au début de ce test, la machine est accélérée à la vitesse de référence 100 rad/s, à l'instant $t = 1$ s on procède à une inversion du sens de rotation de la machine à -100 rad/s.

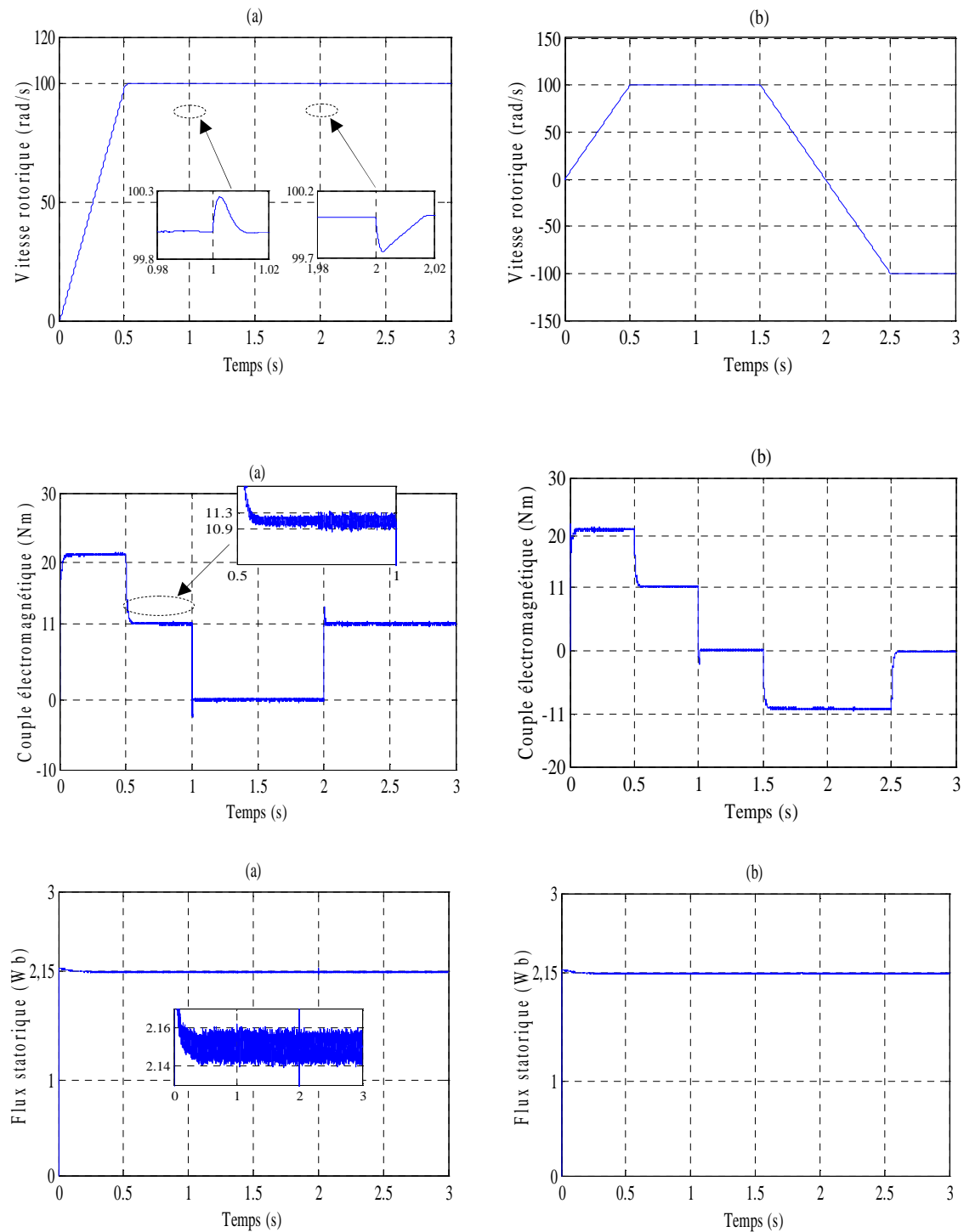


Figure (III.22): Performances de la commande DTC-SVM à trois niveaux appliquée à la MSDE : a) Variation de la charge, b) Variation de la vitesse rotorique.

Nous remarquons que la vitesse suit sa référence. Le module du flux statorique ne présente aucun changement au moment de la variation de la vitesse. Nous remarquons aussi que la variation brusque du couple électromagnétique n'influe pas sur le flux statorique.

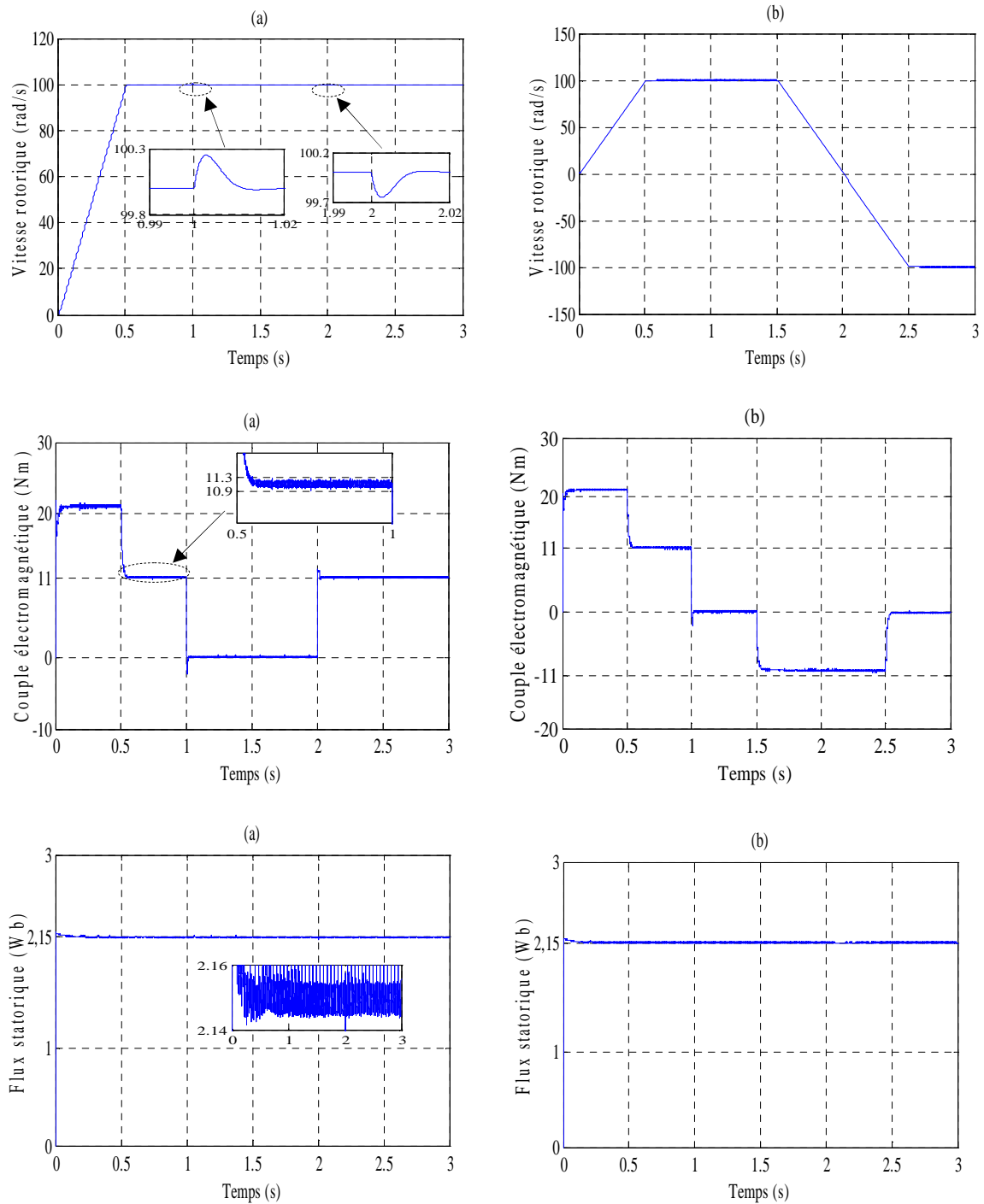


Figure (III.23): Performances de la commande DTC-SVM à cinq niveaux appliquée à la MSDE : a) Variation de la charge, b) Variation de la vitesse rotorique.

III.11.3. Etude comparative entre les différents niveaux de la commande DTC-SVM

Pour mettre en valeur les performances des différents niveaux de la DTC-SVM, une étude comparative s'avère nécessaire. Le tableau (III.10) résume le pourcentage des taux d'ondulation du couple électromagnétique et de flux statorique pour les différents niveaux de la DTC-SVM.

Tableau (III.10): Comparaison entre les différents niveaux de la commande DTC-SVM.

	$\Delta C_{em} / C_{em} (\%)$	$\Delta \phi_s / \phi_s (\%)$
DTC-SVM à deux niveaux	6.36	1.4
DTC-SVM à trois niveaux	3.64	0.93
DTC-SVM à cinq niveaux	0.27	0.7

Le tableau (III.10) confirme que la commande DTC-SVM à cinq niveaux présente les plus faibles taux d'ondulations. On peut affirmer donc que l'augmentation du niveau de l'onduleur pour la commande DTC-SVM permet de réduire les ondulations du couple et de flux.

III.12. Commande sans capteur de vitesse

Dans le domaine des entraînements à vitesse variable des machines, les performances des lois de commande utilisées, dépendent du degré de précision dans la connaissance du modèle du flux et de sa position. En effet la connaissance de la position du rotor est indispensable dans la commande de la machine synchrone à double étoile [52]. Les capteurs de position utilisés sont fragiles, coûteux, et influent sur la fiabilité du système. Une solution consiste à observer ou estimer la position rotorique par des algorithmes mathématiques à partir des informations accessibles et indispensables à la commande. Dans cette étude notre intérêt est porté sur le filtre de Kalman étendu. Il s'agit d'un observateur permettant d'avoir une bonne estimation des variables d'état des systèmes et qui a montré son efficacité dans différents domaines [53].

III.12.1. Estimateurs

Un estimateur utilisé en boucle ouverte, repose sur l'utilisation du modèle de la machine. La dynamique d'un estimateur dépend des modes propres et rapides [54]. Toutefois, il est sensible aux erreurs de modélisation et aux variations paramétriques au cours de fonctionnement. En effet, il n'y a aucun bouclage avec des grandeurs réelles permettant de prendre en compte ces erreurs ou perturbations. Un tel estimateur est représenté sur la figure (III.24).

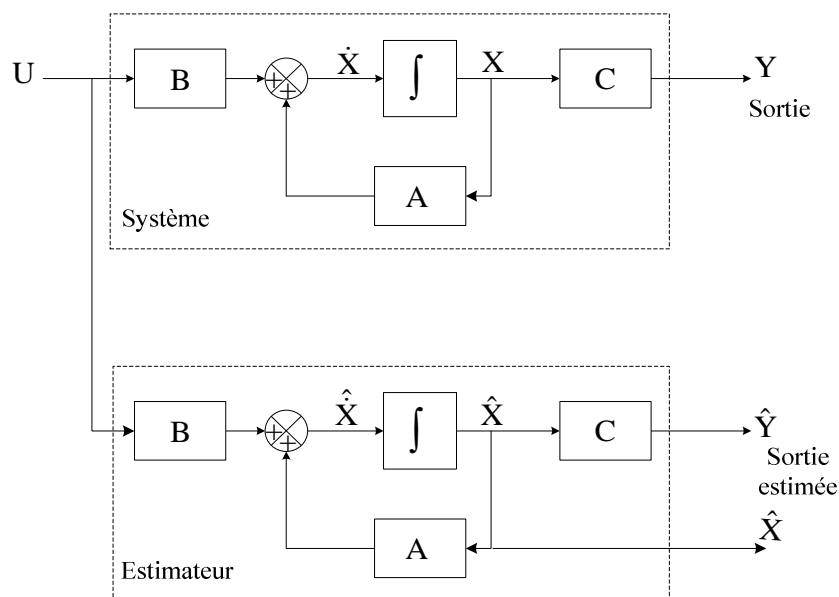


Figure (III.24): Schéma de principe d'un estimateur.

Le modèle mathématique de la machine synchrone à double étoile, pris comme un système linéaire variant dans le temps, est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{x} = A(\omega)x + BU \\ y = Cx \end{cases} \quad (\text{III.55})$$

Avec :

$A(\omega)$: Matrice de transition non stationnaire,

B : Matrice d'entrée du système,

C : Matrice de sortie.

Dans le cas de la machine synchrone à double étoile, $A(\omega)$ dépend de la vitesse de rotation du moteur. Toutefois, elle peut être considérée comme quasi stationnaire vue la dynamique de la vitesse par rapport à celle des grandeurs électriques, on peut reconstruire les états à estimer par.

$$\hat{x} = \int \hat{A}(\omega)x + BU dt \quad (\text{III.56})$$

Pour évaluer la précision de l'estimation, on considère l'écart entre les états réels et estimés, donné par :

$$\varepsilon = x - \hat{x} \quad (\text{III.57})$$

Dans le cas de la machine synchrone à double étoile, on ne maîtrise pas le temps de convergence de l'erreur d'estimation et les estimés auront forcément une erreur statique due aux erreurs de modélisation. Les inconvénients de l'estimateur peuvent être atténués en utilisant un terme correcteur. Ainsi l'écart entre la mesure et son estimée est introduit dans l'équation de l'estimateur à travers une matrice de gain de correction K , c'est ce qu'on entend par observateur.

III.12.2. Observateurs

Un observateur est un estimateur fonctionnant en boucle fermée et disposant d'une dynamique indépendante du système. Il fournit une estimation d'une grandeur physique interne d'un système donné, en se fondant uniquement sur des informations concernant les entrées et les sorties du système avec la réinjection en entrée de l'erreur entre les sorties estimées et les sorties réelles, à l'aide de la matrice gain K pour régler ainsi la dynamique de convergence de l'erreur [24].

La figure (III.25) représente le principe d'un observateur d'état.

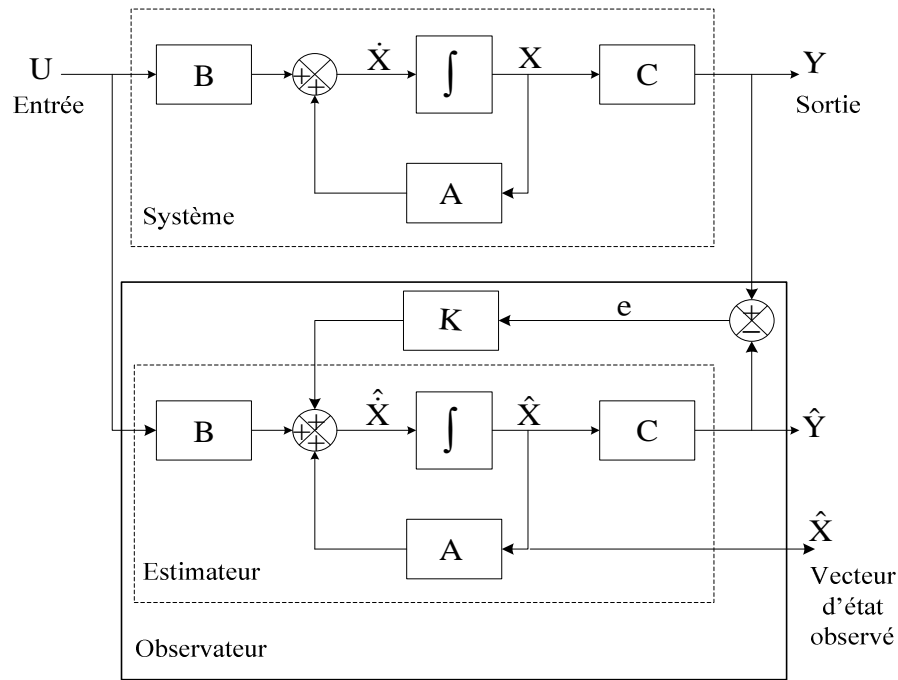


Figure (III.25): Principe d'un observateur d'état.

III.12.3. Classification des observateurs

Il existe de nombreuses techniques d'observation. Elles diffèrent en fonction de la nature du système considéré (linéaire ou non linéaire), de l'environnement considéré (déterministe ou stochastique) et, enfin, de la dimension du vecteur d'état à estimer (complet ou réduit).

En fonction de la nature du système considéré, ces observateurs peuvent être classés en deux grandes catégories [47].

III.12.3.1. Observateurs linéaires : ce sont les observateurs dont la construction du gain est basée sur le fait que système considéré est linéaire et invariant dans le temps. L'observateur de *Luenberger* et le filtre de *Kalman* se basent sur cette approche.

III.12.3.2. Observateurs non linéaires : les systèmes peuvent être non linéaires, dans ce cas, des observateurs ont été développés pour palier cette difficulté. On peut citer par exemple:

- Des observateurs où les gains de correction sont calculés d'une analyse par la méthode de Lyapounov,
- Des observateurs par modes glissants,
- Des observateurs à grand gain.

En fonction de l'environnement considéré, deux grandes familles d'observateurs se distinguent [52].

III.12.3.2.1. Observateurs déterministes : ce sont les observateurs qui ne prennent pas en compte les bruits de mesures. On peut citer l'observateur de *Luenberger*.

III.12.3.2.2. Observateurs stochastiques : ces observateurs donnent une estimation optimale des états en se basant sur des critères stochastiques. Leurs observations se basent sur la présence du bruit dans le système, ce qui est souvent le cas. L'algorithme du filtre de Kalman illustre bien cette application.

Enfin, en fonction de la dimension du vecteur d'état, les observateurs du flux peuvent être classés en deux familles [54].

- **Observateurs d'ordre complet :** ces observateurs donnent les informations sur toutes les variables d'état. Ces observateurs nécessitent un temps de calcul relativement long.
- **Observateurs d'ordre réduit :** ces observateurs donnent les informations sur les variables d'état non mesurables. Ces observateurs nécessitent moins de temps de calcul que ceux d'ordre complet.

L'adoption d'une approche déterministe pour l'estimation d'état d'un système physique suppose une connaissance exacte de son modèle. Cette approche néglige également les notions d'incertitudes et de fluctuations aléatoires. Or, toute observation est perturbée par des signaux parasites qui ont des causes diverses internes ou externes aux dispositifs de mesures. Quand les bruits sont faibles, l'approche déterministe peut s'avérer suffisante. Cependant, pour attendre de hautes performances, il faut augmenter la précision des variables estimées.

Dans le cas stochastique, qui est plus général, on peut prendre en compte les bruits du système et les bruits des mesures. La structure de base d'un observateur stochastique est semblable à celle d'un observateur d'état déterministe. Cependant, les gains du filtre sont calculés à partir des paramètres du modèle d'état du processus et des lois de probabilité des bruits.

Dans la littérature spécialisée, le terme observateur d'état est réservé pour une estimation d'état déterministe et le terme filtre pour le cas stochastique [47].

Dans cette étude, le filtre stochastique d'ordre complet de *Kalman* a été retenu. Comme le fonctionnement de ce filtre est en présence du bruit, la quantification de ces bruits (état et mesure) est essentielle pour le bon fonctionnement du filtre. Il est intéressant de rappeler les différentes sources de ces bruits.

- **Bruit d'état :** Le bruit d'état rend compte des imperfections du modèle par rapport à la machine réelle. Les principales approximations effectuées correspondent aux hypothèses qui ont permis d'élaborer le modèle dynamique de la machine. En générale, une machine n'est pas rigoureusement symétrique et la répartition du flux dans l'entrefer n'est pas rigoureusement sinusoïdale (hypothèses simplificatrices). Ces défauts, dus principalement à la fabrication de la machine, engendrent des harmoniques dans les tensions et les courants de la machine. La machine présente en générale, des pertes fer qui sont difficiles à identifier et compliquent l'expression mathématique du modèle d'état si on veut les prendre en compte dans la modélisation. Cependant, pour des machines dont la fabrication est soignée, les défauts précédents ne sont pas en général prépondérants dans les termes de bruit.

- **Bruit de mesure** : Il y a principalement deux sources de bruits : un bruit analogique, dû au capteur, et un bruit de quantification dû à la conversion analogique numérique. Le bruit résultant dépend de l'amplitude de chacun de ces bruits [53].

Dans notre application, le filtre de *Kalman* va être utilisé pour l'estimation du vecteur d'état x_k composé des courants statoriques, des flux statoriques sur les deux axes α - β , la position rotorique et la vitesse mécanique. Les paramètres électriques de la machine sont supposés connus; une estimation préliminaire de ces paramètres est donc nécessaire. Ainsi, à partir de la représentation discrète de la machine synchrone à double étoile, on construit un observateur d'état.

III.12.4. Filtre de Kalman étendu

Ce filtre repose sur un certain nombre d'hypothèses, notamment sur les bruits. En effet, ils supposent que les bruits qui affectent le modèle sont centrés et blancs et que ceux-ci sont décorrelés des états estimés. De plus, les bruits d'état doivent être décorrelés des bruits de mesure [42].

Etant donné le modèle stochastique non linéaire suivant:

$$\begin{cases} x(k+1) = f(x(k), u(k)) + w(k) \\ y(k) = h(x(k)) + v(k) \end{cases} \quad (\text{III.58})$$

Avec

$w(k)$: Vecteur de bruit d'état,

$v(k)$: Vecteur de bruit de mesure.

On ramène ce système non linéaire en un système linéaire et on déduit l'ensemble des équations du filtre de *Kalman* étendu. La procédure d'estimation se décompose en deux étapes:

Première étape : Phase de prédiction

Estimation sous forme de prédiction :

$$\hat{x}(k+1/k) = f(\hat{x}(k/k), u(k)) \quad (\text{III.59})$$

Cette étape permet de construire une première estimation du vecteur d'état à l'instant $(k+1)$. On cherche alors à déterminer sa variance.

Calcul de la matrice de covariance de l'erreur de prédiction :

$$P(k+1/k) = F(k)P(k)F(k)^T + Q \quad (\text{III.60})$$

Avec :

$$F(k) = \left. \frac{\partial f(x(k), u(k))}{\partial x^T(k)} \right|_{x(k)=\hat{x}(k/k)}$$

Deuxième étape: Phase de correction

La phase de prédiction permet d'avoir un écart entre la sortie mesurée y_{k+1} et la sortie prédite $\hat{y}_{k+1/k}$. Pour améliorer l'état, il faut donc tenir compte de cet écart et le corriger par l'intermédiaire du gain du filtre K_{k+1} . En minimisant la variance de l'erreur, on obtient les expressions suivantes :

Calcul du gain de Kalman :

$$K(k+1) = P(k+1/k)H(k)^T (H(k)P(k+1/k)H(k)^T + R)^{-1} \tag{III.61}$$

Avec :

$$K(k) = \left. \frac{\partial h(x(k))}{\partial x(k)} \right|_{x(k)=\hat{x}(k)}$$

Calcul de la matrice de covariance de l'erreur du filtre :

$$P(k+1/k+1) = P(k+1/k) - K(k+1)H(k)P(k+1/k) \tag{III.62}$$

Estimation du vecteur d'état à l'instant $(k+1)$:

$$\hat{x}(k+1/k+1) = \hat{x}(k+1/k) + K(k+1)(y(k+1) - H\hat{x}(k+1/k)) \tag{III.63}$$

La figure (III.26) présente le schéma de principe du filtre de Kalman étendu :

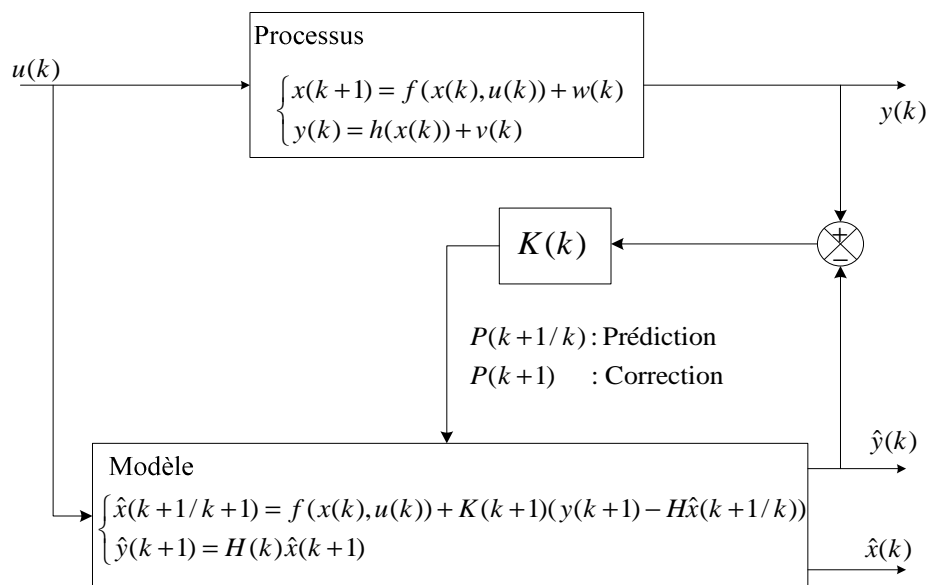


Figure (III.26): Principe du filtre de Kalman étendu.

III.12.5. Application du filtre de Kalman étendu sur la MSDE

L'application du filtre de *Kalman* étendu sur la machine synchrone à double étoile se fait à trois étapes :

- Modèle de la MSDE,
- Discrétisation du modèle de la machine,
- Choix des matrices de covariance.

III.12.5.1. Modèle de la MSDE

Dans notre cas, on a choisit un modèle établi dans un référentiel lié au stator. Le filtre de Kalman étendu est utilisé pour l'estimation du vecteur d'état composé des courants statoriques (i_α, i_β) , des flux statoriques $(\phi_\alpha, \phi_\beta)$, la vitesse rotorique (Ω) et la position du rotor (θ) . Le modèle correspondant est donné par l'équation suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (\text{III.64})$$

Avec : $x(t) = [i_\alpha \ i_\beta \ \phi_\alpha \ \phi_\beta \ \Omega \ \theta]$, $y = [i_\alpha \ i_\beta]$, $u = [v_\alpha \ v_\beta]$

$$A = \begin{bmatrix} -R_s & -p\Omega L_q & 0 & p\Omega & 0 & 0 \\ p\Omega L_q & -R_s & -p\Omega & 0 & 0 & 0 \\ -R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -p\phi_\beta/J & p\phi_\alpha/J & 0 & 0 & -f/J & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & p & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 1/L_q & 0 & 0 \\ 0 & 1/L_q & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -f/J \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Où :

$$\begin{cases} \phi_\alpha = L_q i_\alpha + \phi_f \cos(\theta) \\ \phi_\beta = L_q i_\beta + \phi_f \sin(\theta) \end{cases}$$

$x(k)$, $u(k)$ et $y(k)$ sont respectivement le vecteur d'état, le vecteur de commande et le vecteur de sortie à l'instant k . Les bruits d'état $w(k)$ et de mesure $v(k)$ sont blancs, décorrélés, de moyenne nulle et de matrice de covariance Q et R connues et sont des variables aléatoires caractérisées par :

$$\begin{cases} E\{w(k)\} = 0, & E\{w(k)w(j)^T\} = Q\delta_{kj} & Q \geq 0 \\ E\{v(k)\} = 0, & E\{v(k)v(j)^T\} = R\delta_{kj} & R \geq 0 \end{cases} \quad (\text{III.65})$$

Q et R sont respectivement les matrices de covariance d'état et de mesure. δ représente la fonction de delta de Dirac.

III.12.5.2. Discrétisation du modèle de la MSDE

Le modèle discret de la MSDE se déduit du modèle continu. Le choix de la méthode et le pas de discrétisation sont le résultat d'un compromis entre la précision, la stabilité du modèle discret ainsi que le temps de calcul [43]. Pour la discrétisation du modèle de la machine on utilise l'équation suivante :

$$\begin{cases} F(k) = \frac{\partial}{\partial x} \{f(x(k), u(k))\} \\ B(k) = \frac{\partial}{\partial u} \{f(x(k), u(k))\} \end{cases} \Big|_{\hat{x}(k), u(k)} \quad (\text{III.66})$$

Les matrices de linéarisation F et H nous permettent de linéariser le système en chaque instant de fonctionnement. Elles sont données comme suit :

$$F = \begin{bmatrix} 1 - T_s R_s / L_q & -T_s p \Omega L_q & 0 & T_s p \Omega & 0 & 0 \\ T_s p \Omega L_q & 1 - T_s R_s / L_q & -T_s p \Omega & 0 & 0 & 0 \\ -T_s R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -T_s R_s & 1 & 0 & 0 & 0 \\ -T_s p \phi_\beta / J & T_s p \phi_\alpha / J & 0 & 1 & -T_s f_r / J & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & T_s p & 1 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} T_s / L_q & 0 & 0 \\ 0 & T_s / L_q & 0 \\ T_s & 0 & 0 \\ 0 & T_s & 0 \\ 0 & 0 & -T_s f_r / J \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$H = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

III.12.5.3. Choix des matrices de covariance

La matrice Q liée aux bruits entachant l'état, permet de régler la qualité d'estimation de notre modélisation et de sa discrétisation. Une forte valeur de Q donne une forte valeur du gain K réduisant l'importance de la modélisation et de la dynamique du filtre. La mesure possède alors un poids relatif plus important. Une trop forte valeur de Q peut cependant créer une instabilité de l'observateur [42].

La matrice R règle quant à elle le poids des mesures. Une forte valeur indique une grande incertitude de la mesure. Par contre, une faible valeur permet de donner un poids important à la mesure. Cependant, il faut faire attention au risque d'instabilité aux faibles valeurs de R .

La figure (III.27) schématise le principe de la commande direct du couple multiniveaux appliquée à la machine synchrone à double étoile sans capteur de vitesse en utilisant le filtre de Kalman étendu.

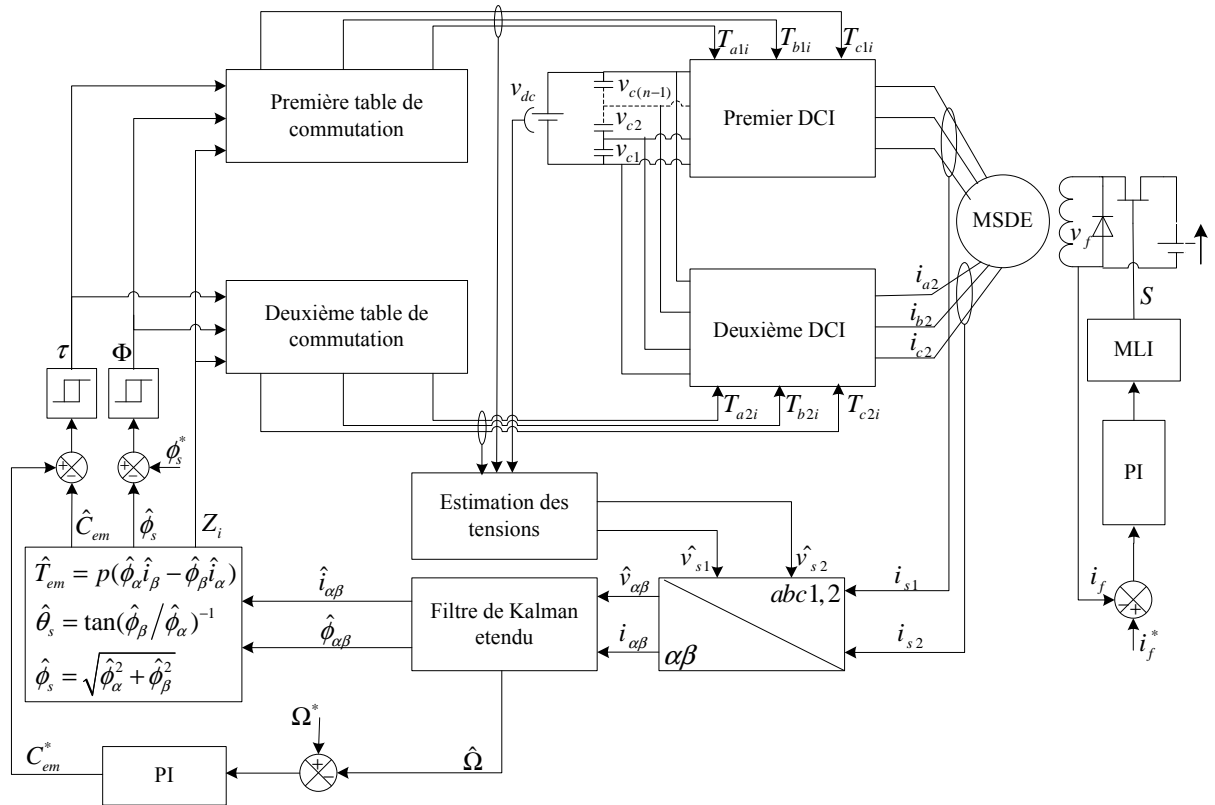


Figure (III.27): Schéma global de la commande DTCC multiniveaux de la MSDE sans capteur de vitesse en utilisant le filtre de Kalman étendu.

III.13. Simulation de la commande DTCC multiniveaux sans capteur de vitesse

Pour estimer la vitesse de rotation de la MSDE par filtre de Kalman étendu, la mesure des courants statoriques et l'estimation du vecteur tension sont indispensables. L'estimation effectuée en adoptant les paramètres de l'observateur suivants :

$$Q = \begin{bmatrix} 100 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 100 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0_s & 0 & 0.1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.1 \end{bmatrix}, P = \begin{bmatrix} 0.1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 10^{-5} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 10^{-5} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 10^{-5} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.1 \end{bmatrix}, R = \begin{bmatrix} 0.12 & 0 \\ 0 & 0.12 \end{bmatrix}$$

Afin de tester les performances statiques et dynamiques de la commande sans capteur de vitesse, la MSDE est accélérée de l'arrêt à la vitesse de référence 100 rad/s. La machine est chargée au début de démarrage avec un couple résistant de 11 Nm. Le couple résistant change de 11 Nm à 0 Nm à l'instant $t=1$ s. Enfin, on inverse le sens de rotation de la machine de 100 rad/s à -100 rad/s à l'instant $t=1.5$ s. Les figures (III.28) et (III.29) représentent les résultats de simulation de la commande DTCC à trois et à cinq niveaux respectivement pour la MSDE sans capteur de vitesse en utilisant le filtre de Kalman étendu.

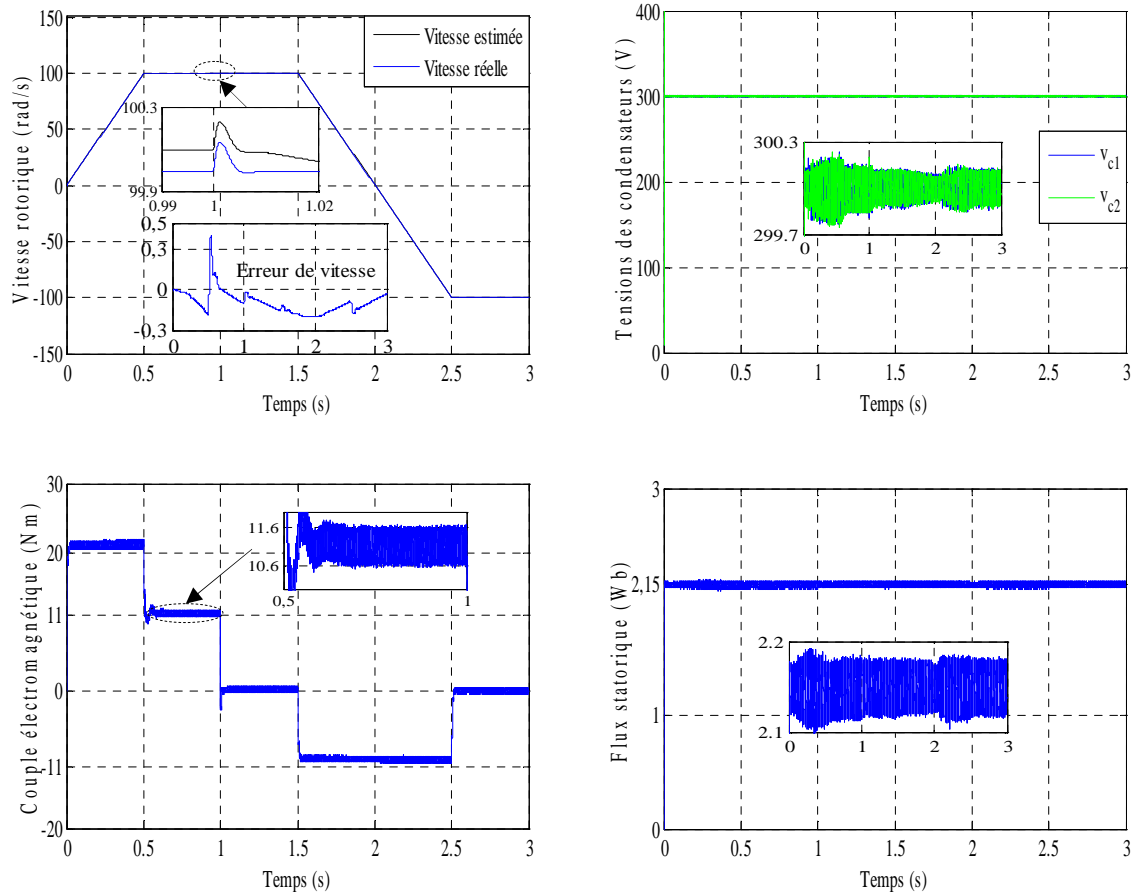
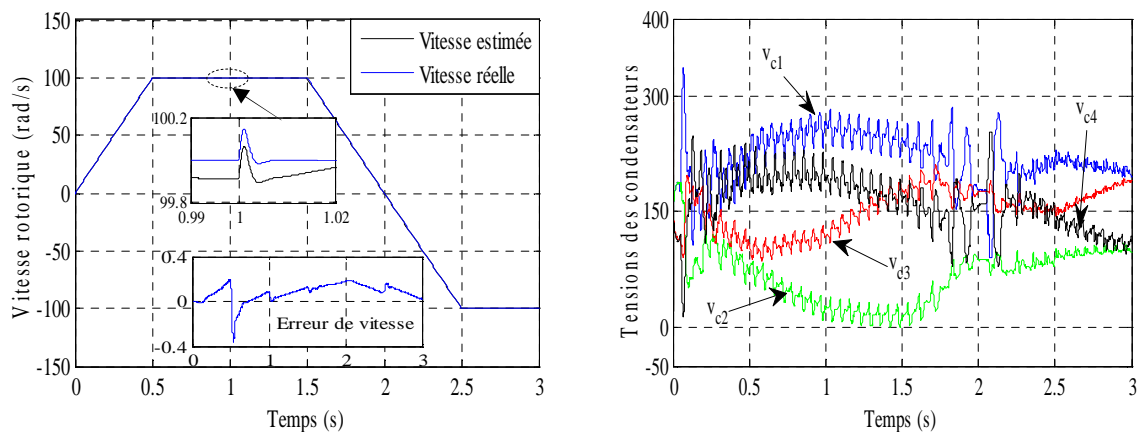


Figure (III.28): Performances de la commande DTCc à trois niveaux appliquée à la MSDE sans capteur de vitesse.

On remarque que la vitesse suit sa valeur de référence. Lors de la variation de la charge la vitesse présente une chute rejetée rapidement puis se stabilise à sa valeur de référence. Le couple électromagnétique se stabilise à la valeur du couple nominale après un régime transitoire avec une réponse rapide et sans dépassement. On constate que les allures du flux statorique et du couple électromagnétique sont indépendantes l'un de l'autre confirmant ainsi un découplage total.



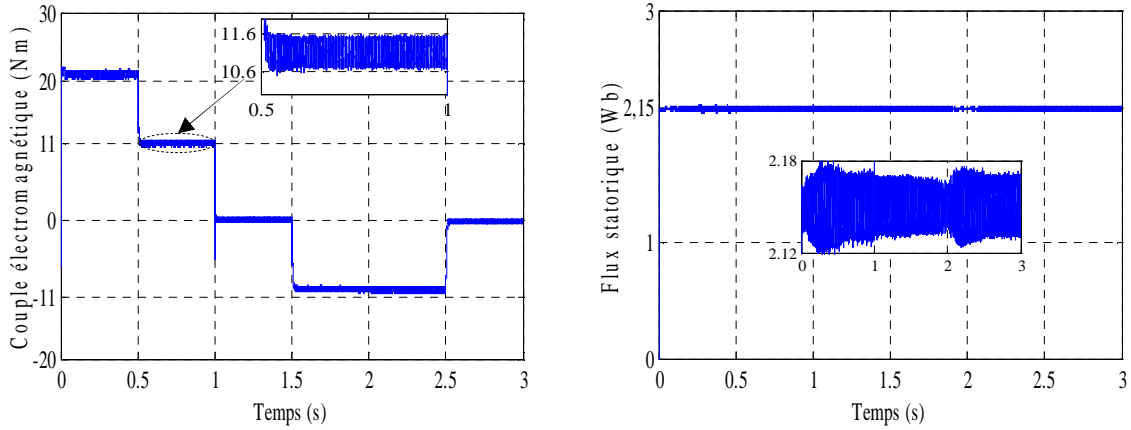


Figure (III.29): Performances de la commande DTCC à cinq niveaux appliquée à la MSDE sans capteur de vitesse.

Concernant l'estimation de la vitesse rotorique, on peut remarquer la superposition des courbes des vitesses estimée et réelle; l'erreur entre la vitesse réelle et sa valeur estimée tend vers zéro. On remarque aussi pour le cas de l'onduleur à trois niveaux une convergence des tensions v_{c1} et v_{c2} vers la valeur 300 V, par contre pour le cas de l'onduleur à cinq niveaux on remarque la diminution des tensions v_{c2} et v_{c3} et l'augmentation des tensions v_{c1} et v_{c4} ce phénomène traduit le problème de déséquilibre des tensions des condensateurs à l'entrée de l'onduleur. Pour résoudre ce problème une stratégie d'équilibrage est indispensable.

III.14. Equilibrage du bus continu à l'aide de la DTCC multiniveaux stabilisante

Afin de résoudre le problème déséquilibre des tensions des condensateurs, la commande DTCC multiniveaux est capable de garantir l'équilibrage des ces tensions, en se basant sur l'optimisation instantanée d'une fonction coût. La connaissance des courants d'entrés en fonction des courants de charge pour les différents états de commutation est nécessaire.

La fonction coût tiens en compte les fluctuations des tensions aux bornes des condensateurs autour de leurs valeurs de référence. Rappelant que la fonction coût de l'onduleur à trois niveaux est définie par :

$$J_k = \Delta v_{c1}(K) \sum_{j=1}^2 \bar{i}_{km}^{S_k^j}(K) dt \quad (III.67)$$

La fonction coût de l'onduleur à cinq niveaux est définie par :

$$J_k = \sum_{j=1}^3 \Delta v_{cj}(K) \left(\sum_{y=j}^3 \left(\sum_{k=1}^2 \bar{i}_{km}^{S_k^i}(K) \right) \right) \quad (III.67)$$

La figure (III.30) représente le schéma bloc de la commande DTC multiniveaux dotée d'une stratégie de stabilisation des tensions des condensateurs.

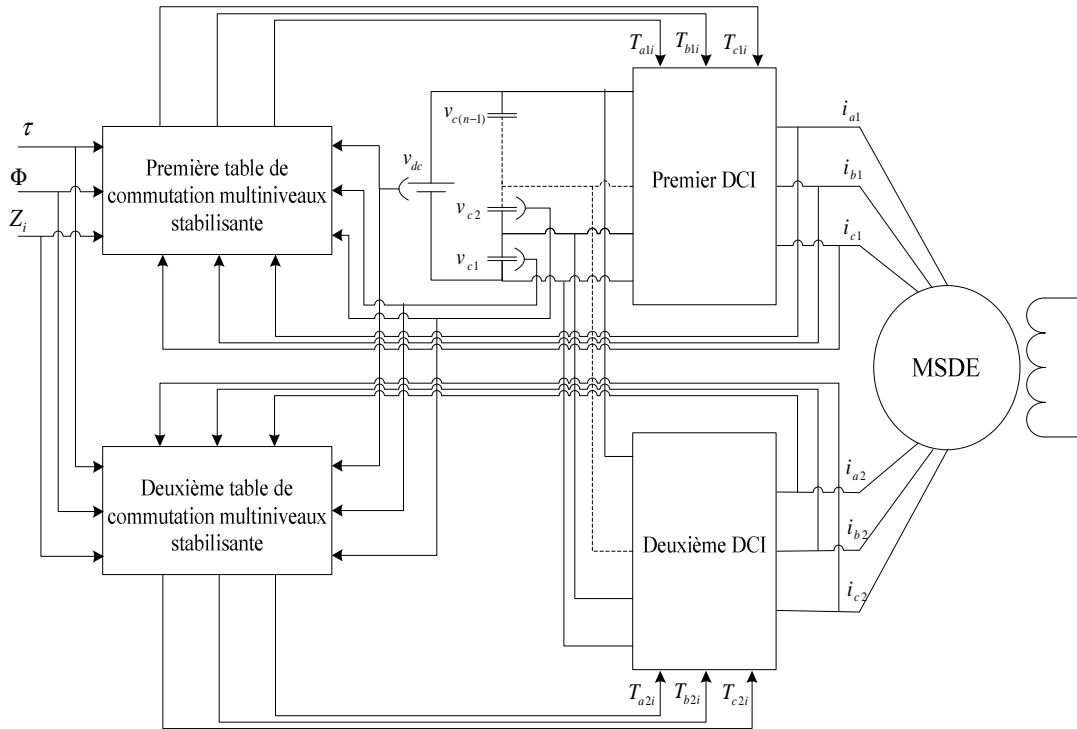
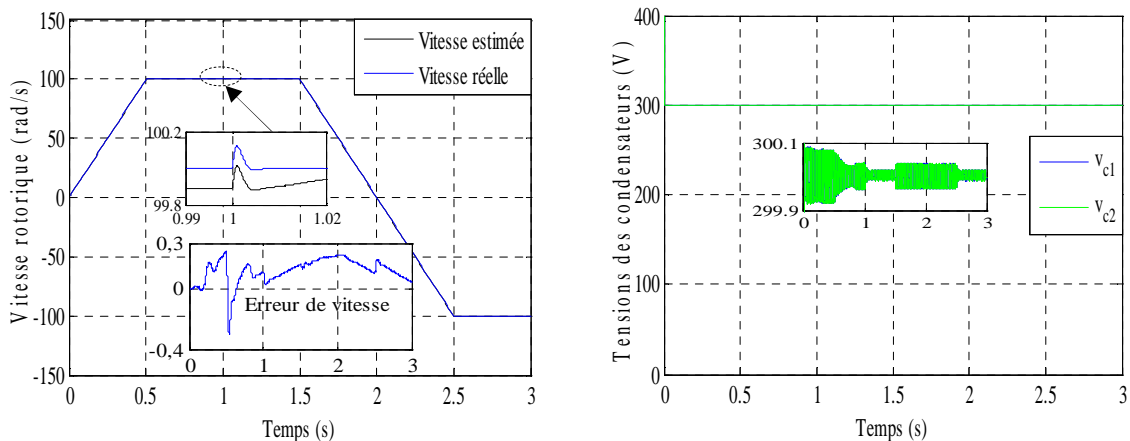


Figure (III.30): Représentation schématique de la commande DTCc multiniveaux stabilisante.

III.15. Simulation de la DTCc multiniveaux stabilisante sans capteur de vitesse

Les résultats de simulation relatifs aux figures (III.31) et (III.32) sont obtenus par la commande DTCc à trois et à cinq niveaux stabilisante respectivement pour un fonctionnement avec variation de charge suivie par une inversion de vitesse tout en gardant les mêmes paramètres considérés précédemment. On remarque qu'à l'instant d'application de la charge, la vitesse présente une chute rejetée rapidement puis se stabilise à sa valeur de référence. Le couple électromagnétique rejoint sa valeur de référence après un régime transitoire avec une réponse rapide et sans dépassement avant de se stabiliser à la valeur du couple résistant appliqué. Le flux statorique est une valeur constante et indépendante des variations du couple. On observe également que la vitesse estimée est confondue sur la vitesse réelle avec une erreur presque négligeable. C'est important de noter que les tensions des condensateurs se stabilisent à une valeur de 150 V pour le cas de l'onduleur à cinq niveaux.



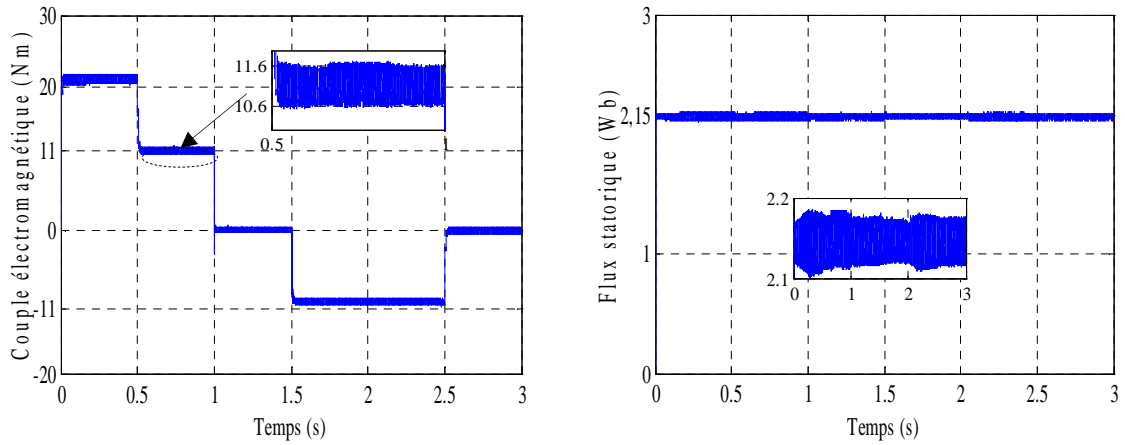


Figure (IV.31): Performances de la commande DTCC à trois niveaux stabilisante appliquée à la MSDE sans capteur de vitesse pour le mode de fonctionnement de variation de charge et de vitesse.

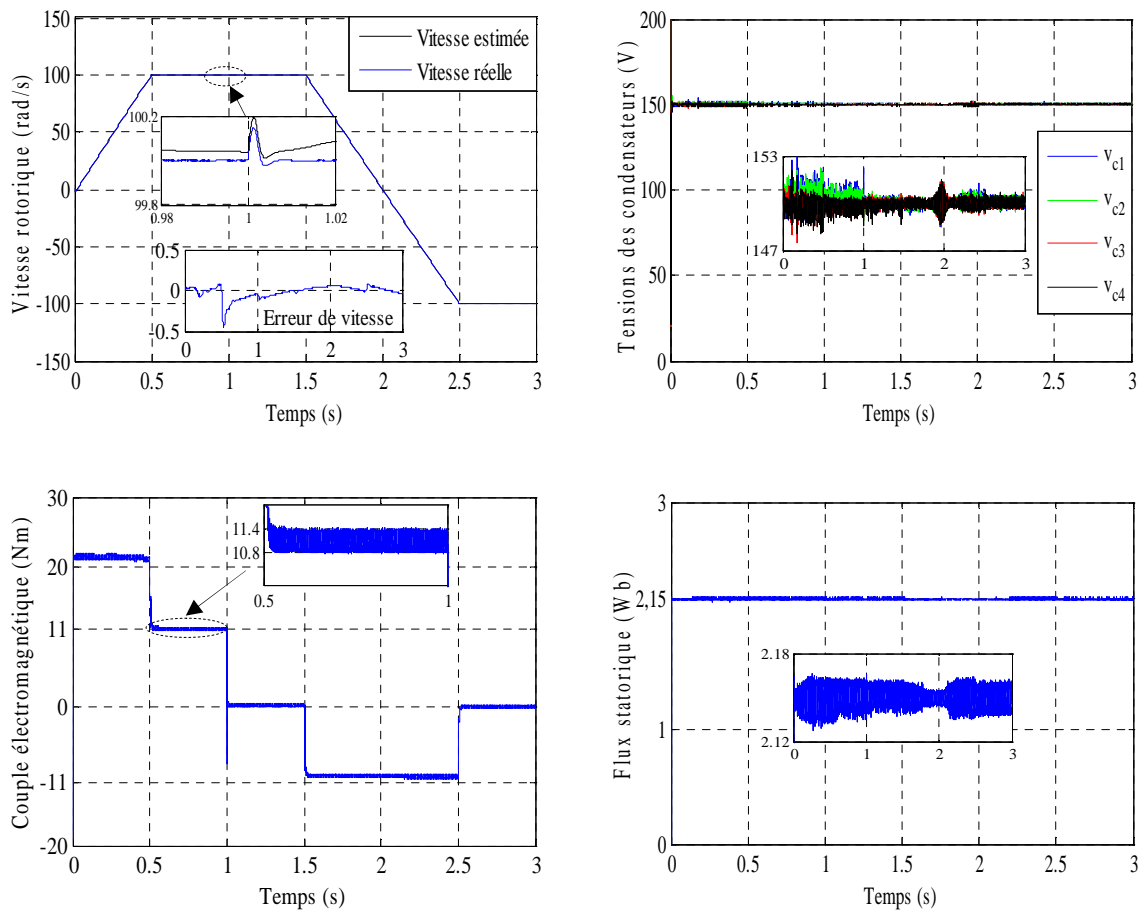


Figure (III.32): Performances de la commande DTCC stabilisante à cinq niveaux appliquée à la MSDE sans capteur de vitesse.

Les résultats de simulation confirment que le variateur multiphasé proposé présente d'excellentes performances à grandes vitesses en termes de la stabilisation des tensions des condensateurs et l'estimation de la vitesse rotorique. Toutefois il est nécessaire de tester son fonctionnement à basses vitesses.

Les figures (III.33) et (III.34) représentent les résultats de simulation de la commande DTCC à trois et à cinq niveaux stabilisante de la MSDE sans capteur de vitesse en utilisant le filtre de Kalman étendu pour un fonctionnement à basses vitesses. La MSDE est accélérée de l'arrêt à une basse vitesse de référence 10rad/s, à l'instant $t=0.5$ s la MSDE est accélérée de nouveau à une vitesse de référence 100 rad/s. La machine est chargée au début de démarrage avec une charge nominale de 11 Nm. Le couple résistant change de 11 Nm à 0 Nm à l'instant $t = 1.5$ s. Enfin, une inversion du sens de rotation de la machine de 100 rad/s à -10rad/s est réalisée à l'instant $t=2$ s.

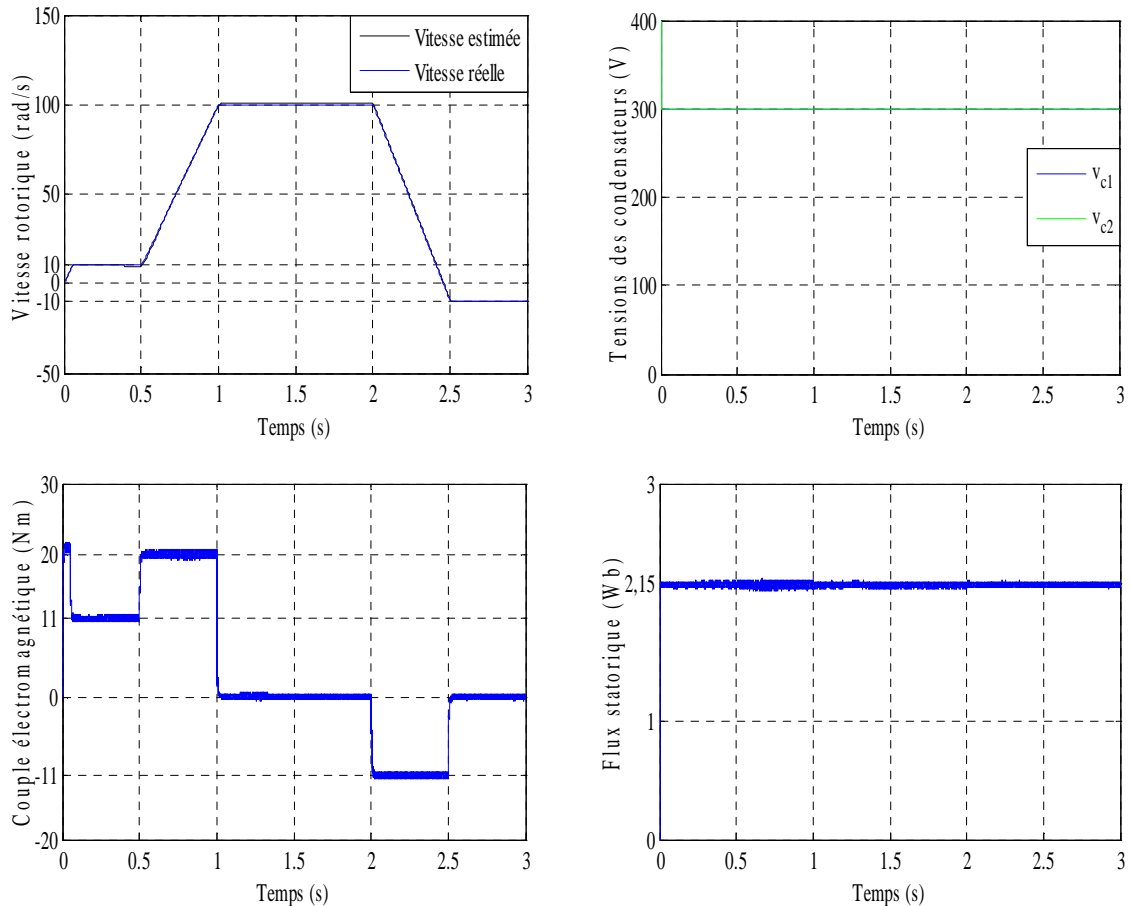
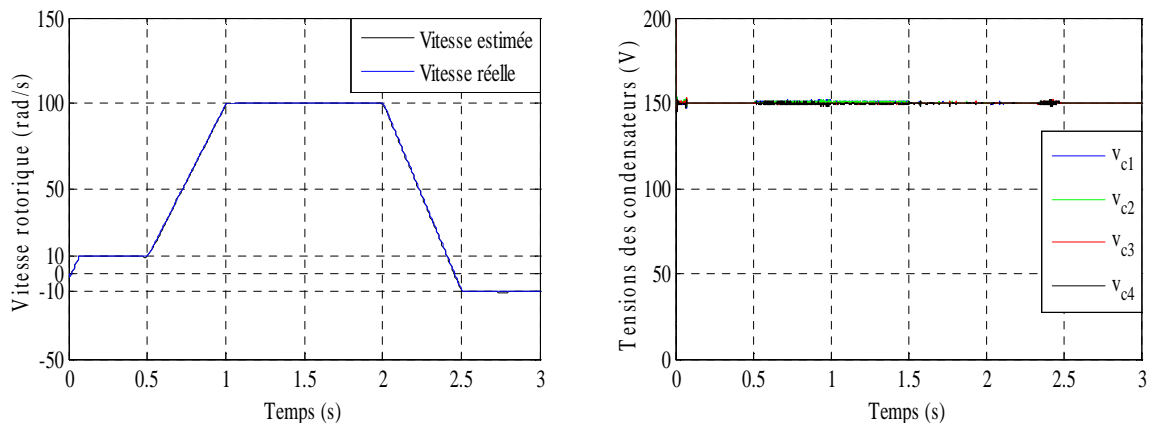


Figure (IV.33): Performances de la commande DTCC à trois niveaux stabilisante appliquée à la MSDE sans capteur de vitesse pour le mode de fonctionnement à basses vitesses.



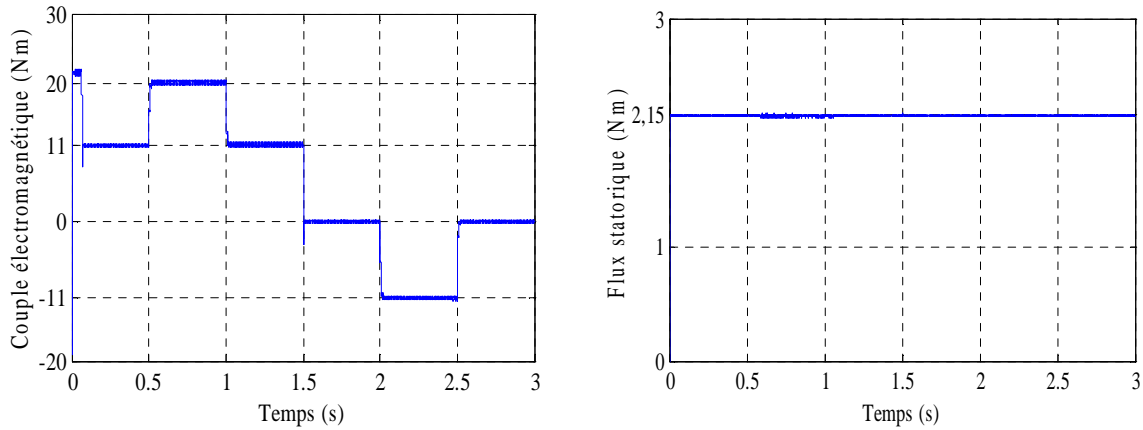


Figure (III.34): Performances de la commande DTCc stabilisante à cinq niveaux appliquée à la MSDE sans capteur de vitesse fonctionnant à basses vitesses.

Les résultats de simulation montrent que le fonctionnement à basses vitesses n’affecte pas les performances du variateur proposé. En effet le découplage entre le couple et le flux est garanti, la bonne poursuite de vitesse de référence est assurée, l’estimation de vitesse est efficace et les tensions des condensateurs sont stabilisées.

III.16. Commande DTC-SVM à cinq niveaux sans capteur de vitesse

La structure de la commande DTC-SVM multiniveaux de la MSDE sans capteur de vitesse en utilisant un EKF est représentée par le schéma de principe de la figure (III.35).

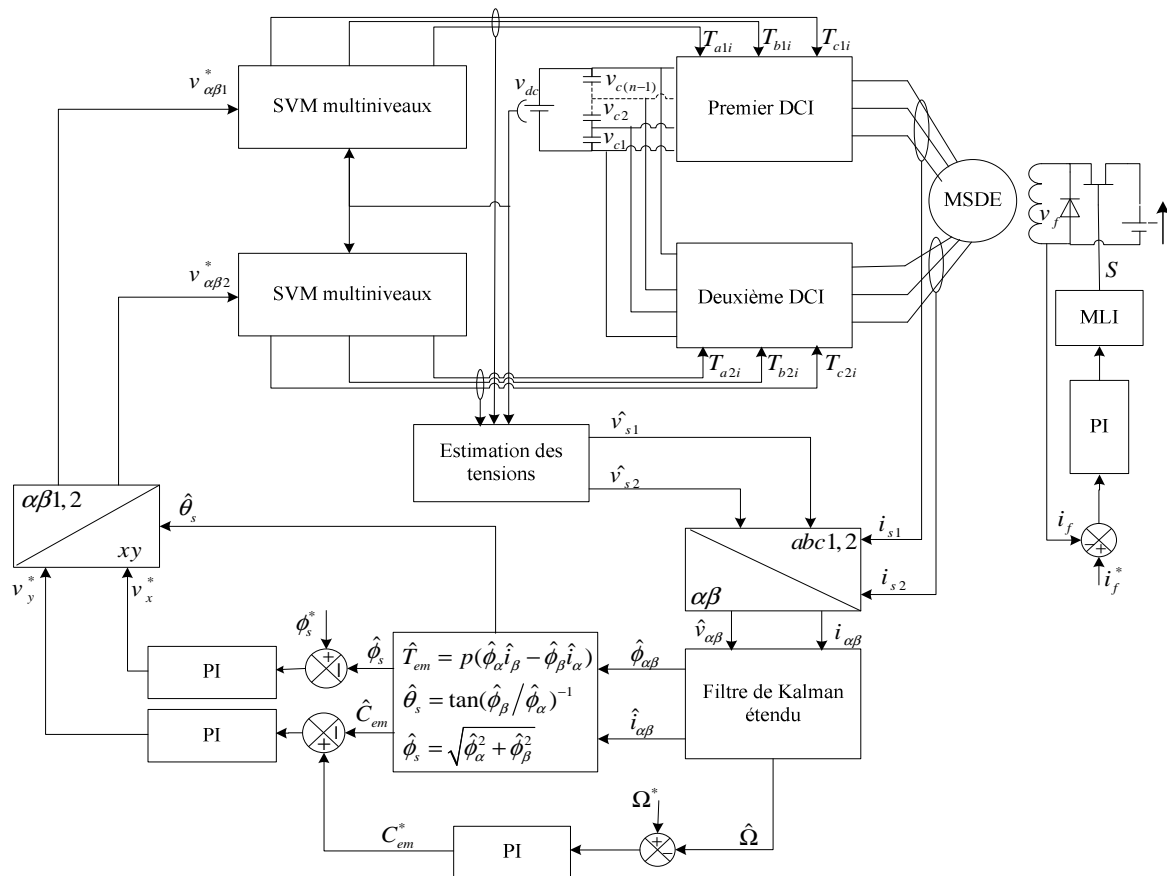


Figure (III.35): Schéma global de la DTC-SVM multiniveaux pour la MSDE sans capteur de vitesse en utilisant le filtre de Kalman étendu.

III.17. Simulation de la DTC-SVM à cinq niveaux sans capteur de vitesse

Les résultats de simulation des figures (III.36) et (III.37) représentent les performances de la MSDE sans capteur de vitesse alimentée par deux onduleurs à trois et à cinq niveaux respectivement et commandée par la méthode DTC-SVM. La vitesse rotorique de la machine est estimée par le EKF en utilisant les tensions estimées et les courants statoriques mesurés. Les paramètres de l'observateur utilisé sont les mêmes utilisés précédemment pour la DTCc.

Le système est chargé au début de démarrage avec un couple nominale de 11 Nm où la MSDE est accéléré de l'arrêt à la vitesse de référence 100 rad/s. Le couple résistant change de 11 Nm à 0 Nm à l'instant $t=1$ s. Enfin, une inversion du sens de rotation de la machine de 100 rad/s à -100 rad/s à est effectuée à l'instant $t=1.5$ s.

L'allure de la vitesse présente au moment de la variation de la charge un faible dépassement rejeté par la suite puis elle se stabilise à sa valeur de référence. Le couple rejoint, après un régime transitoire, une valeur compensant le couple résistant appliqué. Le découplage entre le couple et le flux est maintenu ce qui nous permet de contrôler indépendamment l'un de l'autre. D'un autre coté, on remarque que la vitesse estimée est pratiquement confondue sur la vitesse réelle avec une faible erreur d'estimation. On observe aussi que les deux tensions des condensateurs divergent l'un de l'autre pour le cas de l'onduleur à trois niveaux, pour le de l'onduleur à cinq niveaux les quatre tensions des condensateurs divergent deux à deux. En effet, les tensions v_{c1} , v_{c4} augmentent et les tensions v_{c2} , v_{c3} diminuent.

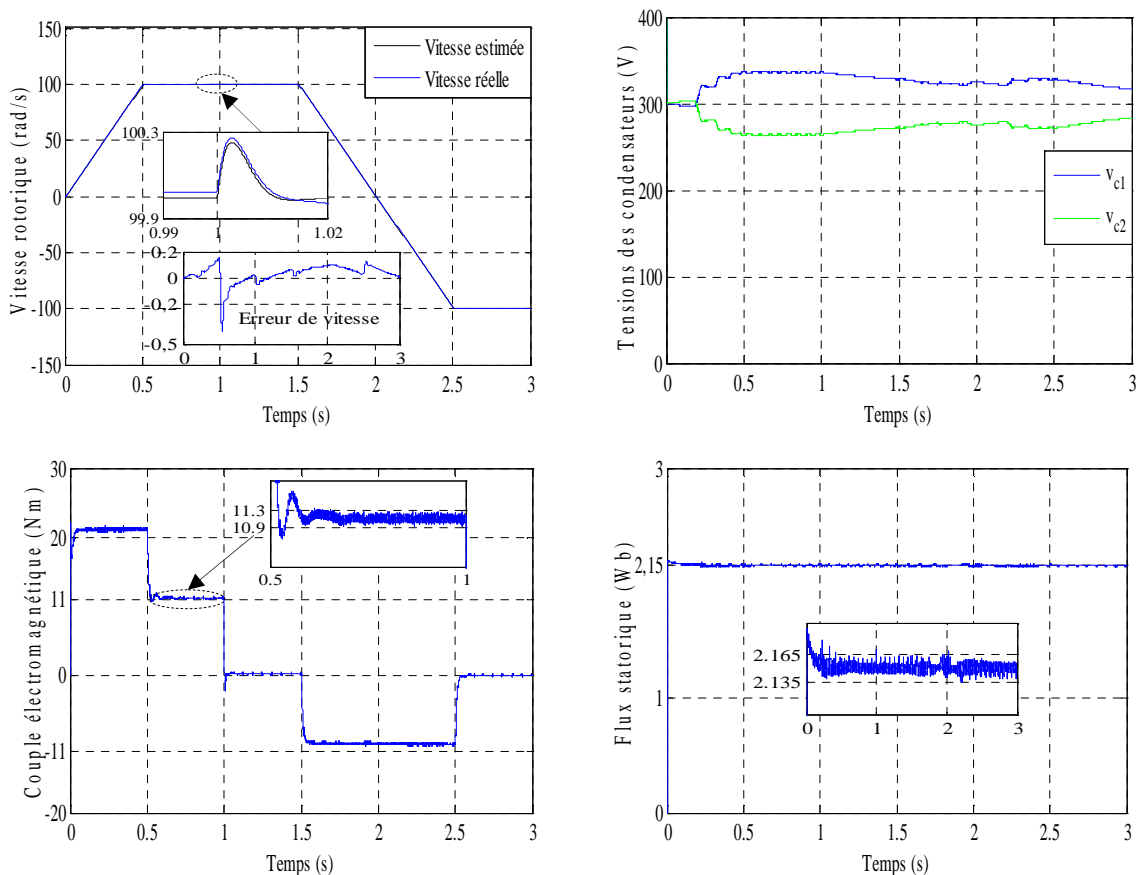


Figure (III.36): Performances de la commande DTC-SVM à trois niveaux appliquée à la MSDE sans capteur de vitesse.

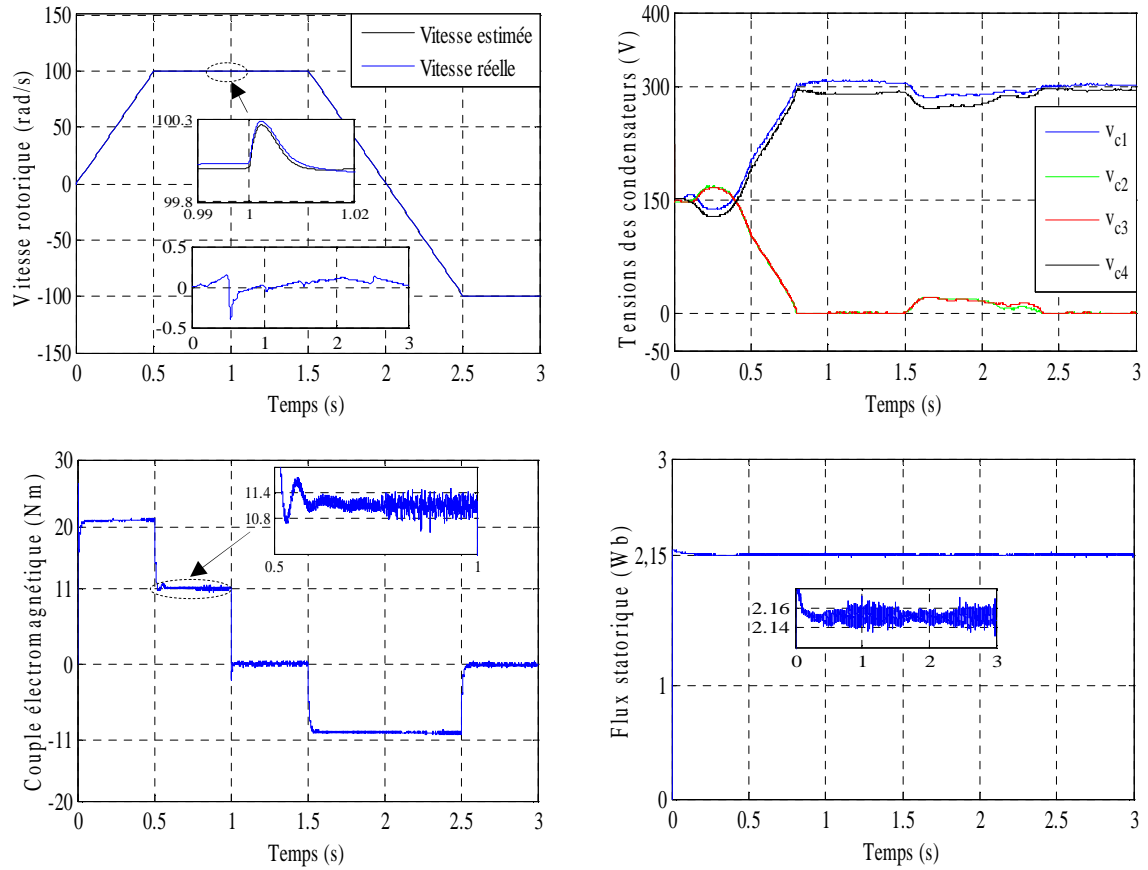


Figure (III.37): Performances de la commande DTC-SVM à cinq niveaux appliquée à la MSDE sans capteur de vitesse.

III.18. Equilibrage du bus continu à l'aide de la DTC-SVM multiniveaux stabilisante

La commande DTC-SVM multiniveaux dotée d'une stratégie de stabilisation des tensions des condensateurs est illustrée par la figure (III.38).

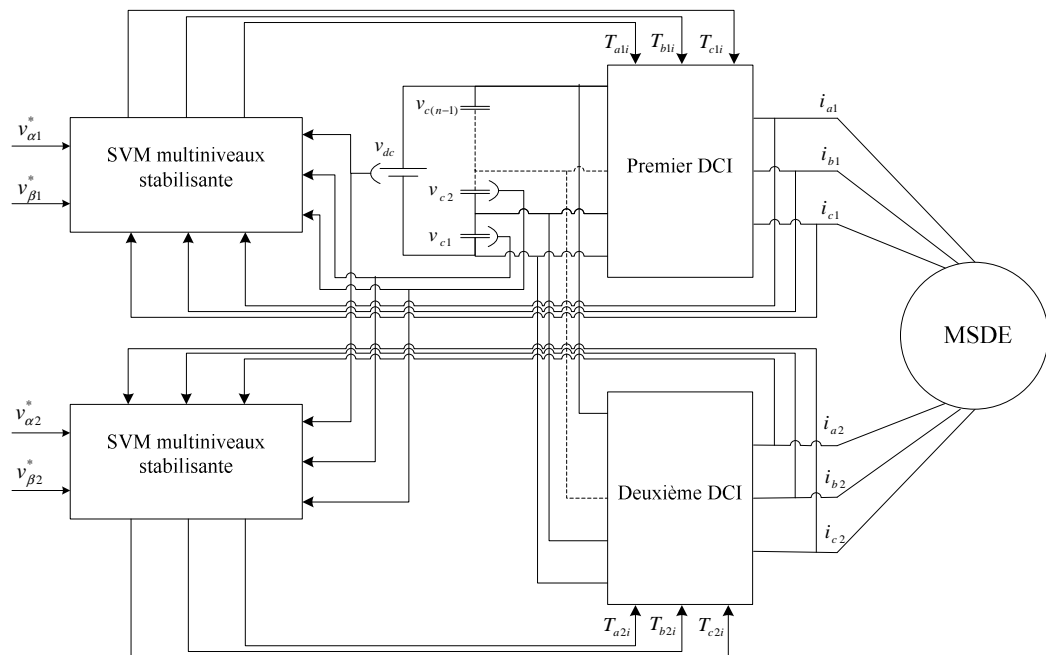


Figure (III.38): Représentation schématique de la commande DTC-SVM multiniveaux stabilisante.

III.19. Simulation de la DTC-SVM multiniveaux stabilisante sans capteur de vitesse

Les figures (III.39) et (III.40) illustrent les performances de la MSDE sans capteur de vitesse commandée par DTC-SVM à trois et à cinq niveaux stabilisante respectivement. Des tests de variations de la charge et de la vitesse sont effectués en gardant les mêmes conditions de fonctionnement considérés précédemment.

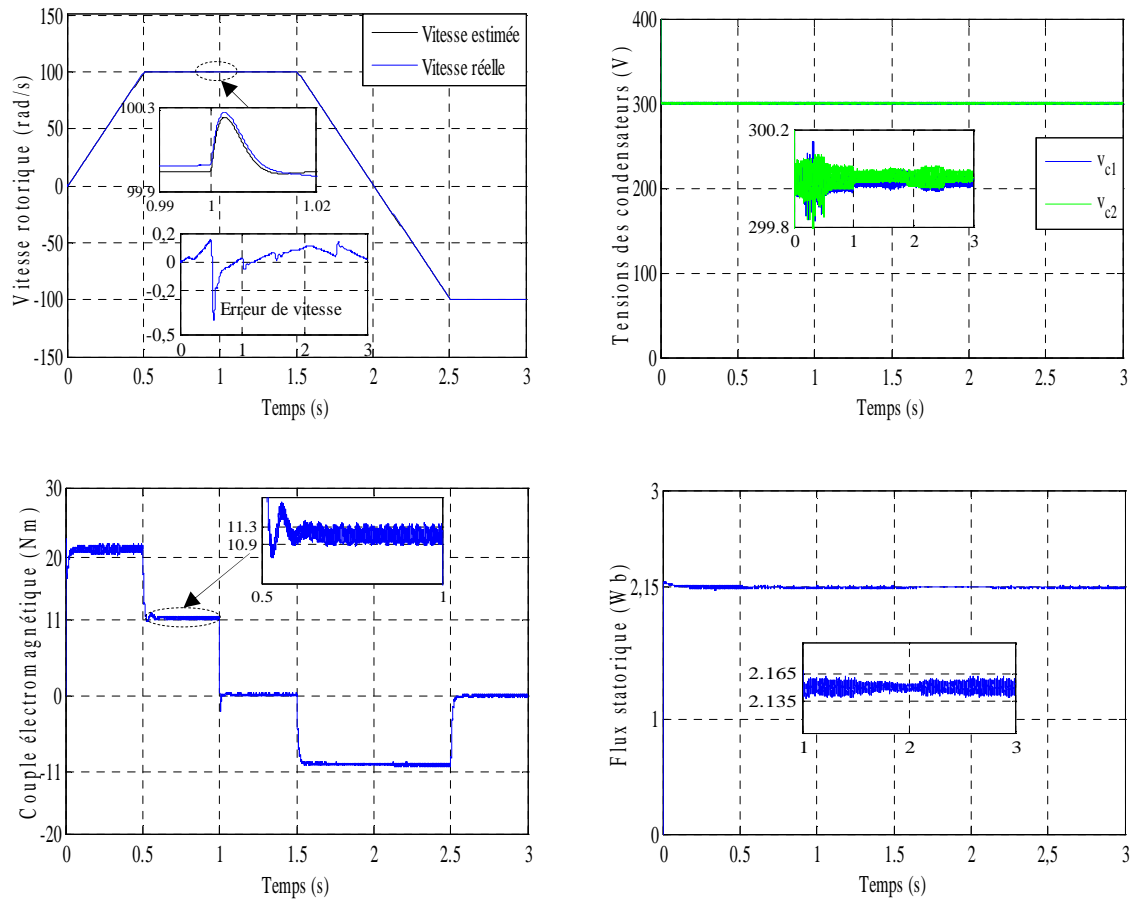
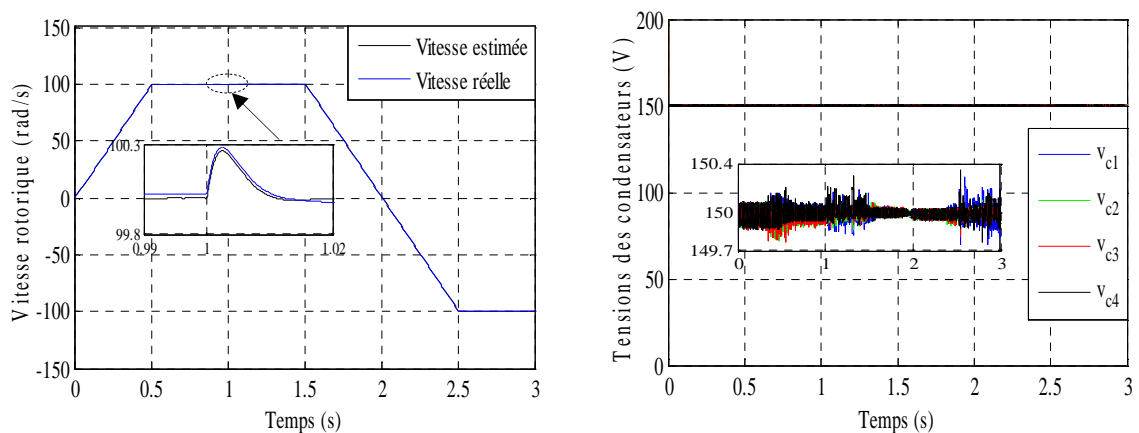


Figure (III.39): Performances de la commande DTC-SVM stabilisante à trois niveaux appliquée à la MSDE sans capteur de vitesse.



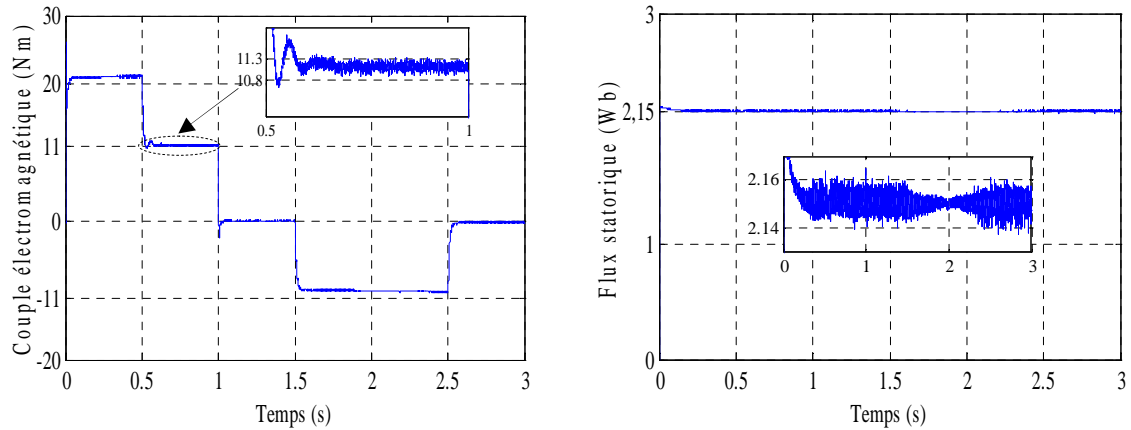


Figure (III.40): Performances de la commande DTC-SVM stabilisante à cinq niveaux appliquée à la MSDE sans capteur de vitesse.

La MSDE est accélérée de l'arrêt à une basse vitesse de 10 rad/s. à l'instant $t=0.5$ s, la MSDE est accélérée de nouveau à une vitesse de 100 rad/s. la machine est chargée au début de démarrage avec une charge nominale de 11Nm. Le couple résistant change de 11 Nm à 0 Nm à l'instant $t=1.5$ s. Enfin une inversion du sens de rotation de la machine de 100 rad/s à -100 rad/s est effectué à l'instant $t=2$ s. Les résultats de simulation de ce mode de fonctionnement sont représentés par les figures (III.41) et (III.42) pour la commande DTC-SVM à trois et à cinq niveaux stabilisante respectivement.

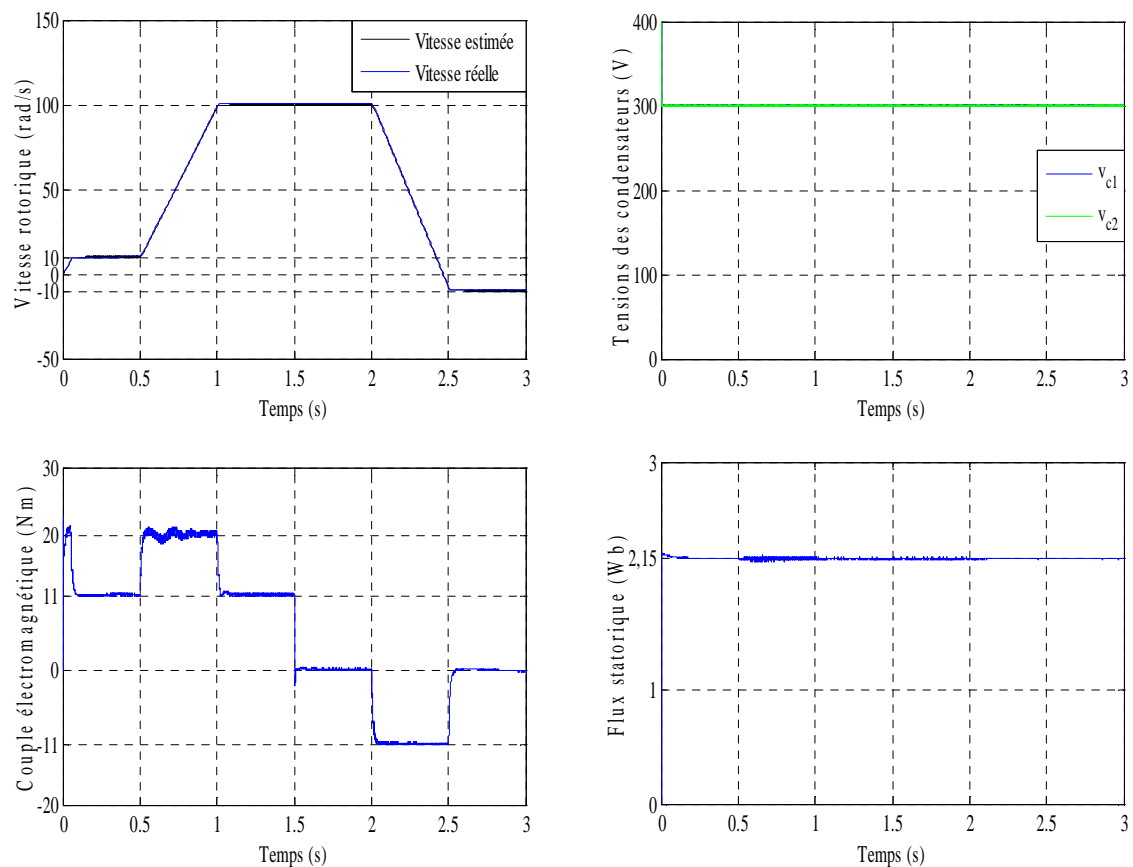


Figure (III.41): Performances de la commande DTC-SVM stabilisante à trois niveaux appliquée à la MSDE sans capteur de vitesse fonctionnant à basses vitesses.

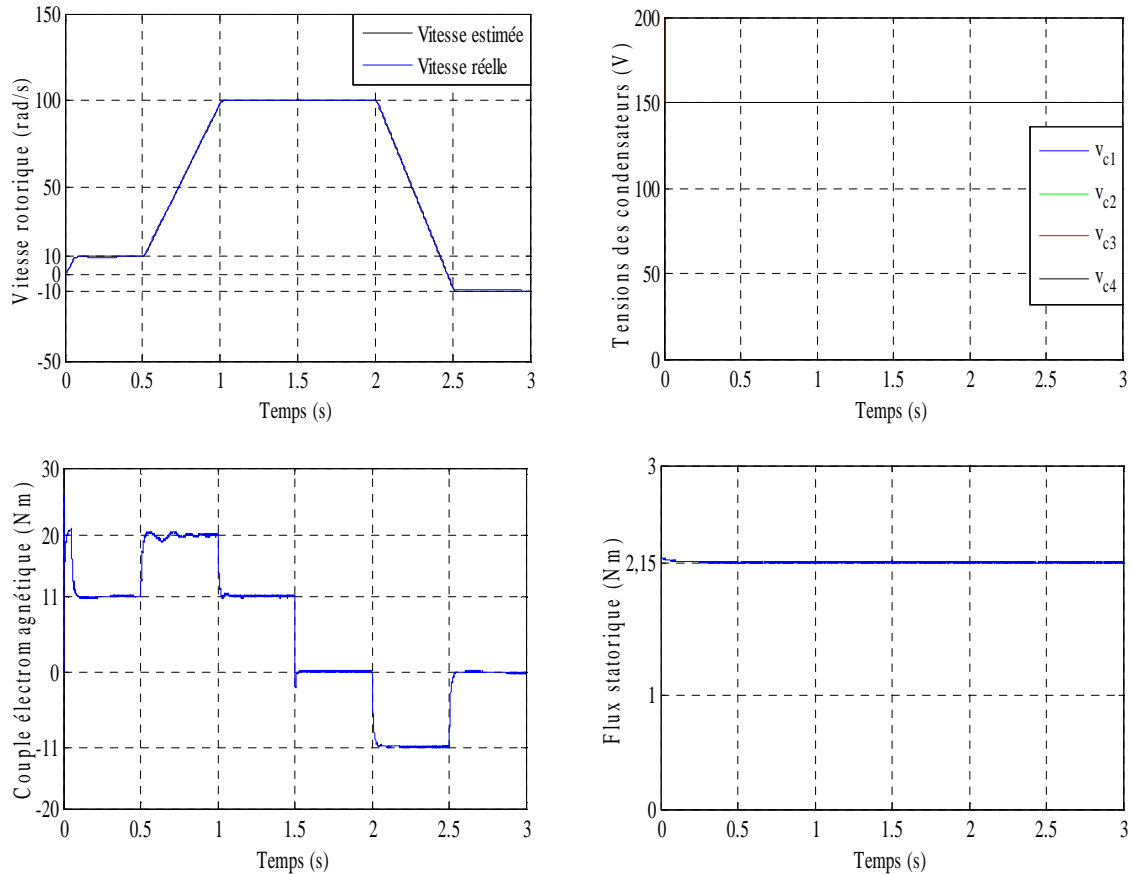


Figure (III.42): Performances de la commande DTC-SVM stabilisante à cinq niveaux appliquée à la MSDE sans capteur de vitesse pour fonctionnant à basses vitesses.

On remarque que la vitesse suit sa valeur de référence, elle présente une variation insignifiante lors de l'application de la charge. Initialement, le couple moteur atteint une valeur maximale de 21 Nm, puis il se stabilise à la valeur du couple nominale. Lors de la variation de la charge, le couple rejoint sa valeur imposée sans dépassement. Le module du flux statorique est constant et égale à sa valeur de référence dans les régimes permanent et transitoire. Les allures de flux et du couple sont indépendantes confirmant ainsi un total découplage entre les deux grandeurs. A noter aussi que l'estimation de vitesse est efficace indépendamment du régime de fonctionnement. De plus, les tensions des condensateurs sont équilibrées et prennent la même valeur.

III.20. Etude comparative entre la commande DTCC et DTC-SVM à cinq niveaux stabilisante de la MSDE sans capteur de vitesse

Les résultats de simulation obtenus précédemment par les deux commandes DTCC et DTC-SVM à cinq niveaux stabilisante de la MSDE sans capteur de vitesse nécessitent une étude comparative pour connaître les performances de chaque méthode. Les zooms obtenus pour la vitesse rotorique, les tensions aux bornes des condensateurs, le flux statorique et le couple électromagnétique sont représentés dans la figure (III.43) pour la commande DTCC et dans la figure (III.44) pour la commande DTC-SVM.

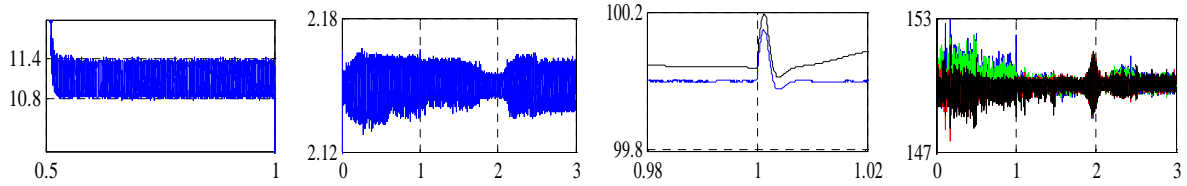


Figure (III.43) : zooms obtenue par la commande DTCC à cinq niveaux stabilisante de la MSDE sans capteur de vitesse.

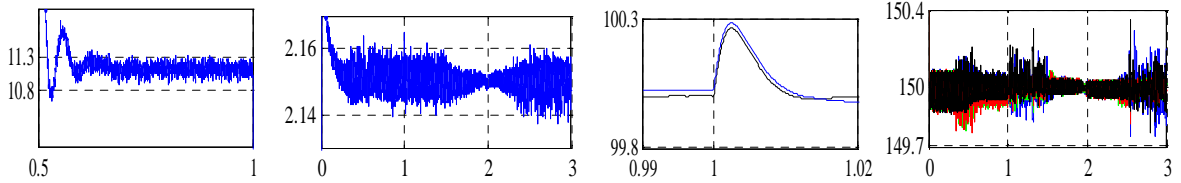


Figure (III.44) : zooms obtenue par la commande DTC-SVM à cinq niveaux stabilisante de la MSDE sans capteur de vitesse.

Le tableau (III.10) résume les principales différences entre les deux commandes.

Tableaux (III.10): Etude comparative entre la commande DTc et DTC-SVM à cinq niveaux stabilisante.

Commande \ Critère	Minimisation des ondulations du couple	Minimisation des ondulations du flux	Estimation de vitesse	Equilibrage des tensions des condensateurs
DTCC	Bonne	Bonne	Bonne	Bonne
DTC-SVM	Très bonne	Très bonne	Très bonne	Très bonne

A partir de ce tableau on peut conclure que la commande DTC-SVM à cinq niveaux stabilisante est meilleure par rapport à sa version classique en terme de réduction des ondulations du flux statorique et du couple électromagnétique et d'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs.

III.21. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons procédé dans un premier temps, à l'application de la commande DTCC multiniveaux à la MSDE. Cette commande apporte une solution très intéressante aux problèmes de robustesse et de dynamique, mais elle est connue de la non maîtrise de la fréquence de commutation. Dans un deuxième temps, la modulation vectorielle a été associée à la commande DTC. Les résultats de simulation obtenus montrent que ces techniques présentent de bonnes performances lors des tests de variation de la vitesse et la charge. De plus une réduction considérable des ondulations du couple et du flux est réalisée avec l'onduleur à cinq niveaux comparativement à celui à deux et à trois niveaux. Dans la dernière partie, une technique d'estimation de la vitesse rotorique par le filtre de Kalman étendu à été appliquée à la MSDE alimentée par deux onduleurs à trois et à cinq niveaux et commandée par les commandes DTCC et DTC-SVM. Les résultats de simulation montrent que cet observateur est robuste contre les variations de la vitesse et de la charge ainsi que le fonctionnement à basse vitesse. D'un autre coté, l'introduction de la stratégie de stabilisation que l'on considère comme une solution efficace pour le problème de déséquilibre des tensions aux bornes des condensateurs a joué aussi un rôle important dans la réduction des ondulations du couple électromagnétique et du flux statorique.

Chapitre IV

DTC basée sur la logique floue de la MSDE sans capteur de vitesse

IV.1. Introduction

les bases théoriques de la logique floue ont été établies par le professeur Lotfi Zadeh de l'Université de Californie de Berkeley. La logique floue est une logique qui substitue à la logique binaire, une logique fondée sur les variables pouvant prendre outre les valeurs vrai ou faux, les valeurs intermédiaires vraies ou faux avec un certain degré [55]. Elle a été connue en première fois comme une branche mathématique complémentaire à la théorie de la logique classique, puis elle a trouvée sa place parmi les techniques de commande basées sur l'intelligence artificielle [53]. Parmi les stratégies floues connus, on peut citer : la stratégie de Mamdani développée en 1974 et celle de Takagi-Suguno développée en 1985. La principale différence entre elles se situent au niveau des règles : la première utilise des ensembles flous tandis que le deuxième emploi les fonctions linéaires en variables d'entrées.

De plus, l'intérêt de la logique floue réside dans sa capacité de traiter l'imprécis, l'incertain et le vague. Ainsi, le succès de la commande par la logique floue trouve en grande partie son origine dans sa capacité à traduire une stratégie de contrôle d'un opérateur qualifié en ensemble de règles linguistiques facilement interprétables [56]. Actuellement la logique floue a trouvé son application dans plusieurs domaines, telles que, la gestion, la médecine et la commande des systèmes. Dans ce dernier domaine d'application, on peut citer la commande des bras robotiques, des machines outils, des réacteurs chimiques, des véhicules, des appareils électroménagers, et les domaines des machines.

Afin d'améliorer les performances de la commande directe du couple, le présent chapitre sera consacré à l'application de la technique de la logique floue à la commande DTC de la MSDE sans capteur de vitesse. Cette commande est associée à une stratégie de stabilisation pour traiter le problème du déséquilibre des tensions à l'entrée des onduleurs à trois et à cinq niveaux.

IV.2. Généralités sur la logique floue

La description imprécise d'une certaine situation, d'un phénomène ou d'une grandeur physique ne peut se faire que par des expressions relatives ou floues à savoir :

- Quelque Q, Beaucoup B, Souvent S,
- Chaud C, Froid F, Rapide R, Lent L,
- Grand G, Petit P, etc.

Ces différentes classes d'expressions floues dites ensembles flous forment ce qu'on appelle des variables linguistiques. Afin de pouvoir traiter numériquement ces variables linguistiques (normalisées généralement sur un intervalle bien déterminé appelé univers de discours), il faut les soumettre à une définition mathématique à base de fonctions d'appartenance qui montre le degré de vérification de ces variables linguistiques relativement aux différents sous ensembles flous de la même classe [57].

Dans le cas d'un ensemble de référence E , un sous ensemble flou de ce référentiel E est caractérisé par une fonction d'appartenance μ , dans l'intervalle des nombres réels E qui indique avec quel degré un élément appartient à cette classe. Un sous ensemble flou est caractérisé par un noyau, un support et une hauteur. Dans la figure (IV.1), nous indiquons un exemple de sous ensemble normalisé ainsi que son noyau, son support et sa hauteur.

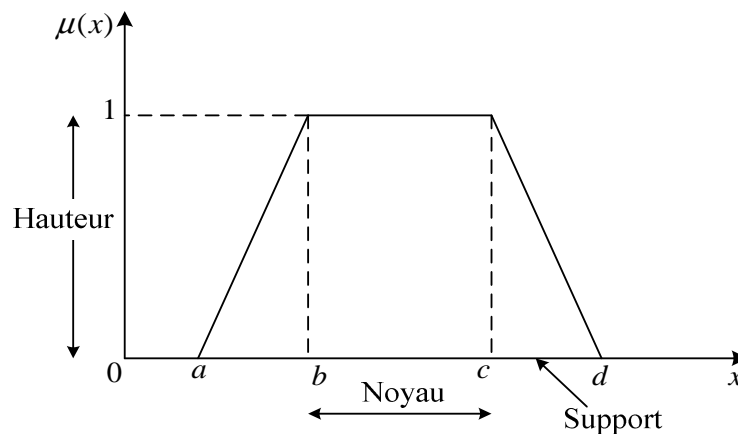


Figure (IV.1): Format d'un ensemble flou normalisé.

Noyau

C'est l'ensemble des éléments qui sont vraiment dans E :

$$Noy(E) = \{x / \mu_E(x) = 1\} \quad (IV.1)$$

Support

C'est l'ensemble des éléments qui sont dans E à des degrés divers.

Hauteur

C'est la borne supérieure de la fonction d'appartenance :

$$h_t(E) = \text{Sup}_{(x \in E)} \mu_E(x) \quad (IV.2)$$

Ensemble normalisé

Un ensemble est dit normalisé s'il est de hauteur 1. On attribue à chaque valeur de la variable linguistique une fonction d'appartenance μ dont la valeur varie entre 0 et 1. La fonction d'appartenance est désignée par, $\mu_E(x)$. L'argument x se rapporte à la variable linguistique, tandis que l'indice E indique l'ensemble concerné.

Un ensemble peut être défini, discret ou continu. Nous pouvons le décrire de trois manières différentes :

1. En donnant une liste de ses éléments.
Par exemple : $E = \{a, b, c, d, e\}$ est un ensemble fini, qui contient cinq éléments. Ces éléments appartiennent à cet ensemble et cela peut être noté :
 $a \in E, b \in E, \dots e \in E$. la relation inverse est notée : $x \notin E$.
2. En donnant une propriété pour l'appartenance.
Si $P(x)$ est un prédicat qui énonce que l'élément x a la propriété $P(x)$, alors l'ensemble de tous les x avec cette propriété est noté comme : $E = \{x / P(x)\}$.
3. En définissant la fonction caractéristique pour tous les éléments x de l'univers du discours U . L'univers du discours est l'ensemble référentiel qui contient tous les éléments qui sont en relation avec le cotexte donné.

La fonction caractéristique de l'ensemble E , $E : \rightarrow \{0,1\}$ est définie comme :

$$\mu_E(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x \in E \\ 0 & \text{si } x \notin E \end{cases} \quad (\text{IV.3})$$

IV.3. Fonction d'appartenance

Les valeurs affectées aux variables linguistiques ne sont pas des entiers ou des réels ou autre mais des « ensembles flous ».

Supposons que la figure (IV.2) indexée par (a) représente un ensemble classique des personnes dans la force de l'âge. La lettre μ désigne l'appartenance à cet ensemble et x désigne l'âge.

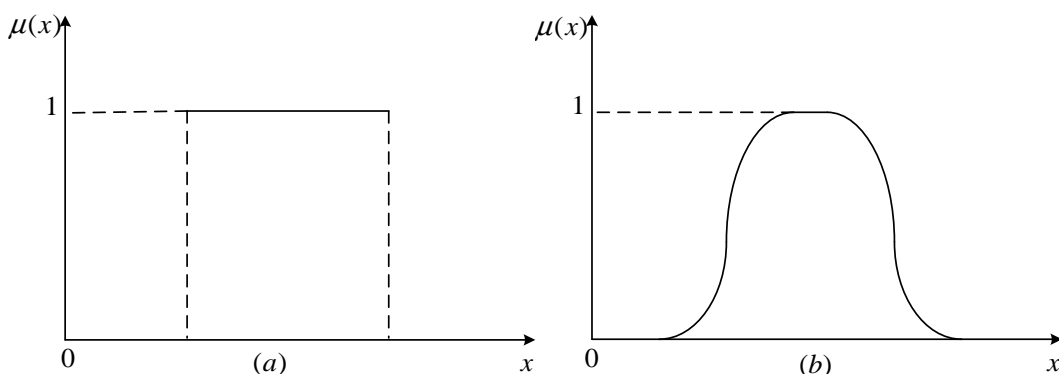


Figure (IV.2): Représentation graphique de sous-ensemble dont les ensembles de référence est infinis, a): Ensemble classique, b): Ensemble flou.

Si l'on présente cette propriété comme une propriété floue, où doit passer à un ensemble floue et nous pouvons dessiner une courbe comme celle de la figure (IV.2) indexée par (b). Cette courbe est arbitraire, subjective, dépendante de l'instant parce que les différentes personnes jugent différemment les propriétés concernant l'âge.

Pour un ensemble floue continu A dans l'ensemble de référence U , on utilise la notation suivante :

$$A = \int_u \frac{\mu_A(x)}{x} \quad (\text{IV.4})$$

Où la fonction d'appartenance est exprimée sous une forme analytique, par exemple : la fonction qui représente les nombres réels autour de 10 peut être exprimée de la façon suivante :

$$\mu_A(x) = \frac{1}{1 + \left(\frac{1}{5}(x-10)\right)^2} \quad (\text{IV.5})$$

Il suit que l'ensemble flou est :

$$A = \int_R \frac{1}{\left(1 + \left(\frac{1}{5}(x-10)\right)^2\right)} dx \quad (\text{IV.6})$$

IV.4. Différentes formes de fonction d'appartenance

Nous avons vu que chaque ensemble floue peut être représenté par sa fonction d'appartenance. Si l'ensemble de référence est discret, les fonctions d'appartenance sont des valeurs discrètes de l'intervalle $[0, 1]$. Si l'univers du discours est un ensemble continu, nous pouvons représenter ces valeurs analytiquement comme fonction d'appartenance. Les fonctions d'appartenance peuvent avoir différentes formes, les figures (IV.3) et (IV.4) montrent des monotones décroissantes et croissantes respectivement.

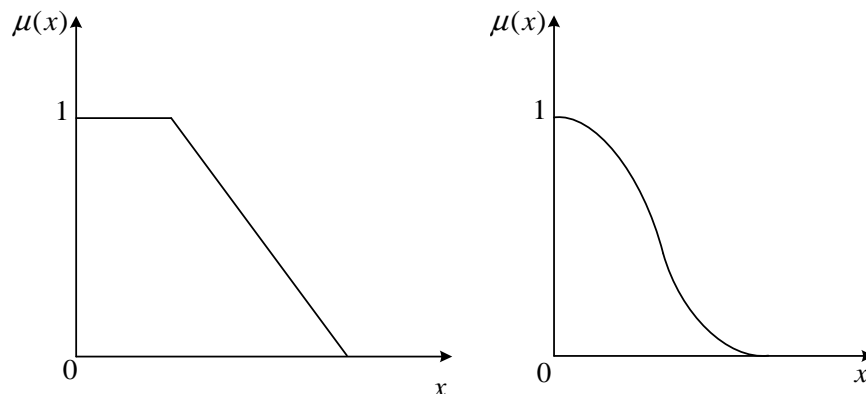


Figure (IV.3): Exemples de fonctions d'appartenance monotones décroissantes.

D'autres formes sont possibles telle que la forme triangulaire : figure (IV.5) indexée par (a), la forme trapézoïdale : figure (IV.5) indexée par (b).

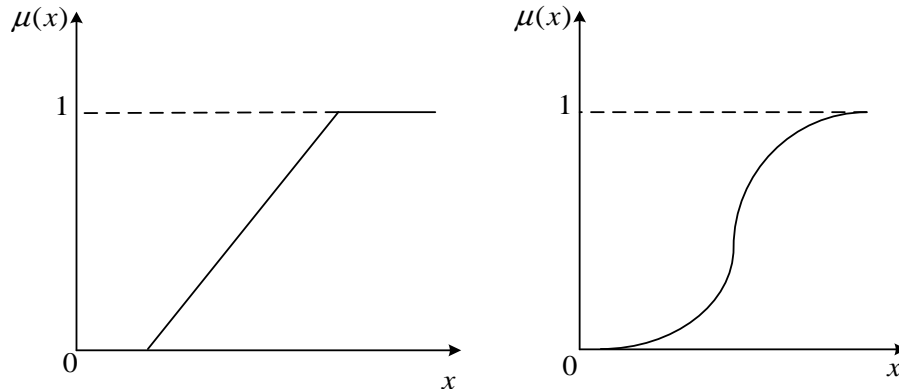


Figure (IV.4): Exemples de fonctions d'appartenance monotones croissantes.

En outre, en forme de cloche (Gaussienne), comme le montre la figure (IV.5) indexée par (c).

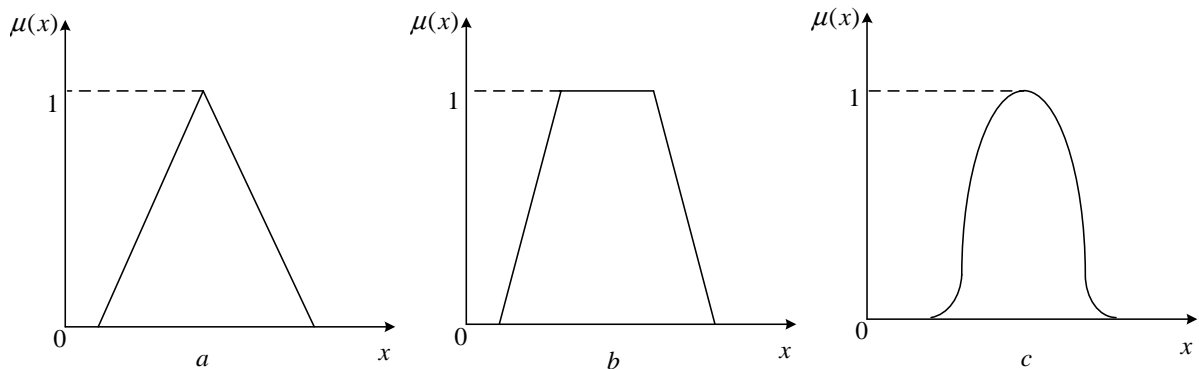


Figure (IV.5): Exemples de fonctions d'appartenance.

IV.5. Formulation mathématique des fonctions d'appartenance

La figure (IV.6) représente les deux fonctions triangulaire et trapézoïdale.

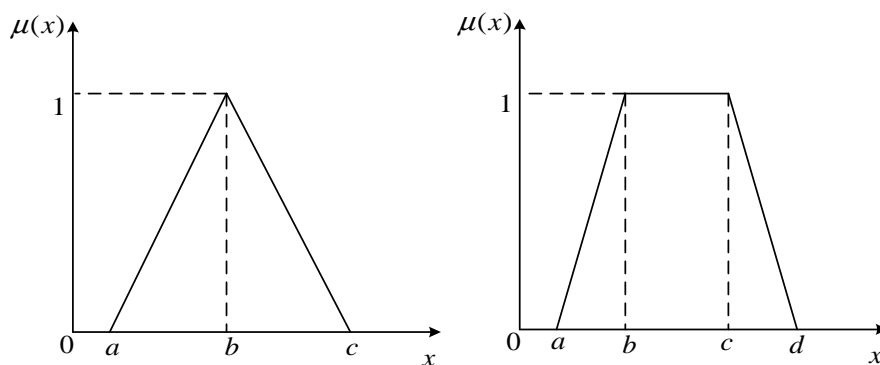


Figure (IV.6): Fonction d'appartenance triangulaire et trapézoïdale.

IV.5.1. Fonction triangulaire

L'allure de cette fonction est définie par trois paramètres $\{a, b, c\}$ avec :

$$\mu(x) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b}\right), 0\right) \quad (\text{IV.7})$$

IV.5.2. Fonction trapézoïdale

Elle est définie par quatre paramètres $\{a, b, c, d\}$, son degré d'appartenance est exprimé par :

$$\mu(x) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{d-c}\right), 0\right) \quad (\text{IV.8})$$

IV.6. Opérateurs de la logique floue

Comme dans la théorie des ensembles classiques, on définit l'intersection, l'union des ensembles flous ainsi que le complémentaire d'un ensemble flou. Ces relations sont traduites par les opérateurs "ET", "OU" et "NON". La réalisation des opérateurs et, ou et non des ensembles flous A et B utilisant des fonctions d'appartenance triangulaires et sont comparés aux opérateurs booléens correspondants. Soit, $\mu_A(x)$, $\mu_B(x)$ les degrés d'appartenance de l'élément x dans l'univers de discours X (dénommé par $x \in X$).

Opérateur "NON"

Selon la théorie des ensembles, l'ensemble complémentaire est défini par les éléments de x qui n'appartiennent pas à l'ensemble A :

$$C = \bar{A} = \text{NON}(A) \quad (\text{IV.9})$$

Dans le cas de la logique floue, cette définition peut être exprimée par les fonctions d'appartenances de la manière suivante :

$$\mu_C(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (\text{IV.10})$$

La figure (IV.7) représente l'opération non :

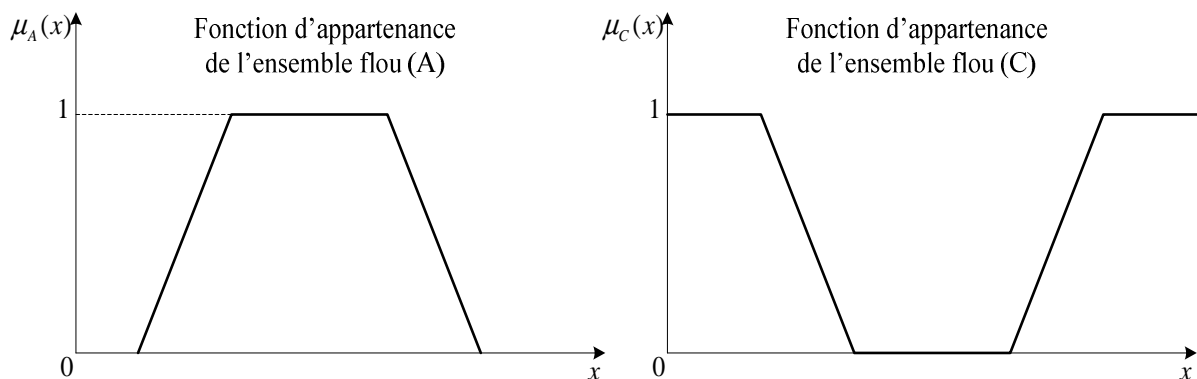


Figure (IV.7): Opération "NON".

Opérateur "ET"

L'opérateur "ET" correspond à l'intersection de deux ensembles A et B on écrit :

$$C = A \cap B = A \text{ ET } B \quad (\text{IV.11})$$

Dans la logique floue, l'opérateur "ET" est réalisé dans la plupart des cas par la formulation du minimum, appliqué aux fonctions d'appartenance $\mu_A(x)$ et $\mu_B(x)$ des deux ensembles A et B, à savoir :

$$M_C(x) = \min [\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad (\text{IV.12})$$

On parle alors de l'opérateur minimum.

Cette opération est représentée à la figure (IV.8).

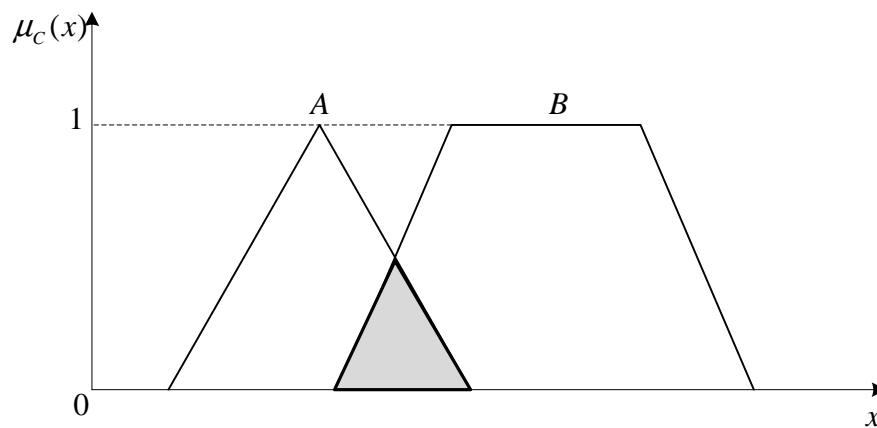


Figure (IV.8): Opérateur "ET", réalisé par la formulation de minimum.

Opérateur "OU" :

L'opérateur "OU" correspond à l'union de deux ensembles A et B. on a donc :

$$C = A \cup B = A \text{ OU } B \quad (\text{IV.13})$$

La réalisation de l'opérateur "OU" au niveau de la logique floue se fait en général par la formulation du maximum, appliquée aux fonctions d'appartenance $\mu_A(x)$ et $\mu_B(x)$ des deux ensembles A et B.

On a donc l'opérateur maximum :

$$M_C(x) = \max [\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad (\text{IV.14})$$

Cette opération est représentée à la figure (IV.9).

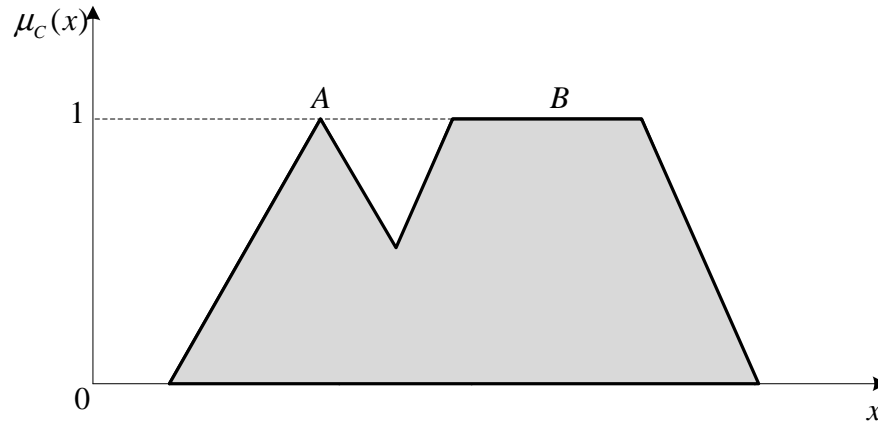


Figure (IV.9): Opérateur "OU", réalisé par la formulation du maximum.

IV.7. Opérations logiques sur les sous-ensembles flous

Les opérations de base sur les sous-ensembles flous sont :

Egalité de deux sous-ensembles flous : Deux sous ensembles A et B d'un même ensemble de référence D (de discours) sont dits égaux si seulement si :

$$\forall x \in D, \mu_A(x) = \mu_B(x) \quad (\text{IV.15})$$

Inclusion de deux sous-ensembles flous :

$$A \subset B \Leftrightarrow \forall x \in D, \mu_A(x) \leq \mu_B(x) \quad (\text{IV.16})$$

Intersection de deux sous-ensembles flous :

$$\text{Soit } A \cap B = C \text{ on a } \mu_C(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{IV.17})$$

L'intersection de deux ensembles flous correspond à l'opération "ET".

Union de deux sous-ensembles flous :

$$\forall x \in D, A \cup B = C, \mu_C(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{IV.18})$$

Complément de deux sous-ensembles flous : " B " est le complément d'un sous-ensemble floue " A " si seulement si :

$$\forall x \in D, \mu_B(x) = 1 - \mu_A(x) \text{ On écrit : } B^c = A \quad (\text{IV.19})$$

Les opérateurs "max." et "min" ne sont pas les seuls qui peuvent être choisis pour modéliser l'union et l'intersection flous dans son premier article Zadeh a définis deux opérateurs pour l'union et l'intersection floue.

- Union floue :

$$\mu_{A \cup B}(x) = \mu_A(x) + \mu_B(x) - \mu_A(x)\mu_B(x) \quad (\text{IV.20})$$

- Intersection floue :

$$\mu_{A \cap B}(x) = \mu_A(x)\mu_B(x) \quad (\text{IV.21})$$

IV.8. Propriétés des opérations sur les sous-ensembles

On suppose que A , B et C sont des sous-ensembles flous :

Commutativité :

$$\begin{cases} A \cup B = B \cup A \\ A \cap B = B \cap A \end{cases} \quad (\text{IV.22})$$

Associativité :

$$\begin{cases} A \cup (B \cap C) = (A \cup B) \cap C \\ A \cap (B \cup C) = (A \cap B) \cup C \end{cases} \quad (\text{IV.23})$$

Distributivité :

$$\begin{cases} A \cup (B \cap C) = (A \cup B) \cap (A \cup C) \\ A \cap (B \cup C) = (A \cap B) \cup (A \cap C) \end{cases} \quad (\text{IV.24})$$

Idempotence :

$$\begin{cases} A \cup A = A \\ A \cap A = A \end{cases} \quad (\text{IV.25})$$

Identité :

$$\begin{cases} A \cup \Phi = A \\ A \cap \Phi = \Phi \\ A \cup U = U \\ A \cap U = A \end{cases} \quad (\text{IV.26})$$

Involution :

$$\overline{\overline{A}} = A \quad (\text{IV.27})$$

Transitivité :

$$\text{Si } A \subseteq B \subseteq C \text{ alors } A \subseteq C \quad (\text{IV.28})$$

Théorème de Dé Morgan :

$$\begin{cases} \overline{A \cup B} = \overline{A} \cap \overline{B} \\ \overline{A \cap B} = \overline{A} \cup \overline{B} \end{cases} \quad (\text{IV.29})$$

Absorption:

$$\begin{cases} A \cap (A \cup B) = A \\ A \cup (A \cap B) = A \end{cases} \quad (\text{IV.30})$$

Ces deux propriétés ne sont pas classiques :

Loi de contradiction

$$A \cap \overline{A} = \Phi \quad (\text{IV.31})$$

Loi de "excluded middle" :

$$A \cup \overline{A} = 1_v \quad (\text{IV.32})$$

IV.9. Variables linguistiques

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

Une variable linguistique représente un état dans le système à régler ou une variable de réglage dans un contrôleur flou. Sa valeur est définie dans des termes linguistiques qui peuvent être des mots ou des phrases d'un langage naturel ou artificiel [52].

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

Où :

x : est le nom de la variable,

$T(x)$: est l'ensemble des valeurs linguistiques que peut prendre x ,

U : est l'univers du discours avec la valeur de base,

G : est la règle syntaxique pour générer les linguistiques de x ,

M : est la règle sémantique pour associer un sens à chaque valeur linguistique.

On prend cet exemple : la variable linguistique x = température ambiante peut être définie avec un ensemble des termes :

$T(x) = \{\text{extrêmement froide, très froide, froide, chaude, très chaude, extrêmement chaude}\}$

Qui forment son univers du discours $U = [-20^\circ\text{C}, 40^\circ\text{C}]$. La variable de base est température, le terme froide représente une valeur linguistique. On peut l'interpréter, par exemple comme "les températures plus petites que 15°C ".

IV.10. Relations floues

Se sont des structures qui représentent l'absence ou la présence d'une interaction entre les éléments de divers ensembles.

Une opération floue sur deux univers U et V est un ensemble flou :

$$\begin{aligned} R: U \times V &\rightarrow [0, 1] \\ (u, v) &\rightarrow \mu_R(u, v) \end{aligned} \quad (\text{IV.33})$$

IV.11. Opérations sur les relations floues

On définit l'union et l'intersection de deux relations floues comme suit :

Soient :

$$\left\{ \begin{array}{l} R: U \times V \rightarrow [0, 1] \\ (u, v) \rightarrow \mu_R(u, v) \end{array} \right. \text{ Et } \left\{ \begin{array}{l} S: U \times V \rightarrow [0, 1] \\ (u, v) \rightarrow \mu_S(u, v) \end{array} \right. \quad (\text{IV.34})$$

Alors au sens de Mandani :

$$\left\{ \begin{array}{l} \mu_{R \cup S}(u, v) = \max(\mu_R(u, v), \mu_S(u, v)) \\ \mu_{R \cap S}(u, v) = \min(\mu_R(u, v), \mu_S(u, v)) \end{array} \right. \quad (\text{IV.35})$$

Alors au sens de sugeno :

$$\left\{ \begin{array}{l} \mu_{R \cup S}(u, v) = \mu_R(u, v) + \mu_S(u, v) - \mu_R(u, v)\mu_S(u, v) \\ \mu_{R \cap S}(u, v) = \mu_R(u, v)\mu_S(u, v) \end{array} \right. \quad (\text{IV.36})$$

On définit le produit cartésien de deux ensembles flous A et B par (Mamdani):

Soient :

$$\left\{ \begin{array}{l} A: U \rightarrow [0, 1] \\ u \rightarrow \mu_A(u) \end{array} \right. \text{ et } \left\{ \begin{array}{l} B: V \rightarrow [0, 1] \\ v \rightarrow \mu_B(v) \end{array} \right. \quad (\text{IV.37})$$

Alors :

$$\mu_{A \times B}(u, v) = \min(\mu_A(u), \mu_B(v)) \quad (\text{IV.38})$$

Le produit cartésien de deux ensembles flous est une relation floue.

IV.12. Implication floue

Dans la logique classique $p \Rightarrow q$ équivaut à $\neg p \vee q$ on obtient la table de vérité suivante :

p	q	$p \Rightarrow q$
1	1	1
1	0	0
0	1	1
0	0	1

Tableau (IV.1): Table d'inférence

Dans la logique floue : il n'y a pas une seule définition.

L'extension de la définition précédente est appelée l'implication de Kleene-Dienes

$$A \Rightarrow B \text{ équivaut à } \mu_{A \Rightarrow B}(u, v) = \max(1 - \mu_A(u), \mu_B(v)) \quad (\text{IV.39})$$

On utilise couramment l'implication de Mamdani :

$$\mu_{A \Rightarrow B}(u, v) = \max(\mu_A(u), \mu_B(v)) \quad (\text{IV.40})$$

IV.13. Structure générale d'un système floue

La commande floue aux mêmes objectifs de régulation et de poursuite qu'une commande réalisée en automatique classique. Cependant, il est possible de se passer d'un modèle explicite du procédé à commander. C'est le plus souvent, le savoir-faire d'un expert ou d'opérateurs qualifiés manipulant le procédé qui est pris en compte pour l'élaboration de la loi de commande [58].

Cette approche est basée sur deux concepts essentiels : celui de la décomposition d'une plage de variation d'une variable sous forme de nuances linguistique : « faible, moyen, élevé », et sur règles provenant de l'expertise de l'opérateur humain, qui expriment, sous forme linguistique, comment doivent évoluer les commandes du système en fonction des variables observées.

Si l'erreur est positivement grande

Et la variation de l'erreur est positivement grande

Alors la variation de la sortie est négative »

Ces concepts sont basés sur une partie de la théorie des sous-ensembles flous introduits par Zadeh.

Chaque système basé sur la logique floue est composé de quatre blocs principaux comme représentée par la figure (IV.10).

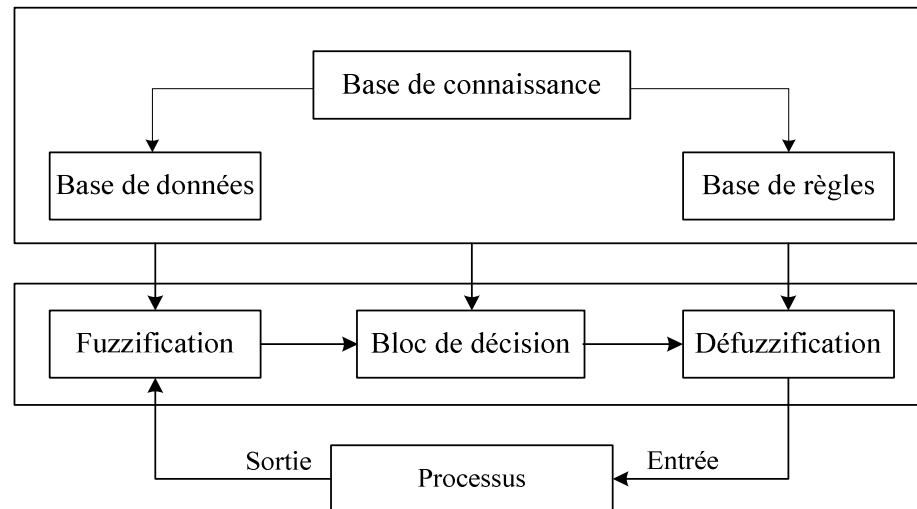


Figure (IV.10): Structure générale d'un système basé sur la logique floue.

- Base de connaissance : règles et paramètres des fonctions d'appartenance,
- Bloc de décision ou le moteur d'inférence : inférence des opérations sur les règles,
- Fuzzification : transformation des entrées précises en degrés d'appartenance,
- Défuzzification : transformation des résultats flous en sorties précises.

IV.14. Structure d'une commande par logique floue

Contrairement aux techniques de réglage classique, le réglage par la logique floue n'utilise pas des formules ou des relations mathématiques bien déterminées ou précises. Mais, il manipule des inférences avec plusieurs règles floues à base des opérateurs flous ET, OU, ALORS,...etc, appliquées à des variables linguistiques [59].

La figure (IV.11) représente, à titre d'illustration la structure de la logique floue à deux entrées et une sortie : ou x_1 et x_2 représentent les variables d'entrée, et x_r celle de la sortie ou la commande.

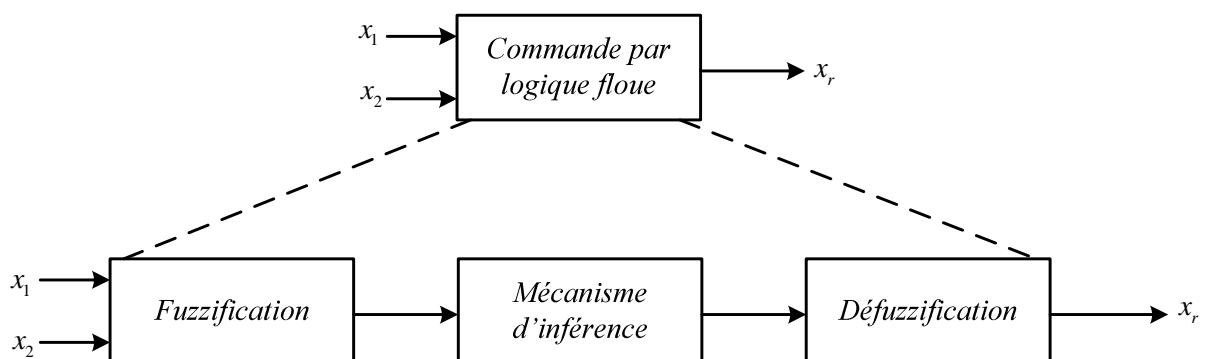


Figure (IV.11): Structure interne d'un contrôleur flou.

On peut noter que le calcul de la commande x_r s'effectue à partir de trois étapes fondamentales

- Interface de fuzzification,
- Mécanisme d'inférence (règles),
- Interface de défuzzification.

L'étape de fuzzification implique de transformer des entrées des valeurs numériques aux variables linguistiques, l'étape d'inférence est le processus de l'application des règles floues aux variables floues et le calcul des sorties floues. Dans la dernière étape, la defuzzification transforme les sorties linguistiques de nouveau aux valeurs numériques.

IV.14.1. Fuzzification des entrées

Dans le domaine du contrôle, les données observées sont les grandeurs physiques générées par des capteurs ou des estimateurs. Il est nécessaire de convertir ces grandeurs réelles en des variables floues. Pour cela, on fait appel à une opération dite fuzzification, qui permet de fournir les degrés d'appartenance de la variable floue à ses sous ensembles flous en fonction de la valeur réelle de la variable d'entrée. Chaque grandeur physique y utilisée doit être normalisée entre -1 et +1 en la divisant par $\max (y_{\max} - y_{\min})$.

Dans le cas du réglage par logique floue, on utilise en générale, bien qu'il n'existe pas des règles précises pour la définition des fonctions d'appartenance, des formes trapézoïdales et triangulaires.

Quelque soit la forme choisie, il faut prendre certaines précautions dans la construction et la disposition des fonctions d'appartenance [60] :

- Pour la variable linguistique « environ zéro », on veillera à éviter un plat au sommet (entraînant d'une indétermination du réglage),
- On évite les recouvrements trop importants ou trop faibles de deux fonctions d'appartenance contiguës.

IV.14.2. Mécanisme d'inférences

La stratégie de réglage dépend essentiellement des inférences adoptées. Elle lie les variables d'entrées (x_1, x_2) à la variable de sortie x_r , toutes exprimées en variables linguistiques (après fuzzification). Il s'agit souvent d'inférence avec plusieurs règles qui peuvent être activées en même temps. Ces règles doivent tenir compte du comportement du système à régler, ainsi que des buts du réglage envisagé. L'expérience et les connaissances professionnelles jouent donc un rôle important pour la détermination des règles. Pour la présentation des différentes possibilités d'exprimer les inférences, on choisit un exemple de système à régler avec deux variables floues x_1 et x_2 qui forment les variables d'entrées de l'inférence, et une variable de sortie x_r exprimée elle aussi comme variable floue. Les règles d'inférences peuvent être décrites de plusieurs façons.

IV.14.2.1. Description linguistique

On sait que pour le réglage par logique floue, il s'agit souvent d'inférence avec plusieurs règles. La description linguistique des inférences peut être écrite comme suit :

Si (x_1 est négatif grand **ET** x_2 est environ zéro) **Alors** (x_r est négatif grand), **Où**
Si (x_1 est négatif moyen **ET** x_2 est positif moyen) **Alors** (x_r est environ zéro)

La condition d'une règle peut aussi contenir des opérateurs OU et NON, et les règles sont déterminées selon la stratégie de réglage adoptée.

IV.14.2.2. Symboliquement

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

Si (x_1 NG **ET** x_2 EZ) **Alors** $x_r :=$ NG, OU

Si (x_1 NM **ET** x_2 PM) **Alors** $x_r :=$ EZ, ainsi de suite.

IV.14.2.3. Matrice d'inférence

Elle rassemble toutes les règles d'inférences sous forme de tableau. Dans le cas d'un tableau à deux dimensions, les entrées du tableau (IV.2) représentent les ensembles flous des variables d'entrées (x_1 et x_2). L'intersection d'une colonne et d'une ligne donne l'ensemble flou de la variable de sortie (x_r) définie par la règle. Il y a autant de cases que de règles.

Tableau (IV.2): Matrice d'inférence complète.

		x_1				
		<i>NG</i>	<i>NP</i>	<i>ZE</i>	<i>PP</i>	<i>PG</i>
x_2	<i>NG</i>	<i>NG</i>	<i>NG</i>	<i>NG</i>	<i>NM</i>	<i>ZE</i>
	<i>NP</i>	<i>NG</i>	<i>NM</i>	<i>NP</i>	<i>ZE</i>	<i>PM</i>
	<i>ZE</i>	<i>NG</i>	<i>NP</i>	<i>ZE</i>	<i>PP</i>	<i>PG</i>
	<i>PP</i>	<i>NM</i>	<i>ZE</i>	<i>PP</i>	<i>PM</i>	<i>PG</i>
	<i>PG</i>	<i>ZE</i>	<i>PM</i>	<i>PG</i>	<i>PG</i>	<i>PG</i>

Si toutes les cases de la matrice sont remplies, on parle alors de règles d'inférence complètes. Dans le cas contraire on parle de règles d'inférence incomplètes. Il s'agit maintenant de définir les degrés d'appartenance de la variable de sortie à ses sous-ensembles flous. Nous allons présenter les méthodes d'inférence qui permettent d'y arriver. Ces méthodes se différencient essentiellement par la manière dont vont être réalisées les opérateurs ET et OU utilisés dans les règles d'inférence. Nous présentons les trois méthodes les plus usuelles :

Méthode d'inférence Max-min : réalise l'opérateur ET par la fonction Min, la conclusion ALORS de chaque règle est réalisée par la fonction Min et la liaison entre toutes les règles (opérateur OU) par la fonction Max. La dénomination de cette méthode, dite Max-min ou "implication de Mamdani", est due à la façon de réaliser les opérateurs ALORS et OU de l'inférence.

Méthode d'inférence Max-produit : réalise en générale, au niveau de la condition, l'opérateur " OU " par la formation du maximum et l'opérateur " ET " par la formation du minimum. Par

contre, la conclusion dans chaque règle, introduite par " ALORS ", qui lie le facteur d'appartenance de la condition avec la fonction d'appartenance de la variable de sortie par l'opérateur "ET", est réalisée cette fois-ci par la formation du produit.

Méthode d'inférence Somme-produit : par opposition aux méthodes d'inférence précédentes, cette méthode réalise au niveau de la condition, l'opérateur "OU" par la formation de la somme, plus précisément par la valeur moyenne, tandis que l'opérateur "ET" est réalisé par la formation du produit. La conclusion de chaque règle, précédée par "ALORS", liant le facteur d'appartenance de la condition avec la fonction d'appartenance de la variable de sortie par l'opérateur "ET", est réalisée par la formation du produit.

IV.14.3. Défuzzification

Les méthodes d'inférence fournissent une fonction d'appartenance résultante (x_r) pour la variable de sortie x_r , il s'agit donc d'une information floue. Par cette étape, se fait alors le retour aux grandeurs de sortie réelles. Il s'agit à cet effet, de calculer à partir des degrés d'appartenance à tous les ensembles flous de la variable de sortie, l'abscisse qui correspond à la valeur de cette sortie. Cette transformation est appelée défuzzification. Plusieurs stratégies de défuzzification existent, les plus utilisées sont [59] :

IV.14.3.1. Méthode du centre de gravité

La méthode du centre de gravité est la méthode la plus mentionnée dans la littérature. L'abscisse du centre de gravité peut être déterminée en utilisant la formule générale :

$$u = \frac{\int_{x_{r0}}^{x_{r1}} x_r \mu(x_r) dx_r}{\int_{x_{r0}}^{x_{r1}} \mu(x_r) dx_r} \quad (\text{IV.41})$$

L'intégrale au dénominateur donne la surface, tandis que l'intégrale au numérateur correspond au moment de la surface. La figure (IV.12) représente la défuzzification par le centre de gravité.

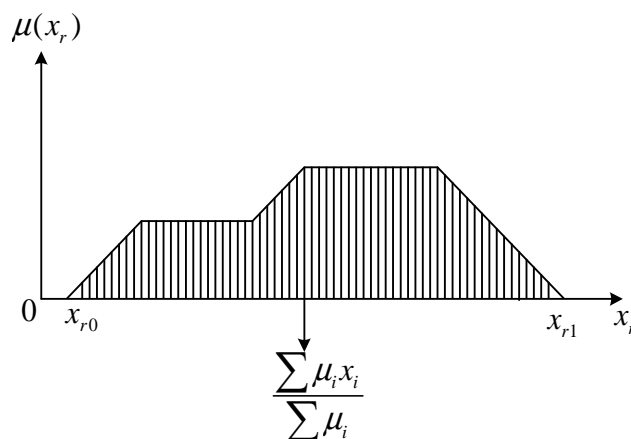


Figure (IV.12): Défuzzification par le centre de gravité.

Lorsque la fonction $\mu(x_r)$ est discrétisée, le centre de gravité est donné par :

$$u = \frac{\sum_{i=1}^n \mu_i x_{ir}}{\sum_{i=1}^n \mu_i} \quad (\text{IV.42})$$

Où n est le nombre des niveaux de quantisation, x_{ir} la valeur de sortie pour le niveau i et μ_i sa valeur d'appartenance.

IV.14.3.2. Méthode de moyenne de maximum

Cette méthode génère une commande précise en calculant la moyenne des valeurs pour lesquelles l'appartenance est maximale, la figure (IV.13) montre la défuzzification par la méthode moyenne de maximum.

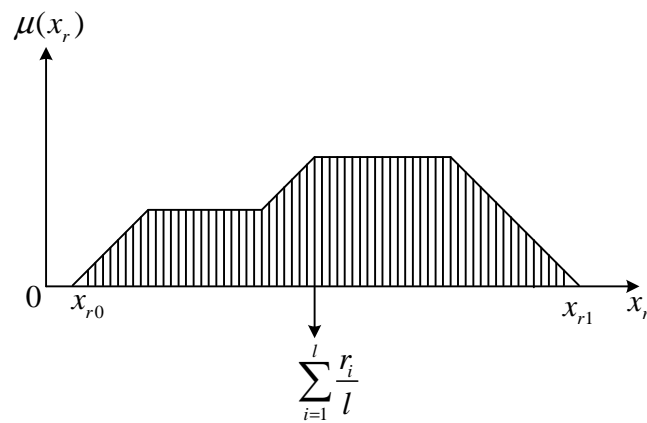


Figure (IV.13): Défuzzification par la méthode moyenne de maximum.

Si la fonction est discrétisée, la valeur defuzzifiée est donnée par :

$$u = \sum_{i=1}^l \frac{r_i}{l} \quad (\text{IV.43})$$

Où l est le nombre de valeurs quantifiées r pour lesquelles l'appartenance est maximale.

IV.14.3.3. Méthode de moyenne pondérée (sugeno)

Cette méthode est utilisée lorsque les sorties sont définies comme fonctions linéairement dépendantes d'entrées, la méthode de Sugeno est représentée par la figure suivante :

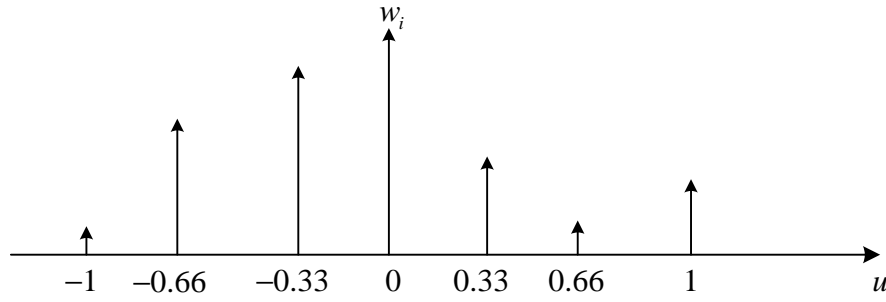


Figure (IV.14): Interprétation géométrique de la méthode de Sugeno.

Si μ_i est le poids d'activation de la règle i , la valeur précise de la commande est :

$$u = \frac{\sum_{i=1}^n \mu_i w_i}{\sum_{i=1}^n w_i} \quad (\text{IV.44})$$

Où n est le nombre de règles activées.

IV.15. Commande DTC-FL multiniveaux de la MSDE

Pour améliorer les performances de la commande DTC au démarrage ou pendant les phases de changements du flux de référence et du couple de référence, il est possible de procéder à un choix convenable des vecteurs de commutation en utilisant la logique floue [60]. Le principe de la commande directe du couple basée sur logique floue est semblable à celui de la DTC classique. Cependant, des contrôleurs à hystérésis sont remplacés par des contrôleurs flous. De ce fait un système flous de type Mamdani est utilisé et une base de règle doit être formulé. Dans ce cas, les différents vecteurs de tension sont choisis en utilisant l'erreur de flux statorique, l'erreur du couple électromagnétique et la position de flux statorique. Etant basée sur la logique floue cette méthode a l'avantage d'être simple à réaliser et facile à exécuter [61].

IV.15.1. Commande DTC-FL à trois niveaux de la MSDE

Dans la commande DTC-FL, il y a trois variables d'entrées, qui sont l'erreur du couple E_{Cem} , l'erreur de flux statorique E_ϕ et l'angle de flux statorique $\hat{\theta}_s$. La fuzzification est réalisée en utilisant des fonctions d'appartenance triangulaires. Il y a trois groupes de fonctions d'appartenance, représentés sur le schéma (IV.15), correspondent à trois variables d'entrées. L'univers du discours de l'angle de flux statorique est divisé en 12 ensembles flous de $\hat{\theta}_{s1}$ à $\hat{\theta}_{s12}$. Dans ce régulateur, la variable de commande représente l'état de commutation de l'onduleur. Les états de commutation sont de nature numérique, n'ont pas besoin ainsi d'une distribution d'appartenance floue [62].

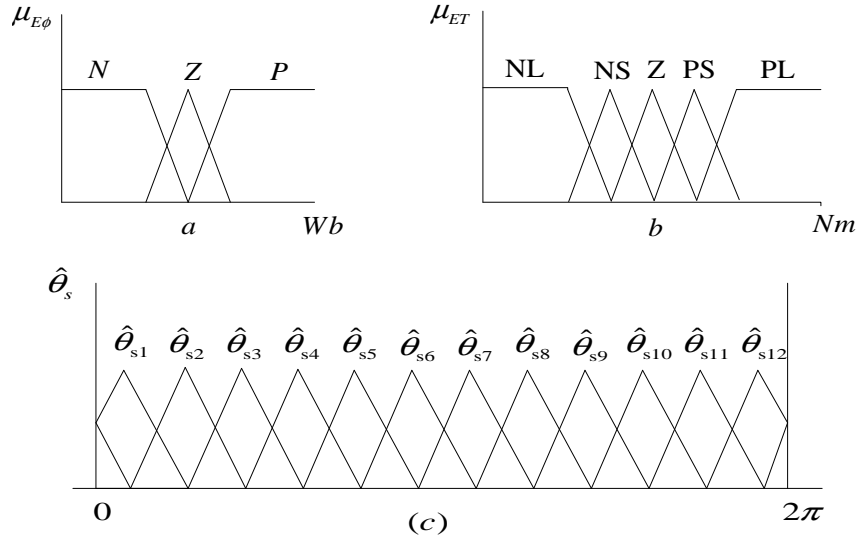


Figure (IV.15): Fonctions d'appartenance des variables d'entrées de la DTC-FL à trois niveaux: a) Erreur du couple, b) Erreur du flux statorique, c) Angle du flux statorique.

Les règles floues de la commande DTC-FL à trois niveaux de la MSDE sont regroupées dans la table (IV.3) pour la première étoile tandis que pour la deuxième étoile il suffit d'utiliser la correspondance entre les angles du flux donnée par le tableau (IV.4).

Tableau (IV.3): Règles floues pour la DTC-FL à trois niveaux appliquées sur la première étoile.

$\hat{\theta}_{s1}$				$\hat{\theta}_{s2}$				$\hat{\theta}_{s3}$				$\hat{\theta}_{s4}$			
	P	Z	N		P	Z	N		P	Z	N		P	Z	N
PL	v_{3L}	v_{2S}	v_{5L}	PL	v_{3L}	v_{2S}	v_{5L}	PL	v_{5L}	v_{3S}	v_{7L}	PL	v_{5L}	v_{3S}	v_{7L}
PS	v_{2L}	v_{2S}	v_{4L}	PS	v_{4L}	v_{3S}	v_{6L}	PS	v_{4L}	v_{3S}	v_{6L}	PS	v_{6L}	v_{4S}	v_{8L}
ZE	0	0	0	ZE	0	0	0	ZE	0	0	0	ZE	0	0	0
NS	v_{12L}	0	v_{10L}	NS	v_{12L}	0	v_{10L}	NS	v_{2L}	0	v_{12L}	NS	v_{2L}	0	v_{12L}
NL	v_{11L}	v_{5S}	v_{9L}	NL	v_{1L}	v_{6S}	v_{11L}	NL	v_{1L}	v_{6S}	v_{11L}	NL	v_{10L}	v_{1S}	v_{1L}
$\hat{\theta}_{s5}$				$\hat{\theta}_{s6}$				$\hat{\theta}_{s7}$				$\hat{\theta}_{s8}$			
	P	Z	N		P	Z	N		P	Z	N		P	Z	N
PL	v_{7L}	v_{4S}	v_{9L}	PL	v_{7L}	v_{4S}	v_{9L}	PL	v_{9L}	v_{5S}	v_{11L}	PL	v_{9L}	v_{5S}	v_{11L}
PS	v_{6L}	v_{4S}	v_{8L}	PS	v_{8L}	v_{5S}	v_{10L}	PS	v_{8L}	v_{5S}	v_{10L}	PS	v_{10L}	v_{6S}	v_{12L}
ZE	0	0	0	ZE	0	0	0	ZE	0	0	0	ZE	0	0	0
NS	v_{4L}	0	v_{2L}	NS	v_{4L}	0	v_{2L}	NS	v_{6L}	0	v_{4L}	NS	v_{6L}	0	v_{4L}
NL	v_{3L}	v_{1S}	v_{1L}	NL	v_{5L}	v_{2S}	v_{3L}	NL	v_{5L}	v_{2S}	v_{3L}	NL	v_{7L}	v_{3S}	v_{5L}
$\hat{\theta}_{s9}$				$\hat{\theta}_{s10}$				$\hat{\theta}_{s11}$				$\hat{\theta}_{s12}$			
	P	Z	N		P	Z	N		P	Z	N		P	Z	N
PL	v_{11L}	v_{6S}	v_{1L}	PL	v_{11L}	v_{6S}	v_{1L}	PL	v_{1L}	v_{1S}	v_{3L}	PL	v_{1L}	v_{1S}	v_{3L}
PS	v_{10L}	v_{6S}	v_{12L}	PS	v_{12L}	v_{1S}	v_{2L}	PS	v_{12L}	v_{1S}	v_{2L}	PS	v_{2L}	v_{2S}	v_{4L}
ZE	0	0	0	ZE	0	0	0	ZE	0	0	0	ZE	0	0	0
NS	v_{8L}	0	v_{6L}	NS	v_{8L}	0	v_{6L}	NS	v_{10L}	0	v_{8L}	NS	v_{10L}	0	v_{8L}
NL	v_{7L}	v_{3S}	v_{5L}	NL	v_{9L}	v_{4S}	v_{7L}	NL	v_{9L}	v_{4S}	v_{7L}	NL	v_{11L}	v_{5S}	v_{9L}

Tableau (IV.4): Correspondance entre les angles des flux des deux étoiles.

Première étoile	$\hat{\theta}_{s12}$	$\hat{\theta}_{s1}$	$\hat{\theta}_{s2}$	$\hat{\theta}_{s3}$	$\hat{\theta}_{s4}$	$\hat{\theta}_{s5}$	$\hat{\theta}_{s6}$	$\hat{\theta}_{s7}$	$\hat{\theta}_{s8}$	$\hat{\theta}_{s9}$	$\hat{\theta}_{s10}$	$\hat{\theta}_{s11}$
Deuxième étoile	$\hat{\theta}_{s1}$	$\hat{\theta}_{s2}$	$\hat{\theta}_{s3}$	$\hat{\theta}_{s4}$	$\hat{\theta}_{s5}$	$\hat{\theta}_{s6}$	$\hat{\theta}_{s7}$	$\hat{\theta}_{s8}$	$\hat{\theta}_{s9}$	$\hat{\theta}_{s10}$	$\hat{\theta}_{s11}$	$\hat{\theta}_{s12}$

IV.15.2. Commande DTC-FL à cinq niveaux de la MSDE

La représentation vectorielle des vecteurs de tension de l'onduleur à cinq niveaux pour tous les états de commutation forme un hexagone de quatre couches centré à l'origine du référentiel α - β et d'un vecteur de tension nul à son origine, comme le représente la figure (IV.16).

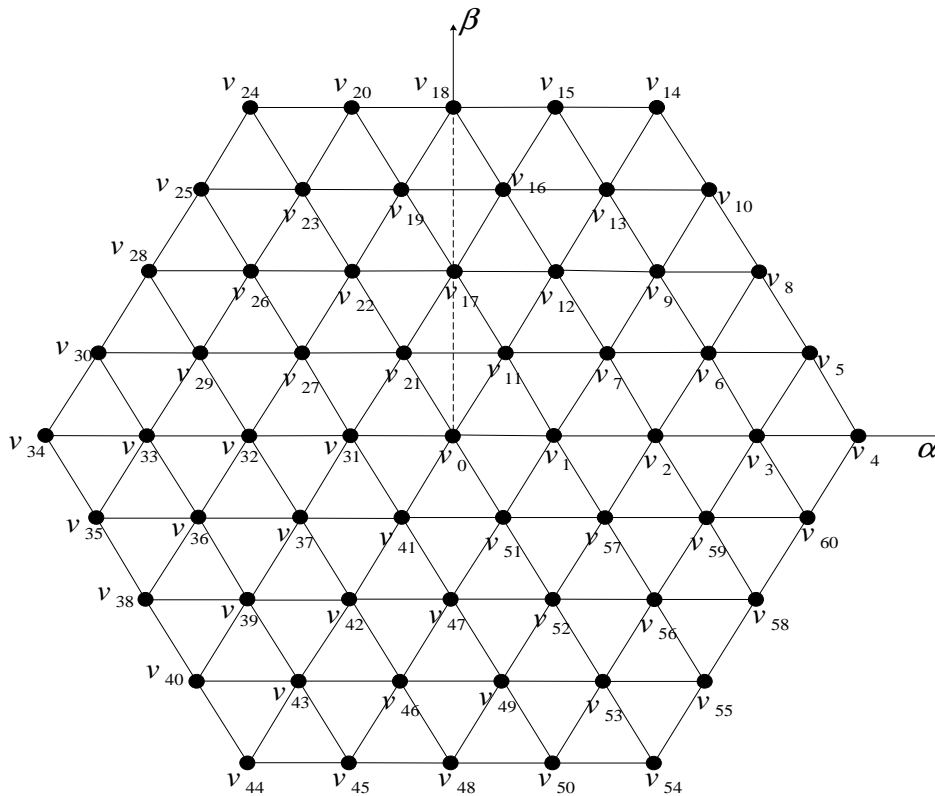


Figure (IV.16): Représentation vectorielle des tensions de l'onduleur à cinq niveaux.

Le schéma (IV.17) représente la variable d'entrée correspondant à l'erreur du couple E_{Cem} pour la commande DTC-FL à cinq niveaux. Les autres variables d'entrées sont identiques à celles de la commande DTC-FL à trois niveaux.

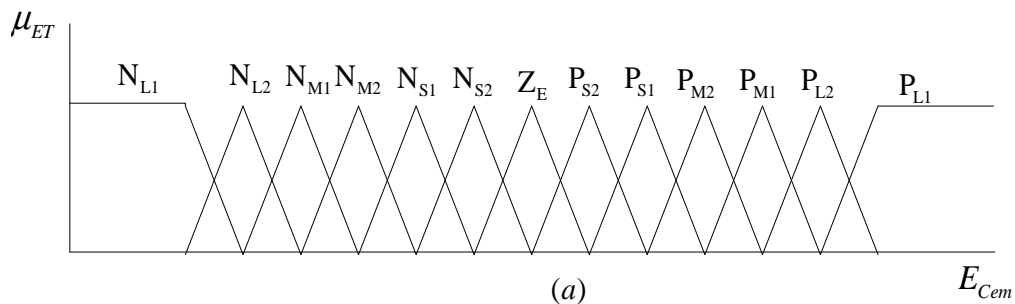


Figure (IV.17): Fonctions d'appartenance de la variable d'entrée de la DTC-FL à cinq niveaux pour l'erreur du couple.

La table (IV.5) regroupe les règles floues de la DTC-FL à cinq niveaux appliquées sur la première étoile de la MSDE. Les mêmes règles peuvent être utilisées pour contrôler l'onduleur de la deuxième étoile tout en respectant la correspondance de la table (IV.6).

Tableau (IV.5): Règles floues pour la DTC-FL à cinq niveaux appliquée sur la première étoile.

$\hat{\theta}_{s1}$					$\hat{\theta}_{s2}$					$\hat{\theta}_{s3}$					$\hat{\theta}_{s4}$				
μ_{ET}	$\mu_{E\phi}$	P	Z	N	μ_{ET}	$\mu_{E\phi}$	P	Z	N	μ_{ET}	$\mu_{E\phi}$	P	Z	N	μ_{ET}	$\mu_{E\phi}$	P	Z	N
PL1		v ₁₄	v ₁₇	v ₂₄	PL1		v ₁₄	v ₁₇	v ₂₄	PL1		v ₂₄	v ₂₇	v ₃₄	PL1		v ₂₄	v ₂₇	v ₃₄
PL2		v ₁₅	v ₁₇	v ₂₅	PL2		v ₂₀	v ₁₇	v ₃₀	PL2		v ₂₅	v ₂₇	v ₃₅	PL2		v ₃₀	v ₂₇	v ₄₀
PM1		v ₁₈	v ₁₇	v ₂₈	PM1		v ₁₈	v ₁₇	v ₂₈	PM1		v ₂₈	v ₂₇	v ₃₈	PM1		v ₂₈	v ₂₇	v ₃₈
PM2		v ₁₃	v ₁₁	v ₂₃	PM2		v ₁₃	v ₁₁	v ₂₃	PM2		v ₂₃	v ₂₁	v ₃₃	PM2		v ₂₃	v ₂₁	v ₃₃
PS1		v ₉	v ₁₁	v ₁₉	PS1		v ₁₆	v ₁₁	v ₂₆	PS1		v ₁₉	v ₂₁	v ₂₉	PS1		v ₂₆	v ₂₁	v ₃₆
PS2		v ₁₂	v ₁₁	v ₂₂	PS2		v ₁₂	v ₁₁	v ₂₂	PS2		v ₂₂	v ₂₁	v ₃₂	PS2		v ₂₂	v ₂₁	v ₃₂
ZE		v ₀	v ₀	v ₀	ZE		v ₀	v ₀	v ₀	ZE		v ₀	v ₀	v ₀	ZE		v ₀	v ₀	v ₀
NS2		v ₅₂	v ₀	v ₄₂	NS2		v ₅₂	v ₀	v ₄₂	NS2		v ₂	v ₀	v ₅₂	NS2		v ₂	v ₀	v ₅₂
NS1		v ₅₆	v ₄₁	v ₄₆	NS1		v ₅₉	v ₄₁	v ₄₉	NS1		v ₆	v ₅₁	v ₅₆	NS1		v ₆	v ₅₁	v ₅₉
NM2		v ₅₃	v ₄₇	v ₄₃	NM2		v ₅₃	v ₄₇	v ₄₃	NM2		v ₃	v ₅₇	v ₅₃	NM2		v ₃	v ₅₇	v ₅₃
NM1		v ₅₈	v ₄₂	v ₄₈	NM1		v ₅₈	v ₄₂	v ₄₈	NM1		v ₈	v ₅₂	v ₅₈	NM1		v ₈	v ₅₂	v ₅₈
NL2		v ₅₅	v ₄₆	v ₄₅	NL2		v ₆₀	v ₄₉	v ₅₀	NL2		v ₅	v ₅₆	v ₅₅	NL2		v ₅	v ₅₆	v ₆₀
NL1		v ₅₄	v ₄₃	v ₄₄	NL1		v ₅₄	v ₄₃	v ₄₄	NL1		v ₄	v ₅₃	v ₅₄	NL1		v ₄	v ₅₃	v ₅₄
$\hat{\theta}_{s5}$					$\hat{\theta}_{s6}$					$\hat{\theta}_{s7}$					$\hat{\theta}_{s8}$				
μ_{ET}	$\mu_{E\phi}$	P	Z	N	μ_{ET}	$\mu_{E\phi}$	P	Z	N	μ_{ET}	$\mu_{E\phi}$	P	Z	N	μ_{ET}	$\mu_{E\phi}$	P	Z	N
PL1		v ₃₄	v ₃₇	v ₄₄	PL1		v ₃₄	v ₃₇	v ₄₄	PL1		v ₄₄	v ₄₇	v ₅₄	PL1		v ₄₄	v ₄₇	v ₅₄
PL2		v ₃₅	v ₃₇	v ₄₅	PL2		v ₄₀	v ₃₇	v ₅₀	PL2		v ₄₅	v ₄₇	v ₅₅	PL2		v ₅₀	v ₄₇	v ₆₀
PM1		v ₃₈	v ₃₇	v ₄₈	PM1		v ₃₈	v ₃₇	v ₄₈	PM1		v ₄₈	v ₄₇	v ₅₈	PM1		v ₄₈	v ₄₇	v ₅₈
PM2		v ₃₃	v ₃₁	v ₄₃	PM2		v ₃₃	v ₃₁	v ₄₃	PM2		v ₄₃	v ₄₁	v ₅₃	PM2		v ₄₃	v ₄₁	v ₅₃
PS1		v ₂₉	v ₃₁	v ₃₉	PS1		v ₃₆	v ₃₁	v ₄₆	PS1		v ₃₉	v ₄₁	v ₄₉	PS1		v ₄₆	v ₄₁	v ₅₆
PS2		v ₃₂	v ₃₁	v ₄₂	PS2		v ₃₂	v ₃₁	v ₄₂	PS2		v ₄₂	v ₄₁	v ₅₂	PS2		v ₄₂	v ₄₁	v ₅₂
ZE		v ₀	v ₀	v ₀	ZE		v ₀	v ₀	v ₀	ZE		v ₀	v ₀	v ₀	ZE		v ₀	v ₀	v ₀
NS2		v ₁₂	v ₀	v ₂	NS2		v ₁₂	v ₀	v ₂	NS2		v ₂₂	v ₀	v ₁₂	NS2		v ₂₂	v ₀	v ₁₂
NS1		v ₁₆	v ₁	v ₆	NS1		v ₁₉	v ₁	v ₉	NS1		v ₂₆	v ₁₁	v ₁₆	NS1		v ₂₉	v ₁₁	v ₁₉
NM2		v ₁₃	v ₇	v ₃	NM2		v ₁₃	v ₇	v ₃	NM2		v ₂₃	v ₁₇	v ₁₃	NM2		v ₂₃	v ₁₇	v ₁₃
NM1		v ₁₈	v ₂	v ₈	NM1		v ₁₈	v ₂	v ₈	NM1		v ₂₈	v ₁₂	v ₁₈	NM1		v ₂₈	v ₁₂	v ₁₈
NL2		v ₁₅	v ₆	v ₅	NL2		v ₂₀	v ₉	v ₁₀	NL2		v ₂₅	v ₁₆	v ₁₅	NL2		v ₃₀	v ₁₉	v ₂₀
NL1		v ₁₄	v ₃	v ₄	NL1		v ₁₄	v ₃	v ₄	NL1		v ₂₄	v ₁₃	v ₁₄	NL1		v ₂₄	v ₁₃	v ₁₄
$\hat{\theta}_{s9}$					$\hat{\theta}_{s10}$					$\hat{\theta}_{s11}$					$\hat{\theta}_{s12}$				
μ_{ET}	$\mu_{E\phi}$	P	Z	N	μ_{ET}	$\mu_{E\phi}$	P	Z	N	μ_{ET}	$\mu_{E\phi}$	P	Z	N	μ_{ET}	$\mu_{E\phi}$	P	Z	N
PL1		v ₅₄	v ₅₇	v ₄	PL1		v ₅₄	v ₅₇	v ₄	PL1		v ₄	v ₇	v ₁₄	PL1		v ₄	v ₇	v ₁₄
PL2		v ₆₀	v ₅₇	v ₁₀	PL2		v ₅₅	v ₅₇	v ₅	PL2		v ₁₀	v ₇	v ₂₀	PL2		v ₅	v ₇	v ₁₅
PM1		v ₅₈	v ₅₇	v ₈	PM1		v ₅₈	v ₅₇	v ₈	PM1		v ₈	v ₇	v ₁₈	PM1		v ₈	v ₇	v ₁₈
PM2		v ₅₃	v ₅₁	v ₃	PM2		v ₅₃	v ₅₁	v ₃	PM2		v ₃	v ₁	v ₁₃	PM2		v ₃	v ₁	v ₁₃
PS1		v ₅₆	v ₅₁	v ₆	PS1		v ₄₉	v ₅₁	v ₅₉	PS1		v ₆	v ₁	v ₁₆	PS1		v ₅₉	v ₁	v ₉
PS2		v ₅₂	v ₅₁	v ₂	PS2		v ₅₂	v ₅₁	v ₂	PS2		v ₂	v ₁	v ₁₂	PS2		v ₂	v ₁	v ₁₂
ZE		v ₀	v ₀	v ₀	ZE		v ₀	v ₀	v ₀	ZE		v ₀	v ₀	v ₀	ZE		v ₀	v ₀	v ₀
NS2		v ₃₂	v ₀	v ₂₂	NS2		v ₃₂	v ₀	v ₂₂	NS2		v ₄₂	v ₀	v ₃₂	NS2		v ₄₂	v ₀	v ₃₂
NS1		v ₃₉	v ₂₁	v ₂₉	NS1		v ₃₆	v ₂₁	v ₂₆	NS1		v ₄₉	v ₃₁	v ₃₉	NS1		v ₄₆	v ₃₁	v ₃₆
NM2		v ₃₃	v ₂₇	v ₂₃	NM2		v ₃₃	v ₂₇	v ₂₃	NM2		v ₄₃	v ₃₇	v ₃₃	NM2		v ₄₃	v ₃₇	v ₃₃
NM1		v ₃₈	v ₂₂	v ₂₈	NM1		v ₃₈	v ₂₂	v ₂₈	NM1		v ₄₈	v ₃₂	v ₃₈	NM1		v ₄₈	v ₃₂	v ₃₈
NL2		v ₄₀	v ₂₉	v ₃₀	NL2		v ₃₅	v ₂₆	v ₂₅	NL2		v ₅₀	v ₃₉	v ₄₀	NL2		v ₄₅	v ₃₆	v ₃₅
NL1		v ₃₄	v ₂₃	v ₂₄	NL1		v ₃₄	v ₂₃	v ₂₄	NL1		v ₄₄	v ₃₃	v ₃₄	NL1		v ₄₄	v ₃₃	v ₃₄

Tableau (IV.6): Correspondance entre les angles des flux des deux étoiles.

Première étoile	$\hat{\theta}_{s12}$	$\hat{\theta}_{s1}$	$\hat{\theta}_{s2}$	$\hat{\theta}_{s3}$	$\hat{\theta}_{s4}$	$\hat{\theta}_{s5}$	$\hat{\theta}_{s6}$	$\hat{\theta}_{s7}$	$\hat{\theta}_{s8}$	$\hat{\theta}_{s9}$	$\hat{\theta}_{s10}$	$\hat{\theta}_{s11}$
Deuxième étoile	$\hat{\theta}_{s1}$	$\hat{\theta}_{s2}$	$\hat{\theta}_{s3}$	$\hat{\theta}_{s4}$	$\hat{\theta}_{s5}$	$\hat{\theta}_{s6}$	$\hat{\theta}_{s7}$	$\hat{\theta}_{s8}$	$\hat{\theta}_{s9}$	$\hat{\theta}_{s10}$	$\hat{\theta}_{s11}$	$\hat{\theta}_{s12}$

La figure (IV.18) représente la structure générale de la commande DTC-FL multiniveaux stabilisante de la MSDE sans capteur de vitesse en utilisant le filtre de Kalman étendu.

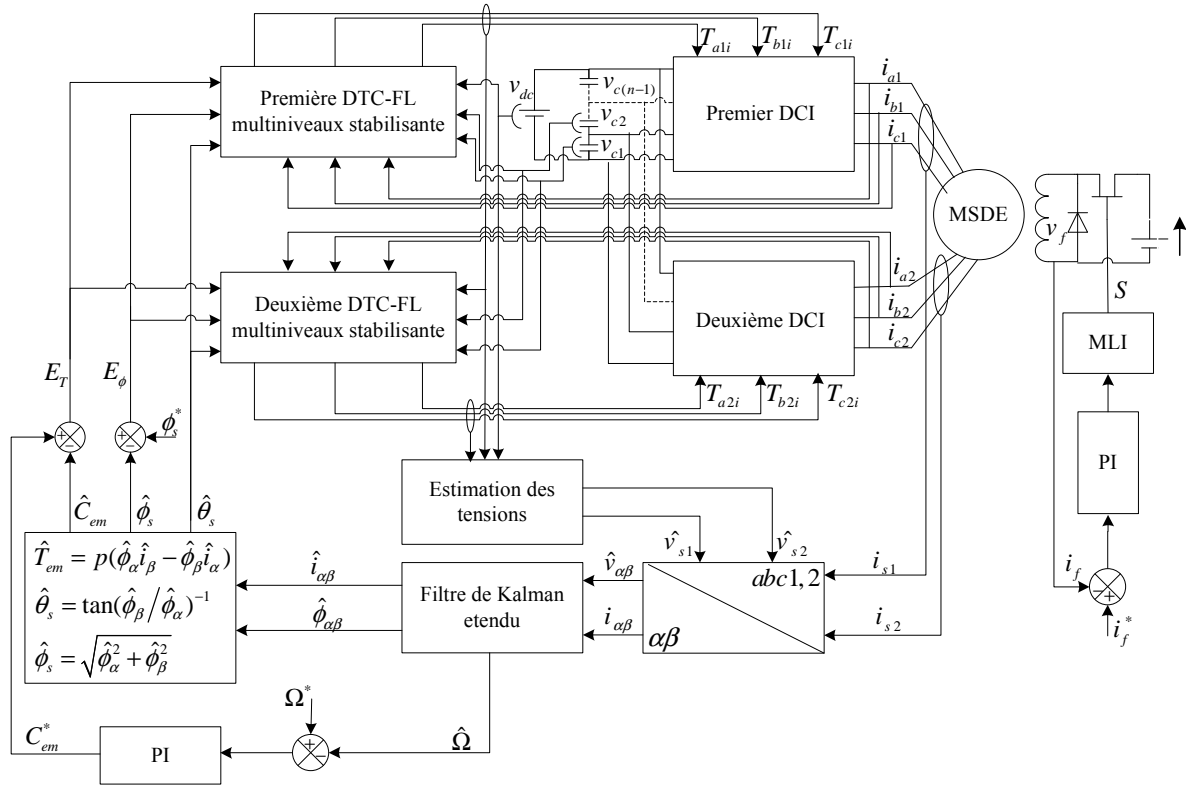


Figure (IV.18): Schéma global de la commande DTC-FL multiniveaux stabilisante de la MSDE sans capteur de vitesse.

IV.16. Simulation de la DTC-FL multiniveaux stabilisante sans capteur de vitesse

Afin d'évaluer les performances de la commande proposée, nous avons soumis notre système à divers tests de simulation. Les résultats de simulation sont obtenus en adoptant les paramètres de l'observateur suivants :

$$[Q] = \begin{bmatrix} 100 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 100 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0_s & 0 & 0.1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.1 \end{bmatrix}, [P] = \begin{bmatrix} 0.1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 10^{-5} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 10^{-5} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 10^{-5} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.1 \end{bmatrix}, [R] = \begin{bmatrix} 0.12 & 0 \\ 0 & 0.12 \end{bmatrix}$$

Le système est simulé dans deux situations de fonctionnement différentes, la première concerne le fonctionnement avec une variation de charge et de la vitesse rotorique, la deuxième c'est le fonctionnement à basses vitesses.

IV.16.1. Fonctionnement avec variations de la charge et de la vitesse de référence

Le système est chargé au début de démarrage avec un couple nominal de 11 Nm pour une vitesse de référence 100 rad/s. Le couple résistant change de 11 Nm à 0 Nm à l'instant $t=1$ s, à l'instant $t=1.5$ s on inverse le sens de rotation de la MSDE de 100rad/s à -100 rad/s. Les résultats de simulation de ce mode de fonctionnement sont illustrés dans les figures (IV.19) et (IV.20) pour l'onduleur à trois et à cinq niveaux respectivement.

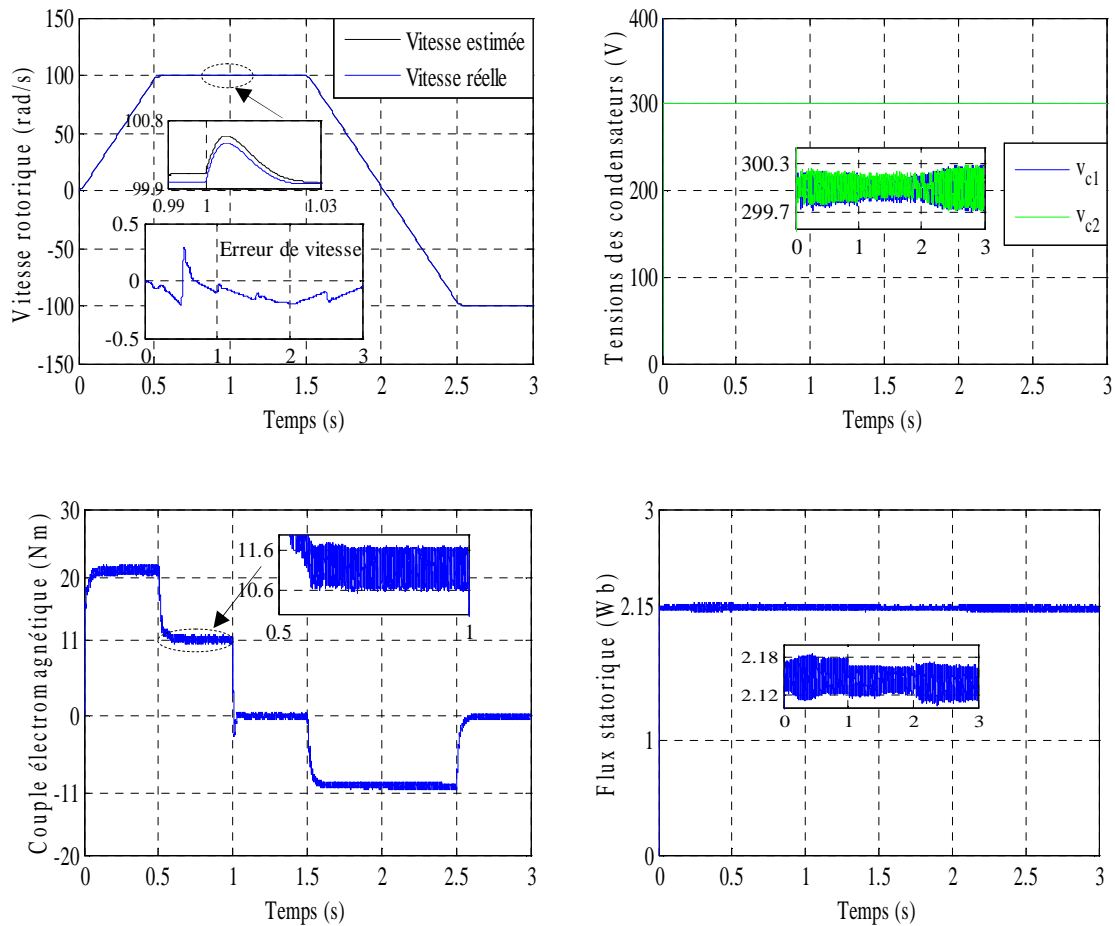
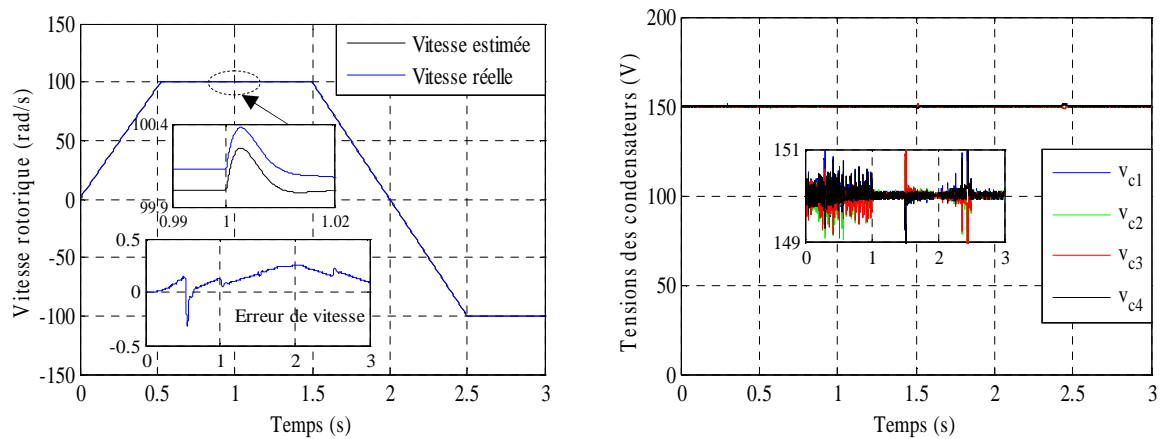


Figure (IV.19): Performances de la commande DTC-FL à trois niveaux stabilisante de la MSDE sans capteur de vitesse pour le mode de fonctionnement de variations de charge et de vitesse.



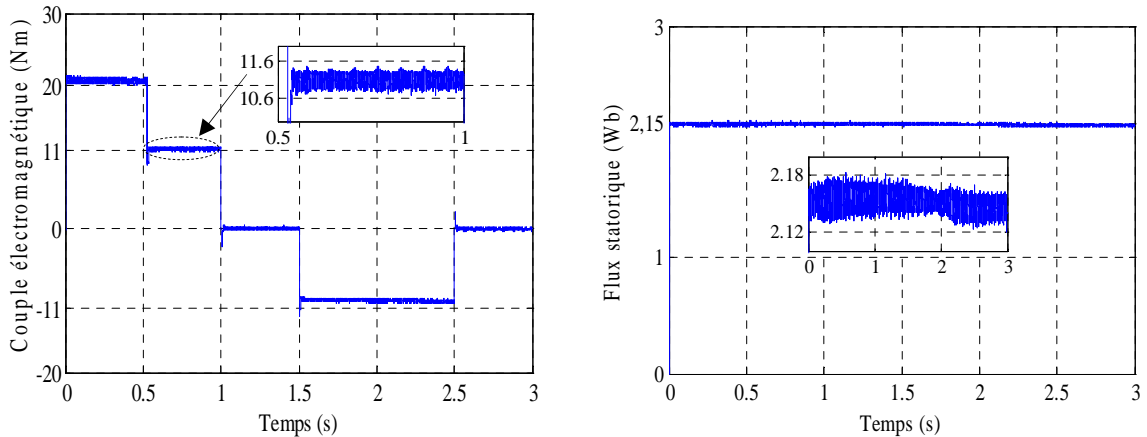


Figure (IV.20): Performances de la commande DTC-FL à cinq niveaux stabilisante de la MSDE sans capteur de vitesse pour le mode de fonctionnement de variations de charge et de vitesse.

IV.16.2. Fonctionnement à basses vitesses

Il est à signaler que la MSDE est accélérée au début à une vitesse de référence 10rad/s, puis à l'instant $t=0.5s$ la MSDE est accélérée à nouveau à une vitesse référence de 100rad/s, la consigne du couple résistant est changée de 11Nm à 0Nm à l'instant $t=1.5s$, en fin la MSDE est décélérée à une vitesse de référence (-10rad/s) à l'instant $t=1.5s$.

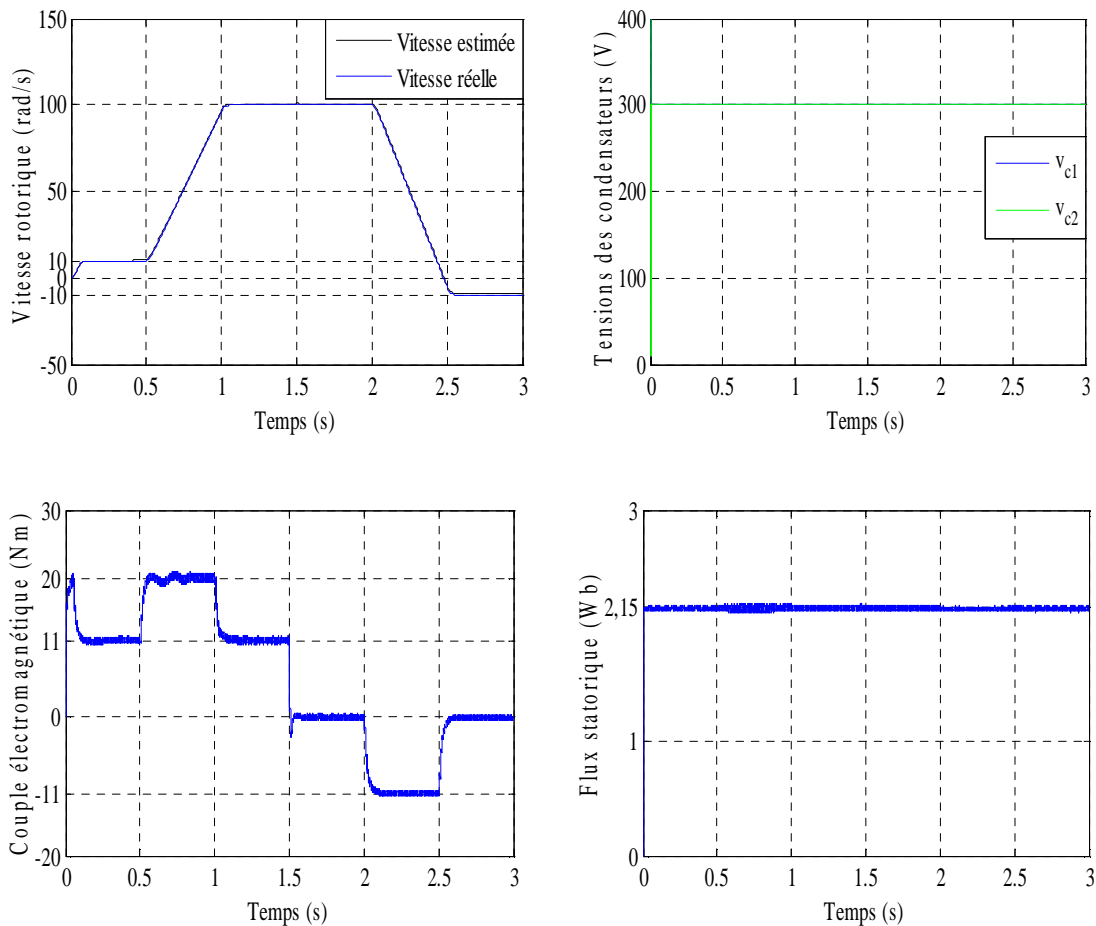


Figure (IV.21): Performances de la commande DTC-FL à trois niveaux stabilisante de la MSDE sans capteur de vitesse pour le mode de fonctionnement à basses vitesses.

Les figures (IV.21) et (IV.22) représentent les résultats de simulation de la commande DTC-FL à trois et à cinq niveaux stabilisante respectivement de la MSDE sans capteur de vitesse.

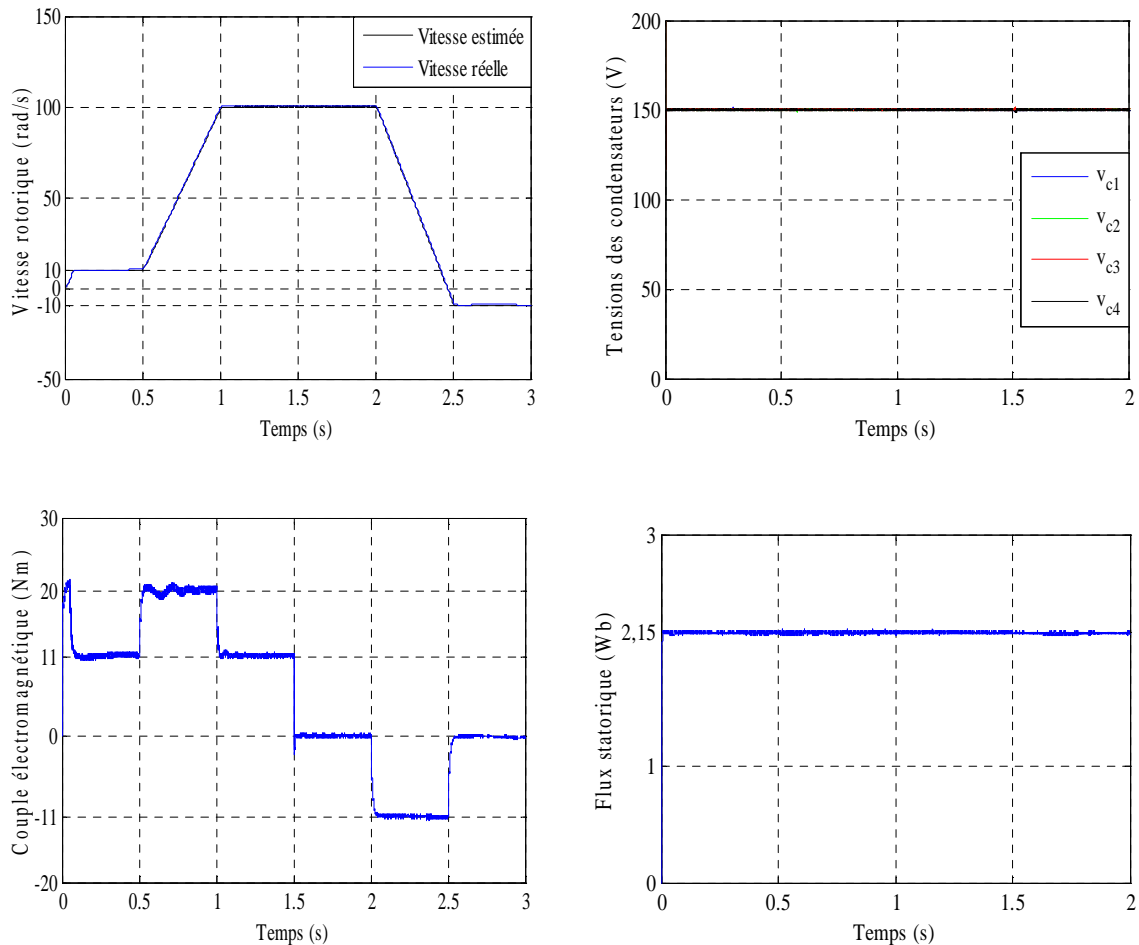


Figure (IV.22): Performances de la commande DTC-FL à cinq niveaux stabilisante de la MSDE sans capteur de vitesse pour le mode de fonctionnement à basses vitesses.

IV.16.3. Interprétations des résultats de simulation

Les résultats de simulation montrent que :

- Les tensions aux bornes des condensateurs sont stables indépendamment du régime de fonctionnement,
- Le flux statorique suit sa référence,
- La vitesse présente une chute rejetée rapidement puis se stabilise à sa valeur de référence,
- Le couple électromagnétique rejoint sa valeur de référence après un régime transitoire avec une réponse rapide,
- Le découplage entre le couple et le flux est maintenu ce qui nous permet de les contrôler indépendamment l'un de l'autre,
- L'allure de la vitesse réelle est confondue avec l'allure de la vitesse estimée avec une faible erreur d'estimation.

- Les ondulations du couple et du flux de la commande à cinq niveaux sont nettement réduites par rapport à celles de la commande à trois niveaux.

On peut conclure que l'algorithme de réglage sans capteurs proposé possède une large capacité de réglage de vitesse et une bonne réponse aussi bien en régime transitoire qu'en régime statique.

Les résultats de simulation obtenus pour l'estimation de la vitesse sont très satisfaisants de point de vue erreur d'estimation, robustesse et stabilité du système d'entraînement global dans des conditions de fonctionnement telles que la variation de vitesse, la variation de charge et le fonctionnement à basses vitesses.

IV.17. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons focalisé sur l'application de la logique floue à la commande DTC de la MSDE sans capteur de vitesse. Après avoir présenté une description générale de la théorie logique floue, nous nous sommes intéressés principalement à l'application de cette technique sur la commande DTC multiniveaux stabilisante.

A partir des résultats de simulation on peut conclure que la commande proposée pour la MSDE sans capteur de vitesse possède de très bonnes performances statiques et dynamiques. Elle garantit une robustesse vis-à-vis la variation de la charge, une bonne poursuite de la vitesse référence et assure un découplage parfait entre le flux et le couple. Ces résultats de simulation montrent aussi que l'exploitation de la technique stabilisante dans la commande DTC-FL améliore remarquablement ses performances, il donne de bons résultats en termes de réduction des ondulations du couple électromagnétique et du flux statorique.

Chapitre V

DTC basée sur les réseaux de neurones de la MSDE sans capteur de vitesse

V.1. Introduction

Le cerveau humain est capable de s'adapter, d'apprendre et décider, et c'est sur ce fait que des chercheurs se sont intéressés à comprendre son principe de fonctionnement et de pouvoir l'appliquer au domaine de l'informatique. C'est ainsi que dans les années cinquante on formalise le neurone en un modèle mathématique à partir du modèle biologique [63].

Les réseaux de neurones artificiels (en anglais : Artificial Neural Networks (ANN)) constituent une approche fondamentalement nouvelle dans le traitement de l'information. Ce sont des systèmes parallèles, adaptatifs et distribués dont le fonctionnement imite celui des réseaux de neurones biologiques tout en reproduisant leurs caractéristiques de base [64]. Du point de vue structurel, un réseau de neurones est d'un certain nombre d'unités de traitement simples appelées neurones formels ou artificiels. Ces derniers sont connectés entre eux de façon à produire la réponse correspondant aux entrées reçues par le réseau.

Aujourd'hui un certain nombre de modèles regroupés dont l'intention est d'imiter certaines des fonctions du cerveau humain en reproduisant certaines de ses structures de base. Historiquement, les origines de cette discipline sont très diversifiées. En 1943, McCulloch et Pitts étudièrent un ensemble de neurones formels interconnectés et montrèrent leurs capacités à calculer certaines fonctions logiques [65]. Le renouveau actuel des réseaux de neurones est dû à des contributions originales comme celle de Hopfield en 1982 [66], qui a montré l'analogie des réseaux de neurones avec certains systèmes physiques, ce qui a permis de leur appliquer un formalisme riche et bien maîtrisé. En 1985, de nouveaux modèles mathématiques ont permis de dépasser les limites du perceptron. Les premières applications pratiques des réseaux de neurones ont alors vu le jour.

Les réseaux de neurones artificiels ne sont plus de simples outils de filtrage réservés à des spécialistes de la programmation, mais deviennent des outils courants dans un grand nombre de domaines. Beaucoup d'applications ont vu le jour, par exemple : domaine financier, domaine aérospatial, domaine automobile, domaine de la défense, domaine du traitement du signal et de la classification et domaine du contrôle/commande. La liste est loin d'être exhaustive, mais elle témoigne de la vitalité de ce secteur de recherche. En témoigne aussi le fait que les réseaux de neurones artificiels, de plus en plus formalisés, sont devenus une discipline d'enseignement en écoles d'ingénieurs et dans les cursus de deuxième et troisième cycles universitaires [65].

Parmi les inconvénients de la commande DTCC : une réponse lente pour les faibles changements du flux statorique et du couple électromagnétique, taille et complexité des tables de commutations lorsque le nombre des niveaux des onduleurs est élevé. Afin d'améliorer les performances de la commande DTCC beaucoup de contributions ont été apportées dans la commande DTC basée sur les réseaux de neurone artificiel (DTC-ANN) [67].

Dans ce chapitre, nous présentons brièvement quelques notions générales sur les réseaux de neurone, ensuite les caractéristiques du neurone artificiel, puis on applique l'algorithme des réseaux de neurones à la commande DTC multiniveaux de la MSDE sans capteur mécanique.

V.2. Généralité sur les réseaux de neurones

L'origine des réseaux de neurones vient de l'essai de modélisation mathématique du cerveau humain. Les premiers travaux datent de 1943 et sont l'œuvre de MM. Mac Culloch et Pitts. Ils supposent que l'impulsion nerveuse est le résultat d'un calcul simple effectué par chaque neurone et que la pensée née grâce à l'effet collectif d'un réseau de neurones interconnectés. Ils ont connu des débuts prometteurs vers la fin des années 50, mais le manque d'approfondissement de la théorie a gelé ces travaux jusqu'aux années 80.

V.2.1. Neurone biologique

Le neurone est une cellule composée d'un corps cellulaire et d'un noyau. Le corps cellulaire se ramifie pour former ce que l'on nomme les dendrites. Celles-ci sont parfois si nombreuses que l'on parle alors de chevelure dendritique ou d'arborisation dendritique. C'est par les dendrites que l'information est acheminée de l'extérieur vers le soma, corps du neurone [52]. L'information traitée par le neurone chemine ensuite le long de l'axone (unique) pour être transmise aux autres neurones. La transmission entre deux neurones n'est pas directe. En fait, il existe un espace intercellulaire de quelques dizaines d'Angstroms entre l'axone du neurone afférent et les dendrites (on dit *une dendrite*) du neurone efférent. La jonction entre deux neurones est appelée la synapse, la figure (V.1) représente un neurone biologique.

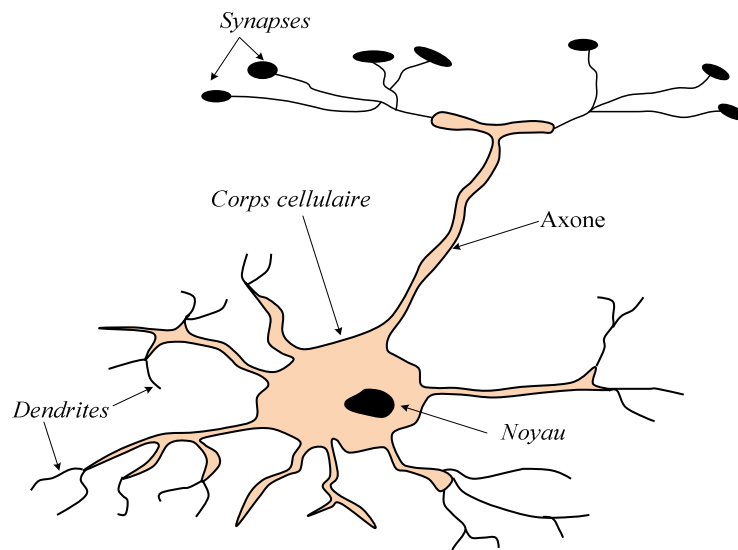


Figure (V.1): Schéma simplifié d'un neurone biologique.

- **Corps cellulaire** : qui contient le noyau de la cellule nerveuse, est l'endroit où prend naissance l'influx, qui représente l'état d'activité du neurone.
- **Dendrites** : sont des ramifications tubulaires courtes formant une espèce d'arborescence autour du corps cellulaire. Elles sont les entrées principales du neurone, qui captent l'information venant d'autres neurones.
- **Axone** : est une longue fibre nerveuse qui se ramifie à son extrémité. C'est la sortie du neurone et le support de l'information vers les autres neurones.
- **Synapse** : communique l'information, en la pondérant par un poids synaptique, à un autre neurone, elle est essentielle dans le fonctionnement du système nerveux.

V.2.2. Neurone formel

Le neurone formel est une modélisation mathématique très simple qui a pour but de reproduire le raisonnement « intelligent » d'une manière artificielle, tel que la sommation et la comparaison. Chaque neurone formel calcule une sortie unique sur la base des informations qu'il reçoit.

Le premier modèle du neurone formel a été présenté par *Culloch* et *Pitts*. D'une façon générale, un neurone formel est un élément de traitement qui fait une somme des potentiels d'action venant de n entrées x_1, \dots, x_n pondérée par des coefficients, dits poids synaptique (les potentiels des entrées ont des valeurs numériques). Si la somme de ces potentiels dépasse un certain seuil (fonction de seuillage F , ou fonction d'activation), le neurone est activé et transmet une réponse dont la valeur est celle de son activation. Si le neurone n'est pas activé, il transmet rien la figure (V.2) représente un neurone formel.

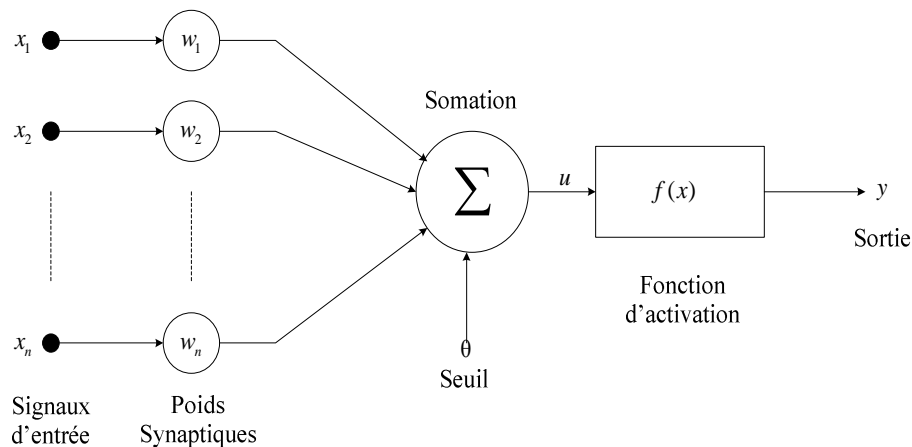


Figure (V.2): Modélisation d'un neurone formel.

Chaque neurone est relié à différentes entrées (x_n). Celles-ci sont soit les variables d'entrées du réseau, soit les sorties des couches précédentes. Chacune de ces entrées est pondérée par un poids (w_i). Un poids total S est ainsi calculé après rajout du biais (β) propre à chaque neurone. Ce poids normalisé entre -1 et 1 indique le degré d'activation du neurone. Une fonction sigmoïde (f) est alors utilisée pour la propagation de l'information et donne une sortie (y) toujours normalisée entre -1 et 1. Toutes les informations sont alors stockées dans la

valeur des poids et un algorithme d'apprentissage par rétropropagation, sur de nombreux exemples est nécessaire à l'optimisation d'une solution.

Le neurone formel est donc un automate booléen dont la sortie y est tel que :

$$y = \begin{cases} 1 & \text{si } S > \beta \\ 0 & \text{si } S < \beta \end{cases} \quad (\text{V.1})$$

Avec :

$$y = f(x) \text{ et } S = \sum_{i=1}^n w_i x_i$$

Les grandeurs intervenant dans la relation (V.1) sont définies comme suit :

- x_i : Représente la $i^{\text{ème}}$ entrée du neurone formel,
- y : Sortie de neurone,
- b : Seuil du neurone,
- w_i : Paramètres de pondération,
- f : Fonction de seuillage,
- S : Somme pondérée des entrées x_i .

V.3. Modélisation générale des réseaux de neurones

D'une façon plus générale, on peut définir un neurone formel par les cinq éléments suivants :

- 1- La nature de ses entrées;
- 2- La fonction d'entrée totale qui définit le prétraitement effectué sur les entrées;
- 3- La fonction d'activation (ou d'état) du neurone qui définit son état interne en fonction de son entrée totale;
- 4- La fonction de sortie qui calcule la sortie du neurone en fonction de son état d'activation;
- 5- La nature de la sortie du neurone.

V.3.1. Nature des entrées et des sorties

Elles peuvent être :

Binaires : (0, 1).

Réelles : (-1, +1).

V.3.2. Fonction d'entrée totale

h Peut être :

- Booléenne,
- Linéaire : $h(x_1, \dots, x_n) = \sum_i^n \omega_i x_i$,

- Affine : $h(x_1, \dots, x_n) = \sum_i^n \omega_i x_i - \theta$.

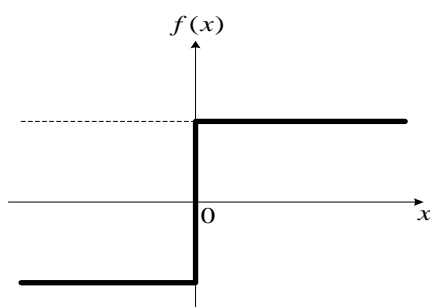
Ces deux derniers cas sont les plus fréquents. Dans le deuxième on peut interpréter $(-\theta)$ comme l'utilisation d'un neurone qui fournirait toujours l'entrée -1 au neurone étudié. Cette notation sera particulièrement utile lorsque nous aborderons les problèmes d'apprentissage avec des fonctions d'activations à seuil.

- Polynomiale de degré supérieur à deux.

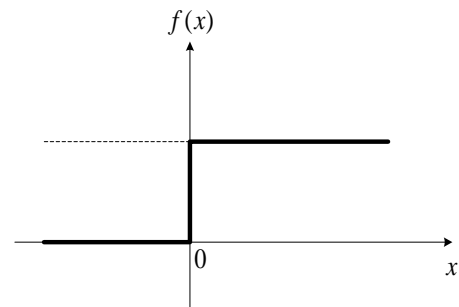
V.3.3. Fonction d'activation

C'est une fonction présentée généralement par une non linéarité appelée aussi fonction de seuil. Elle permet de définir l'état interne du neurone en fonction de son entrée totale et rendre l'activité du neurone bornée. Les fonctions les plus souvent utilisées sont représentées par la figure (V.3). Afin d'améliorer les performances du modèle de *W.Mc Culloch* et *W.Pitts*, les chercheurs ont adopté d'autres fonctions d'activation que la fonction seuil (0,1):

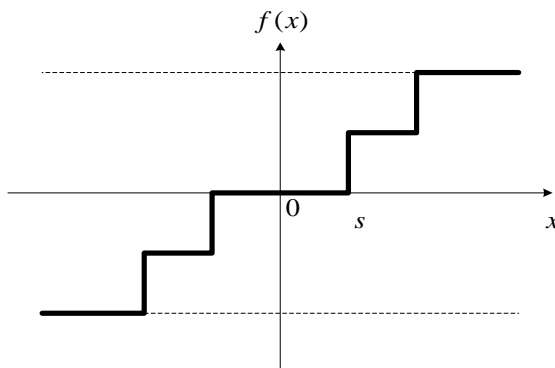
- La fonction à seuil binaire (fonction de Heaviside ou signe),
- La fonction linéaire à seuil (fonction de saturation),
- La fonction sigmoïde : $f(x) = a(e^{kx} - 1)/(e^{kx} + 1)$, est la plus utilisée,
- La fonction probabiliste (gaussienne).



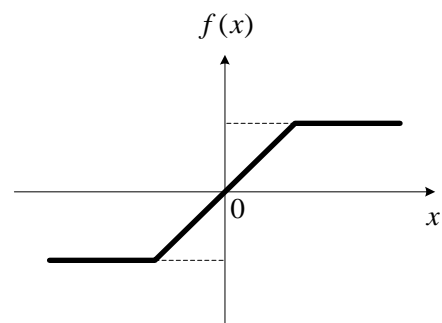
a. Fonction signe



b. Fonction Heaviside



d. Fonction linéaire multiseuil



c. Fonction à seuil

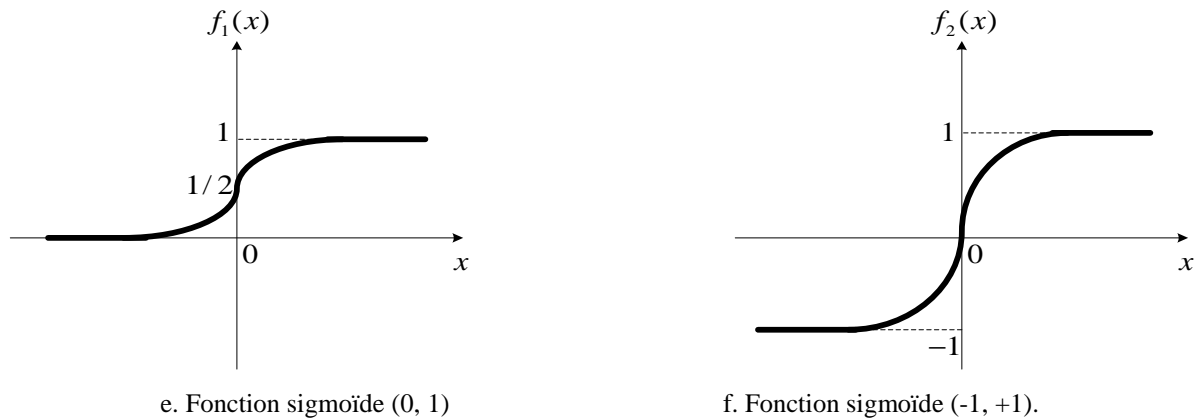


Figure (V.3): Fonctions d'activations.

V.3.4. Fonction de sortie

La fonction de la sortie du neurone détermine les réponses en fonction de l'état d'activation. Elle est souvent représentée par la fonction identité. On a donc :

$$y = f(x) \quad (\text{V.2})$$

V.3.5. Nature de la sortie

La combinaison des trois fonctions (d'entrée, d'activation et de sortie) définit le type de neurone voir la figure (V.2).

V.4. Architecture des réseaux de neurones

Un neurone réalise simplement une fonction non linéaire, paramétrée sur variables d'entrée. L'intérêt des neurones réside dans les propriétés que résultent de leur association en réseaux, c'est-à-dire de la composition des fonctions non linéaires réalisées par chacun des neurones. On distingue deux types de réseaux de neurones; les réseaux à couche (non bouclés) et les réseaux entièrement connectés (bouclés) [68].

V.4.1. Réseaux non bouclés (statiques)

Un réseau de neurones non bouclé réalise une (ou plusieurs) fonctions algébriques de ses entrées, par composition des fonctions réalisées par chacun de ses neurones.

Un réseau de neurones non bouclé est représenté graphiquement par un ensemble de neurones "connectés" entre eux, l'information circulant des entrées vers les sorties sans "retour en arrière". Si l'on représente le réseau comme un graphe dont les nœuds sont les neurones et les arêtes les "connexions" entre ceux-ci, le graphe d'un réseau non bouclé est acyclique. Le terme "connexions" est une métaphore : dans la très grande majorité des applications, les réseaux de neurones sont des formules algébriques dont les valeurs numériques sont calculées par des programmes d'ordinateurs, non des objets physiques (circuits électroniques spécialisés), néanmoins, le terme de connexion, issu des origines biologiques des réseaux de neurones, est passé dans l'usage, car il est commode quoique trompeur. Il a même donné

naissance au terme de connexionnisme, la figure (V.4) représente un réseau de neurones non bouclé.

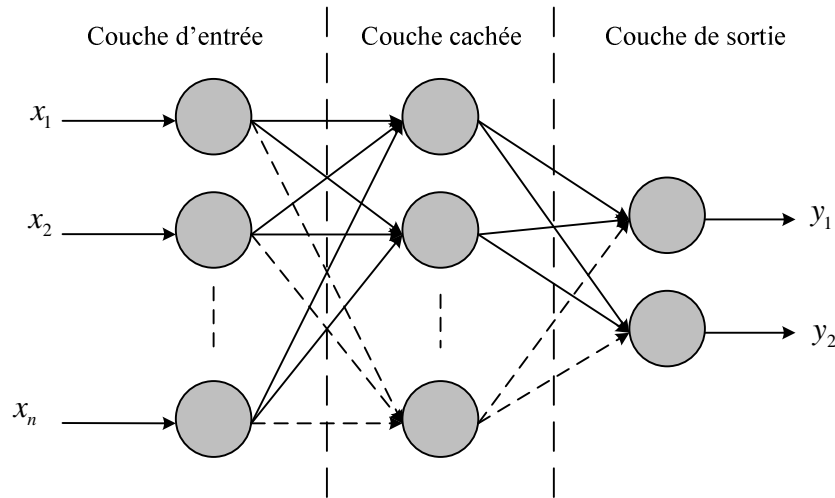


Figure (V.4): Réseau de neurone non bouclé.

V.4.2. Réseaux bouclés (dynamiques)

Contrairement aux réseaux de neurones non bouclés dont le graphe de connexions est acyclique, les réseaux de neurones bouclés peuvent avoir une topologie de connexions quelconque, comprenant notamment des boucles qui ramènent aux entrées la valeur d'une ou plusieurs sorties. Pour qu'un tel système soit causal, il faut évidemment qu'à toute boucle soit associé un *retard* : un réseau de neurones bouclé est donc un système dynamique, régi par des équations différentielles, comme l'immense majorité des applications sont réalisées par des programmes d'ordinateurs, on se place dans le cadre des systèmes à temps discret, où les équations différentielles sont remplacées par des équations aux différences.

Un réseau de neurones bouclé à temps discret est donc régi par une (ou plusieurs) équations aux différences non linéaires, résultant de la composition des fonctions réalisées par chacun des neurones et des retards associés à chacune des connexions. Le comportement dynamique d'un réseau de neurones bouclé est représenté sur la figure (V.5)

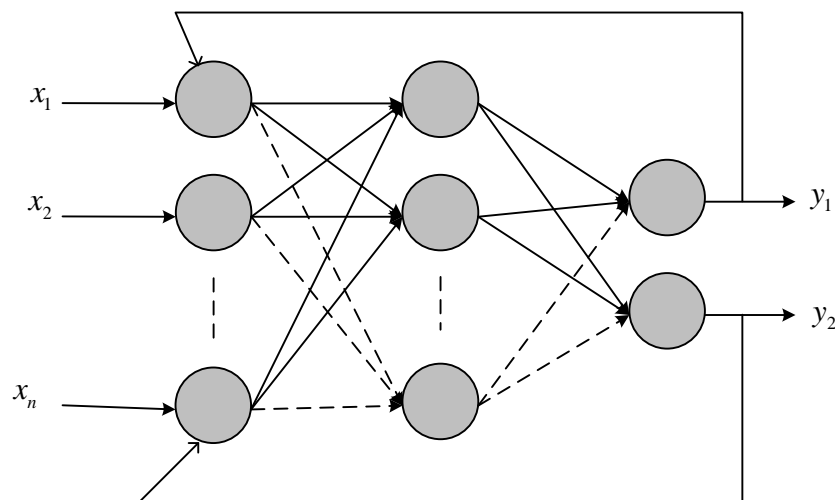


Figure (V.5): Réseau de neurone bouclé.

V.5. Apprentissage des réseaux de neurones

L'apprentissage et l'adaptation constituent deux caractéristiques essentielles des réseaux de neurones. Le rôle de l'apprentissage est de définir le poids de chaque connexion. De nombreuses règles existent pour modifier le poids des connexions et donc pour arriver à un apprentissage correct [63]. Lorsque la phase d'apprentissage est achevée, le réseau doit être capable de faire les bonnes associations pour les vecteurs d'entrées qu'il n'aura pas appris. C'est l'une des propriétés importante dans les réseaux de neurones, car elle permet de donner la capacité de reconnaître des formes ressemblantes et même dégradées des prototypes, c'est la phase de reconnaissance.

Les algorithmes d'apprentissages donnent des meilleurs résultats lorsqu'on leur fournit des exemples multiples et variés, ainsi le réseau peut assimiler toutes les connaissances. Il existe différentes règles d'apprentissage parmi les quelles on peut distinguer :

V.5.1. Apprentissage supervisé

Un superviseur, ou professeur, fournit au réseau des couples d'entrées-sorties. Il fait apprendre au réseau l'ensemble de ces couples, par une méthode d'apprentissage, comme la rétro-propagation du gradient de l'erreur, en comparant pour chacun d'entre eux la sortie effective du réseau et la sortie désirée. L'apprentissage est terminé lorsque tous les couples entrées-sorties sont reconnus par le réseau. Ce type d'apprentissage illustré par la figure (V.6) se retrouve, entre autres, dans le perceptron.

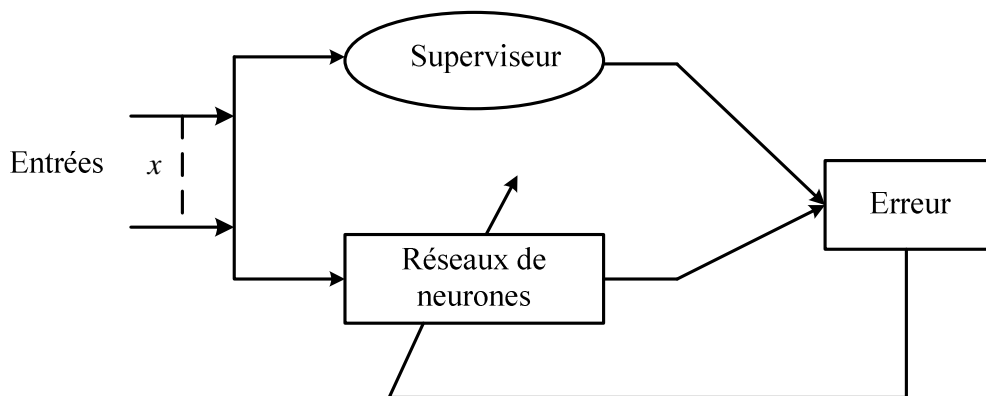


Figure (V.6): Illustration de l'apprentissage supervisé.

V.5.2. Apprentissage non supervisé

Cet apprentissage consiste à détecter automatiquement des régularités qui figurent dans les exemples présentés et à modifier les poids des connexions pour que les exemples ayant les mêmes caractéristiques de régularité provoquent la même sortie. Les réseaux auto-organiseurs de Kohonen sont les réseaux à apprentissage non supervisé les plus connus comme présenté par la figure (V.7).

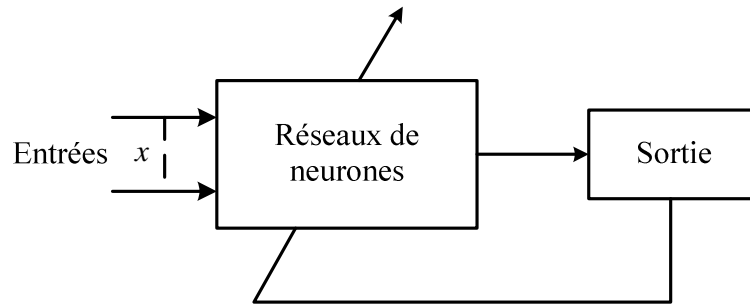


Figure (V.7): Illustration de l'apprentissage non supervisé.

V.5.3. Apprentissage auto-supervisé

Le réseau de neurone évalue lui-même ses performances, sans l'aide d'un « professeur ». Un objet est présenté à l'entrée du réseau de neurones, à qui on a indiqué la classe à laquelle appartient cet objet. Si le réseau ne le classe pas correctement, il mesure lui-même l'erreur qui le faîte, et propage cette erreur vers l'entrée. Le réseau procède à autant d'itérations qu'il est nécessaire jusqu'à obtenir la réponse correcte.

V.6. Règles d'apprentissage des réseaux de neurones

Les stratégies de modification des poids synaptiques sont dérivées des règles générales suivantes :

- La règle de *Hebb* ou le poids des connexions entre deux processeurs élémentaires est renforcée si les deux processeurs élémentaires sont activés simultanément,
- La règle *Widrow-Hoff* ou règle Delta règle où le poids synaptique est adapté pour obtenir la diminution de l'erreur entre la sortie réelle du processeur élémentaire et la sortie désirée,
- L'apprentissage compétitif dans lequel tous les processeurs élémentaires sont en compétition basée sur une mesure de similarité entre l'exemple de référence associé à chaque processeur et l'exemple d'entrée,
- Les expressions précises des règles dépendent très étroitement de la nature des fonctions d'entrée totale, des fonctions d'activation et de la nature continue ou discrète des informations continues dans les cellules des neurones.

V.6.1. Règle de Hebb

La règle de *Hebb* est le premier mécanisme d'évolution proposé sur les synapses. Son interprétation pour les réseaux de neurone formels est la suivante :

On considère que si deux neurones connectés entre eux sont activés aux mêmes moments, la connexion qui les relie doit être renforcée et elle n'est pas modifiée, dans le cas contraire. C'est-à dire que le poids w_{ij} d'une connexion entre un neurone i et un neurone j augmente quand les deux neurones sont activés en même temps et il n'est pas modifié, dans le cas contraire.

Si nous prenons, à titre d'exemple, la figure suivante représente les différentes connexions.

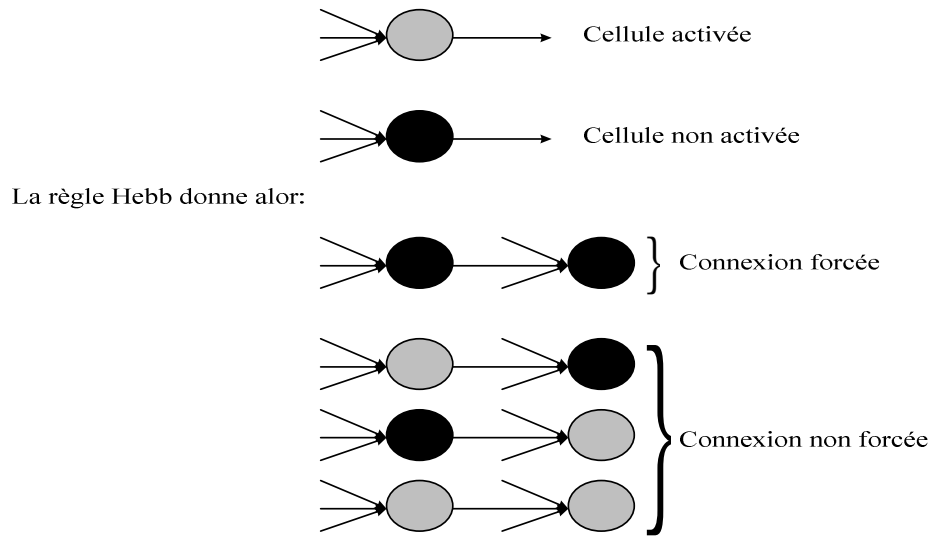


Figure (V.8): Règle de Hebb.

Ceci se traduit par :

Lorsque la connexion entre deux cellules est très forte, quand la cellule émettrice s'active, la cellule réceptrice s'active aussi, il faut augmenter le poids de cette connexion lors de l'apprentissage.

Si la cellule émettrice s'active sans que la cellule réceptrice ne le soit, ou si la cellule réceptrice s'active alors que la cellule émettrice ne s'était pas activée, cela traduit bien le fait que la connexion entre les deux n'est pas prépondérante dans le comportement de la cellule réceptrice on peut donc dans la phase d'apprentissage laisser un poids faible à cette connexion.

En cas se basant sur ce principe, Hebb a donné la règle d'apprentissage suivante :

$$w_{ij}(t + \partial t) = w_{ij}(t) + \mu A_i A_j \quad (\text{V.3})$$

Avec :

$w_{ij}(t + \partial t) = w_{ij}(t)$: Les poids de la connexion entre le neurone i et le neurone j aux instants (t) et $t + \partial t$.

A_i et A_j : L'activation du neurone i et l'activation de neurone j ($\mu > 0$), sont des paramètres de l'intensité de l'apprentissage.

V.6.2. Règle de Widrow Hoff

La règle de *Widrow Hoff* ou règle delta proposée en 1960, consiste à modifier, à chaque pas, les poids et les biais afin de minimiser la somme des carrés des erreurs en sortie en utilisant la règle suivante :

$$w(k+1) = w(t) + \eta(t_k - y_k)x_k^T \quad (\text{V.4})$$

A chaque pas d'apprentissage k , l'erreur en sortie est calculée comme la différence entre la cible recherchée t et la sortie y du réseau.

$$E_k = e_k^T e_k = (t_k - y_k)_k^T (t_k - y_k) = \frac{1}{2} (t_k^T t_k + y_k^T y_k - 2y_k^T t_k) \quad (\text{V.5})$$

Le gradient de cette quantité par rapport à la matrice de poids w est donné par :

$$\frac{\nabla E_k}{w} = \frac{1}{2} \frac{\nabla (y_k y_k^T - 2y_k^T t_k)}{w} \quad (\text{V.6})$$

Le gradient se calcul comme suit :

$$\frac{\nabla E_k}{w} = \frac{\partial E_k}{\partial w} = \frac{\partial E_k}{\partial y_k} \frac{\partial y_k}{\partial w} \quad (\text{V.7})$$

D'après l'expression de E_c et avec $y_k = wx_k + b$, les dérivées partielles sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial E_k}{\partial y_k} = y_k - t_k \\ \frac{\partial (wx_k + b)}{\partial w} = x_k^T \end{array} \right. \quad (\text{V.8})$$

La mise à jour des poids se fait par l'équation :

$$w(k+1) = b(k) + \eta(t_k - y_k) = b - (k) - \eta \frac{\nabla E_k}{w} \quad (\text{V.9})$$

Avec :

η : le gain d'apprentissage ($0 < \eta < 1$) .

De même, on obtient l'expression de la modification du biais :

$$b(k+1) = b(k) + \eta(t_k - y_k) = b(k) - (k) - \eta \frac{\nabla E_k}{w} \quad (\text{V.10})$$

V.7. Différents modèles des réseaux de neurones

V.7.1. Modèle du perceptron

Présenté originellement par Rosenblatt, en 1958, le perceptron est la forme la plus simple du réseau de neurones. Il permet de classer correctement des objets appartenant à deux classes linéairement séparables.

V.7.1.1. Architecture du réseau

Le réseaux dans ce modèle est formé de trois couches : Une couche d'entrée (la rétine), fournissant des données à une couche d'association (intermédiaire), chargée des calculs, cela en fournissant la somme des impulsions qui lui viennent des cellules auxquelles elle est connectée, et elle répond généralement suivant une loi définie avec un seuil, elle fournit une réponse suivant la loi du tout-ou-rien (1 ou 0), elle-même connectée à la couche de sortie (couche de décision), qui interprète le résultat finale et représentant les exemples à mémoriser. Seule cette dernière couche renvoie des signaux à la couche intermédiaire, jusqu'à ce que leurs connexions se stabilisent, ce modèle de perceptron est présenté par la figure (V.9).

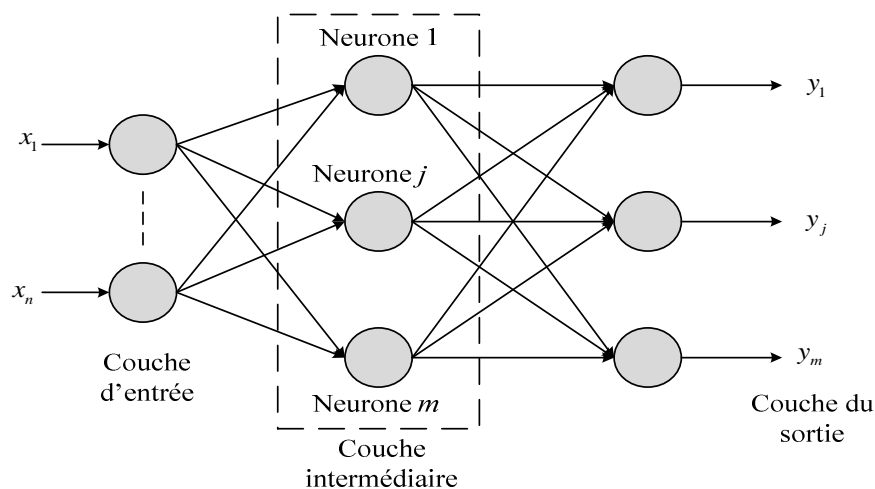


Figure (V.9): Modèle de perceptron.

V.7.1.2. Règle d'apprentissage

Les paramètres du perceptron, c'est à dire les points synaptiques des neurones, peuvent être déterminés grâce à un entraînement supervisé, effectué sur un ensemble de formes pré classifiées. La règle d'apprentissage du perceptron prend le nom de «règle de window hoff ». Pour apprendre, le perceptron doit savoir qu'il a commis une erreur, et il doit connaître la réponse qu'il aurait du donner. De ce fait, on parle d'apprentissage supervisé. L'apprentissage se produit jusqu'à ce que le perceptron soit capable de donner toutes les réponses correctes.

La fonction d'activation de ce type de réseaux est définie par l'équation linéaire suivante :

$$S_j = \sum_{i=1}^n w_{ij}x_i + \theta_j, \quad j = 1, \dots, m \quad (\text{V.11})$$

La sortie est définie par la fonction seuil :

$$y_j = f(S_j) = \begin{cases} 1 & S_j > 0 \\ 0 & S_j \leq 0 \end{cases} \quad (\text{V.12})$$

L'apprentissage de perceptron est de type supervisé. Cela consiste à présenter une série d'exemples des entrées x et des sorties désirées y . L'adaptation des poids de ce réseau n'est autre qu'un cas particulier de l'application de la méthode de la descente du gradient présentée ci-dessous :

$$w(t+1) = w(t) + \Delta w(t) \quad (\text{V.13})$$

Où : $\Delta w(t) = \eta(y_d(t) - y(t))x(t)$

Avec :

S_j : Représente la sortie d'un neurone,

w_{ij} : Poids synaptiques en provenance du $i^{\text{ème}}$ neurone de la couche d'entrée vers le $j^{\text{ème}}$ neurone de sortie,

θ_i : Paramètre qui agit sur le seuil en sortie,

n : Nombre de sortie,

m : Nombre d'élément du vecteur d'entrée,

η : Paramètre qui contrôle le taux d'apprentissage,

$y_d(t)$: Sortie désirée,

$w(t)$: Vecteur de poids.

Le réseau de ce perceptron est capable de résoudre des opérations logiques simples comme AND ou OR. En 1969, *Papert* et *Minsky*, démontrent les limites de ce perceptron. Ce dernier n'est efficace que pour les problèmes linéairement séparables. Ceci montre l'intérêt à généraliser l'algorithme du perceptron à un réseau à plus d'une couche [52].

V.7.2. Modèle d'Adaline

Conçu par B. Window dans les années 1960, l'Adaline (Adaptative Linear Élément) est un perceptron sans couche cachée, donc, à un seul neurone qui reçoit le stimulus arrivant de la couche d'entrée et donne la réponse correspondante.

V.7.2.1. Architecture du réseau

L'Adaline est un neurone qui possède des valeurs d'activation continues et une fonction d'activation linéaire comme présenté par la figure (V.10) :

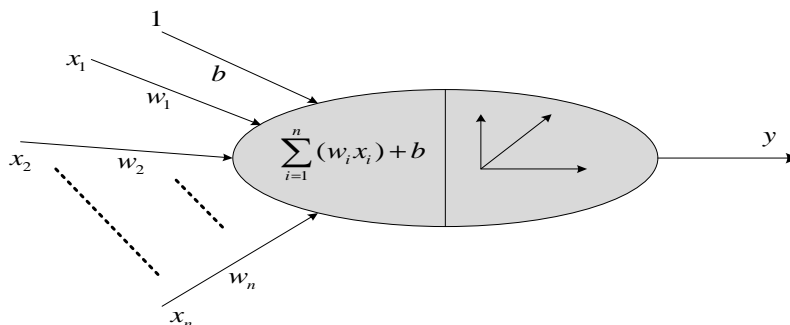


Figure (V.10): Architecture de l'Adaline.

V.7.2.2. Règle d'apprentissage

La règle d'apprentissage de l'adaline, appelée règle de Window Hoff ou LMS (règle de Moindre carrées) utilise la descente de gradient de la fonction de la somme des erreurs quadratiques, donnée par :

$$E(w) = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^m (t_k - y_k)^2 \quad (\text{V.14})$$

Avec :

$$y_k = w^t x_k$$

La descente du gradient donne la direction qui minimise $E(w)$:

$$w(t+1) = w(t) - \eta \nabla E(w) \quad (\text{V.15})$$

V.7.3. Modèle de Hophield

Le modèle de Hophield, présenté par la figure (V.11), a été proposé en 1982. C'est un réseau récurrent dont les cellules sont complètement interconnectées, il n'y a plus la notion de couche comme dans le perceptron. Les neurones sont à sorties binaires (à deux états -1 et 1 ou 0 et 1), dont la loi d'apprentissage est la règle de Hebb [65].

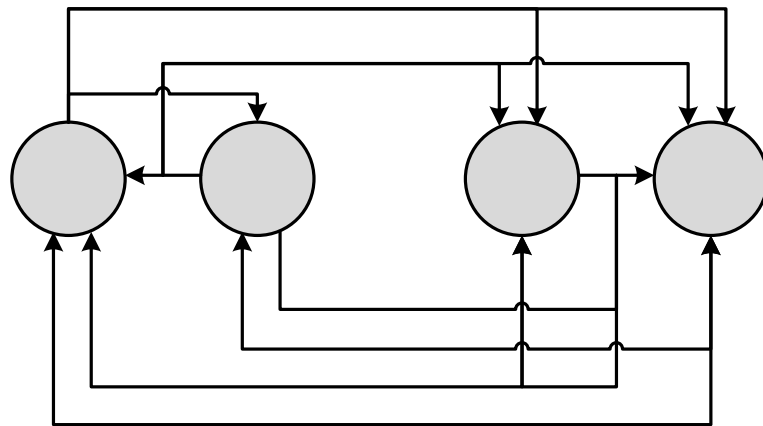


Figure (V.11): Architecture de Hophield.

V.7.4. Modèle de Kohonen

Le modèle a été proposé dès les années 70 par Von der Marsberg, puis par Kohonen. Ce modèle a pour objectif de représenter des données complexes. Il est réalisé à partir d'un réseau de K neurone à n entré et donc k sorti.

Les entrées sont des vecteurs à n composantes toutes connectées totalement aux k neurones du réseau par n_k connexions modifiables. Les neurones du réseau sont placés en général dans un espace de 1 ou 2 dimensions voir la figure (V.12).

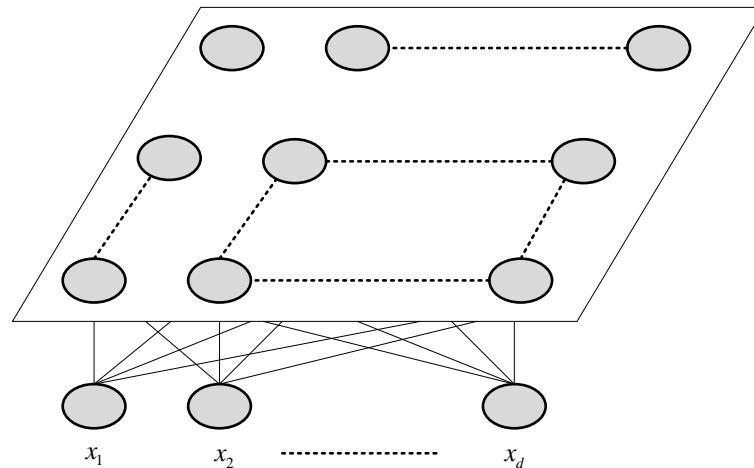


Figure (V.12): Architecture de Kohonen.

V.7.5. Modèle du perceptron multicouche

Ils sont une amélioration du perceptron comprenant une ou plusieurs couches intermédiaires dites cachées. Ils utilisent, pour modifier leurs poids, un algorithme de rétropropagation du gradient, qui est une généralisation de la règle de Window Hoff. Il s'agit toujours de minimiser l'erreur quadratique, ce qui est assez simple quand on utilise une fonction f dérivable (la sigmoïde par exemple) et consiste à propager la modification des poids de la couche de sortie jusqu'à la couche d'entrée [63].

V.7.5.1. Architecture de réseaux

Cette nouvelle architecture est le perceptron multicouches (ou MLP pour Multi Layer Perceptron en anglais). L'apparition de cette architecture a permis de résoudre les problèmes de classification non linéaire du perceptron et de dépasser les limites principales de celui-ci. L'idée principale est de grouper des neurones dans une couche. En plaçant ensuite bout à bout plusieurs couches et en connectant complètement les neurones de deux couches adjacentes. Les entrées des neurones de la deuxième couche sont donc en fait les sorties des neurones de la première couche [52]. La mise en cascade du perceptron conduit à ce qu'on appelle le perceptron multicouche comme illustre la figure (V.13).

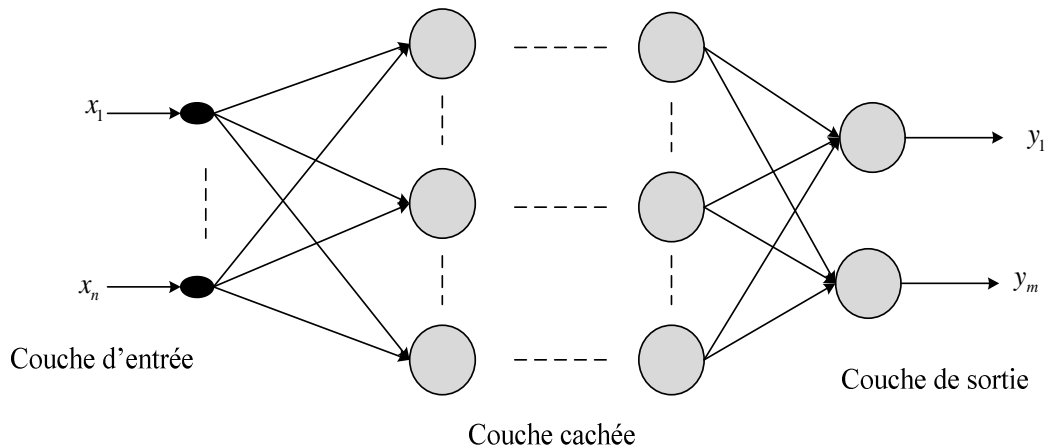


Figure (V.13): Architecture du perceptron multicouche.

Le perceptron multicouche est très utilisé en identification et en contrôle. Avec une couche cachée, il constitue une approximation universelle. De récentes recherches montrent qu'il peut être entraîné de manière à approximer n'importe quelle fonction entrées-sorties sous réserve de mettre suffisamment de neurones dans la couche cachée et d'utiliser des sigmoïdes comme fonctions d'activation [68].

Lorsque le vecteur de caractéristiques d'un objet est présenté à l'entrée du réseau, il est communiqué à tous les neurones de la première couche. Les sorties des neurones de cette couche sont alors communiquées aux neurones de la couche suivante et ainsi de suite. La dernière couche du réseau est appelée couche de sortie, les autres étant désignées sous le terme de couches cachées car les valeurs de sortie de leurs neurones ne sont pas accessibles de l'extérieur.

La fonction d'activation des neurones doit absolument être non linéaire, car sans elle, le perceptron multicouche ne ferait qu'implanter une série de transformations linéaires consécutives, qui pourraient dès lors se réduire à une seule. L'algorithme d'apprentissage des perceptrons multicouches, comme sous le nom d'algorithme de rétro propagation, nécessite toute fois que les fonctions d'activations des neurones soient continues et dérivable.

V.7.5.2. Règle d'apprentissage

L'apprentissage du perceptron multicouches est supervisé et consiste à adopter les poids des neurones de manière à ce que le réseau soit capable de réaliser une transformation donnée, présentée par un ensemble d'exemples constitué d'une suite de N vecteurs d'entrée $x_k = [x_{k1} \ x_{k2} \ \dots \ x_{kn}]^T$ associés à une autre suite de vecteurs de sorties désirées $T^k = [t_1^k \ t_2^k \ \dots \ t_n^k]^T$.

A chaque présentation d'un stimulus n° k on réalise les étapes successives suivantes :

- passage du stimulus de l'entrée vers la sortie du réseau;
- la rétro propagation de l'erreur dans le réseau pour la mise à jour des matrices des poids et de biais afin de réduire l'erreur entre la sortie obtenue et la cible recherchée.

V.8. Commande DTC-ANN multiniveaux de la MSDE

L'architecture de perceptron multicouche (MLP) a été choisie pour être appliquée à la commande DTC multiniveaux. Ce réseau qui peut être multiplexé pour chaque sortie du contrôleur possède des performances acceptable dans beaucoup d'applications industrielles [69, 70]. Le réseau de neurones contient trois couches : couche d'entrée, couches cachées et couche de sortie. Chaque couche se compose de plusieurs neurones. Le nombre de neurones dans la sortie et les couches dépend du nombre des variables des entrées et des sorties choisi. Le nombre de couches cachées et le nombre de neurones dans chacun dépendent de la dynamique du système et le degré désiré d'exactitude.

Pour réaliser un réseau de neurone il faut faire trois études principales :

Choix des variables d'entrées du ANN :

- Pour la première variable d'entrée, nous avons choisi l'erreur du flux statorique,
- Pour la deuxième variable d'entrée, nous avons choisi l'erreur du couple électromagnétique,
- Pour la troisième variable d'entrée nous avons opté pour la position du flux statorique dans le référentiel lié au stator.

Choix des variables de sortie du ANN :

La sortie représente les impulsions des interrupteurs de l'onduleur multiniveaux qui sont des valeurs binaires.

Construction de la base d'apprentissage :

La base d'apprentissage du ANN est mise sous forme de fichier ou de tableau matrice. Le réseau de neurones que nous avons utilisé est un réseau multicouche à connexion local qui utilise l'algorithme de rétro-propagation pour son apprentissage.

V.8.1. Commande DTC-ANN à trois niveaux de la MSDE

Les tables de commutation de la commande DTCC à trois niveaux de la MSDE sont utilisées comme des tables de matrice dans la commande DTC-ANN à trois niveaux. Il s'agit d'un réseau à trois neurones dans la couche d'entrée, 12 neurones dans la couche cachée, et 6 neurones dans la sortie comme le représente la figure (V.14).

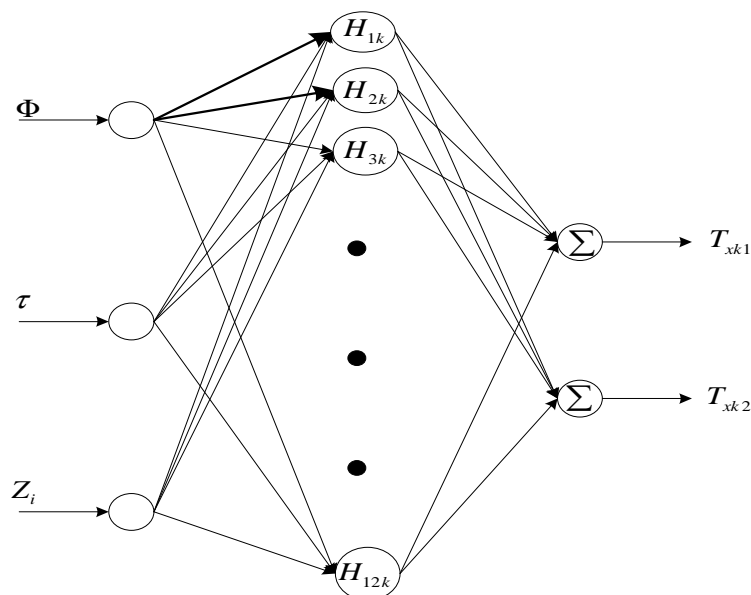


Figure (V.14): Structure du réseau de neurones appliqué à la commande DTC à trois niveaux.

V.8.2. Commande DTC-ANN à cinq niveaux de la MSDE

La figure (V.15) représente la structure du réseau neurone appliqué à la commande DTC à cinq niveaux de la MSDE. Dans cette commande les tables de commutation de la commande

V.9. Simulation de la DTC-ANN multiniveaux stabilisante sans capteur de vitesse

Afin d'évaluer les performances du système d'entraînement global et par conséquent les performances de l'algorithme d'estimation par le filtre de Kalman étendu, nous avons soumis notre système à divers tests de simulation tels que : la variation de la charge et l'inversion de sens de rotation de la machine. A noter que le flux de référence est imposé constant et égal à 2.15 Wb. Il est à noter que les paramètres retenus pour l'observateur sont :

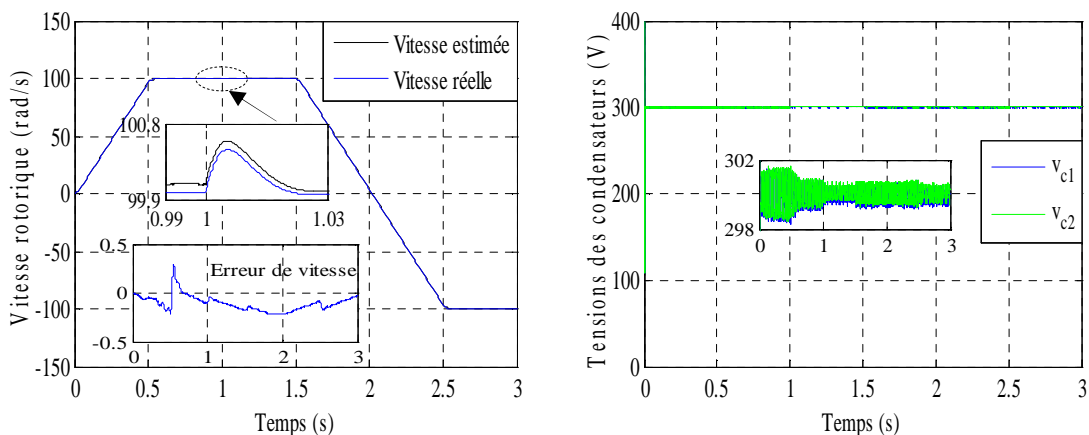
$$[Q] = \begin{bmatrix} 100 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 100 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0_s & 0 & 0.1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.1 \end{bmatrix}, [P] = \begin{bmatrix} 0.1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 10^{-5} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 10^{-5} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 10^{-5} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.1 \end{bmatrix}, [R] = \begin{bmatrix} 0.12 & 0 \\ 0 & 0.12 \end{bmatrix}$$

Les simulations de la commande DTC-ANN multiniveaux stabilisante de la MSDE sans capteur de vitesse en utilisant le filtre de Kalman étendu, nous est permis de voir les caractéristiques de quelques grandeurs fondamentales à savoir la vitesse rotorique, le couple électromagnétique, le module des flux statoriques et les tensions des condensateurs. Ainsi ces simulations sont effectuées pour les modes de fonctionnement suivants :

- Fonctionnement avec variation de la charge et la vitesse rotorique;
- Fonctionnement à basses vitesses.

V.9.1. Fonctionnement avec variations de la charge et de la vitesse de référence

Les résultats de simulation de la commande DTC-ANN à trois niveaux stabilisante sont illustrés par la figure (V.17) et ceux à cinq niveaux stabilisante sont illustrés par la figure (V.18) pour un fonctionnement avec variation de charge suivi par une inversion de vitesse. En effet, la MSDE est accélérée de l'arrêt à la vitesse de référence 100 rad/s, le système est chargé au démarrage avec un couple nominal de 11 Nm. A l'instant t=1 s le couple résistant change de 11 Nm à 0 Nm. Finalement on inverse le sens de rotation de la machine de 100 rad/s à -100 rad/s à l'instant t=1.5 s.



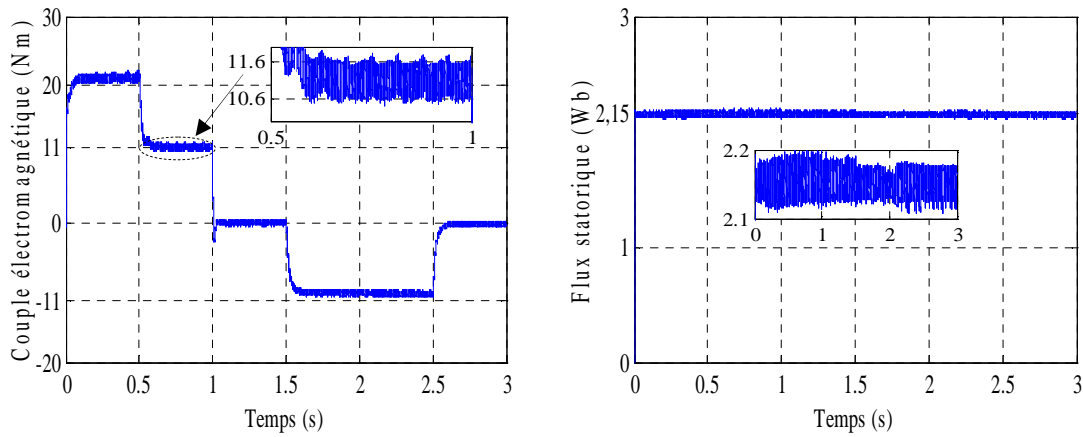


Figure (V.17): Performances de la commande DTC-ANN à trois niveaux stabilisante de la MSDE sans capteur de vitesse pour le mode de fonctionnement de variations de charge et de vitesse.

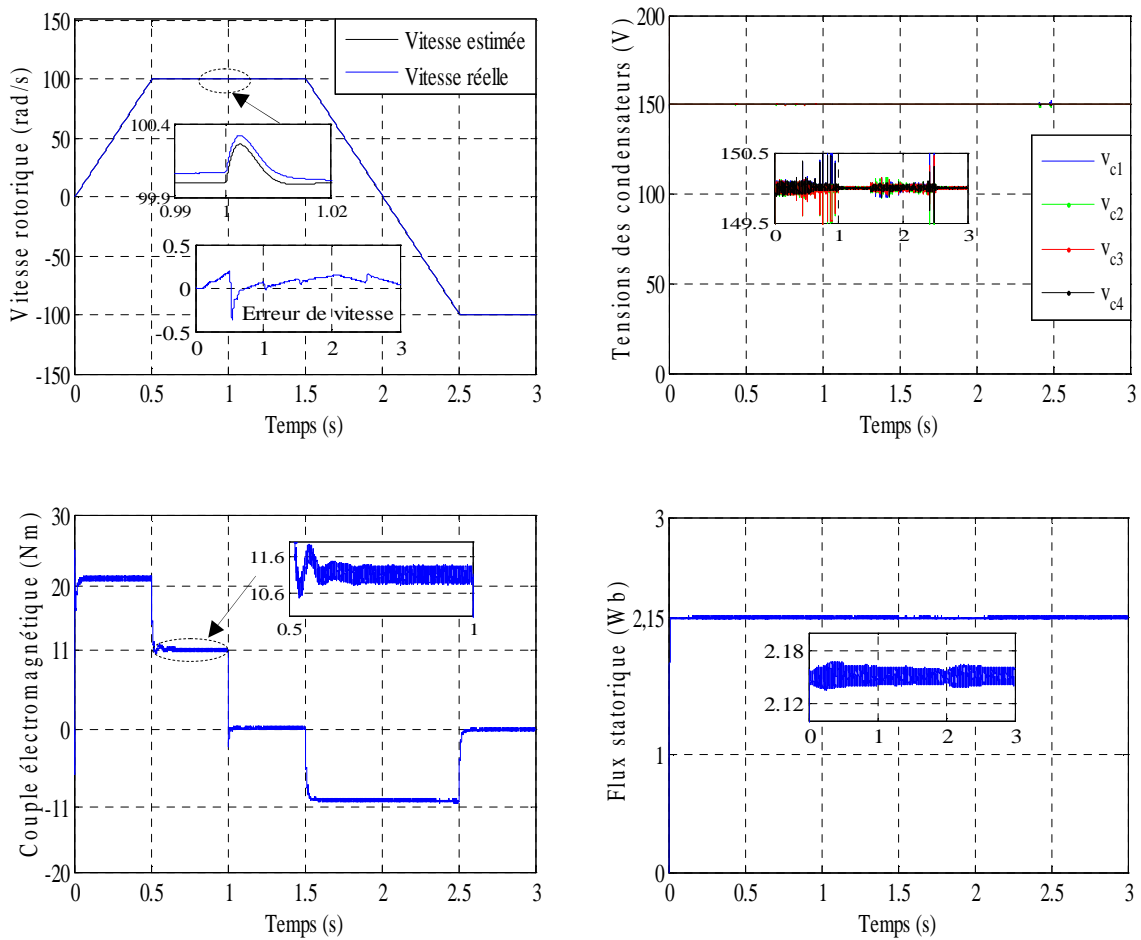


Figure (V.18): Performances de la commande DTC-ANN à cinq niveaux stabilisante de la MSDE sans capteur de vitesse pour le mode de fonctionnement de variations de charge et de vitesse.

V.9.2. Fonctionnement à basses vitesses

Les figures (V.19) et (V.20) représentent les résultats de simulation de la commande DTC-ANN à trois et à cinq niveaux stabilisante respectivement. La MSDE est accélérée au début à

une vitesse de référence 10 rad/s, puis à l'instant $t=0.5$ s la MSDE est accélérée à nouveau à une vitesse de référence 100 rad/s. Le couple résistant change brusquement de 11 Nm à 0 Nm à l'instant $t=1$ s, enfin la MSDE est décélérée à une vitesse de référence -10 rad/s à l'instant $t=1.2$ s.

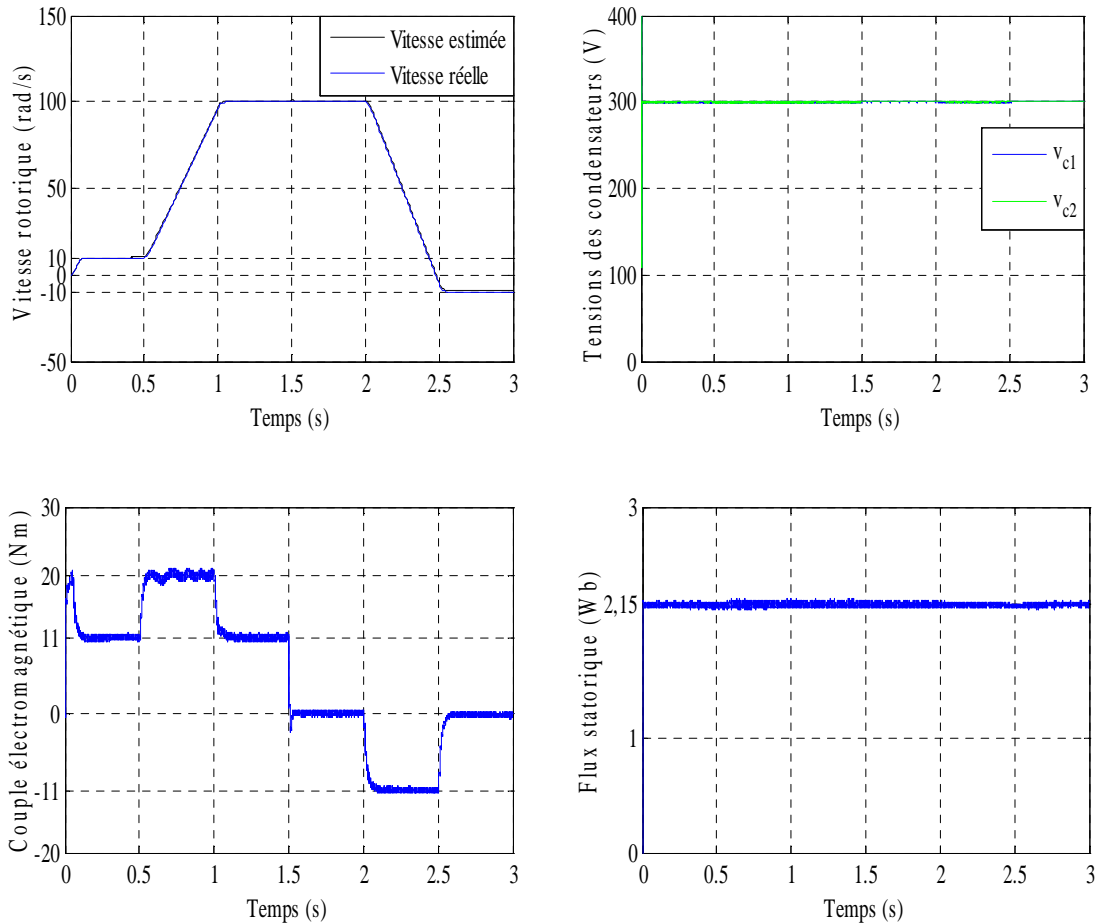
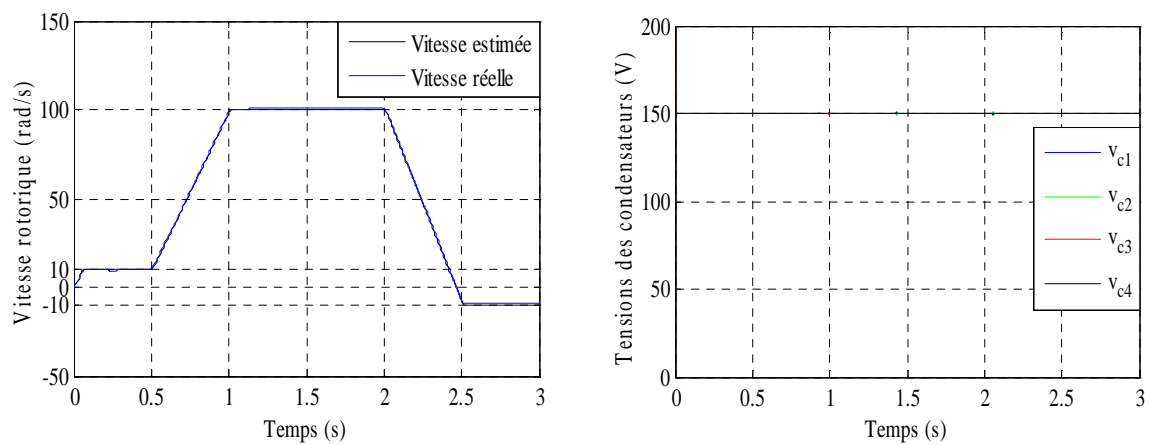


Figure (V.19): Performances de la commande DTC-ANN à trois niveaux stabilisante de la MSDE sans capteur de vitesse pour le mode de fonctionnement à basses vitesses.



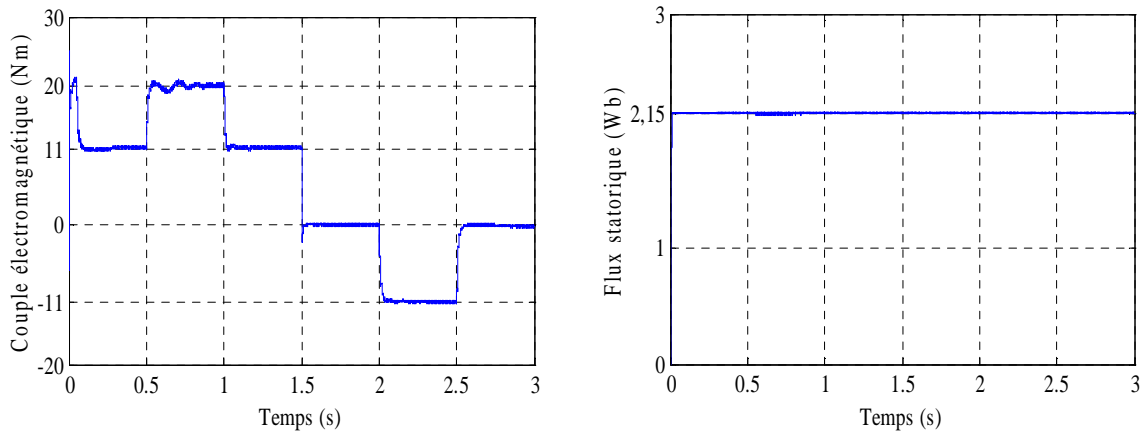


Figure (V.20): Performances de la commande DTC-ANN à cinq niveaux stabilisante de la MSDE sans capteur de vitesse pour le mode de fonctionnement à basses vitesses.

V.9.3. Interprétations des résultats de simulation

A partir des résultats de simulation ci-dessus on constate qu'il ya :

- Une convergence des tensions aux bornes des condensateurs vers leur valeur de référence,
- Une bonne poursuite de vitesse pour tous les modes de fonctionnement;
- Le module des flux reste constant pendant la période de simulation et il est totalement indépendant du couple, ce qui montre la nature découplée de la commande proposée,
- Une diminution visible des ondulations du couple et de flux pour la commande à cinq niveaux comparativement à celle à trois niveaux,
- Une superposition des courbes de la vitesse réelle et la vitesse estimée avec une erreur d'estimation faible ce qui exprime l'efficacité de l'observateur proposé.

A partir des résultats de simulation de la commande DTC-ANN de la MSDE sans capteur de vitesse alimentée par deux onduleurs multiniveaux on se rend compte qu'il s'agit d'une commande découplée garantissant une bonne poursuite de la vitesse, un rejet efficace de la perturbation et une bonne observation de la vitesse.

V.10. Etude Comparative entre la commande DTCC, DTC-FL et DTC-ANN à cinq niveaux stabilisante de la MSDE sans capteur de vitesse

Dans le but de connaître la meilleure commande de la MSDE sans capteur de vitesse, une étude comparative est indispensable entre les trois commandes traitées précédemment (DTCC, DTC-FL et DTC-ANN). Nous avons choisi le cas de l'alimentation par onduleurs à cinq niveaux.

La figure (V.21) représente les zooms de la vitesse rotorique, les tensions aux bornes des condensateurs, le flux statorique et le couple électromagnétique obtenues précédemment par simulation de la commande DTCC, DTC-FL et DTC-ANN à cinq niveaux stabilisante de la MSDE sans capteur de vitesse.

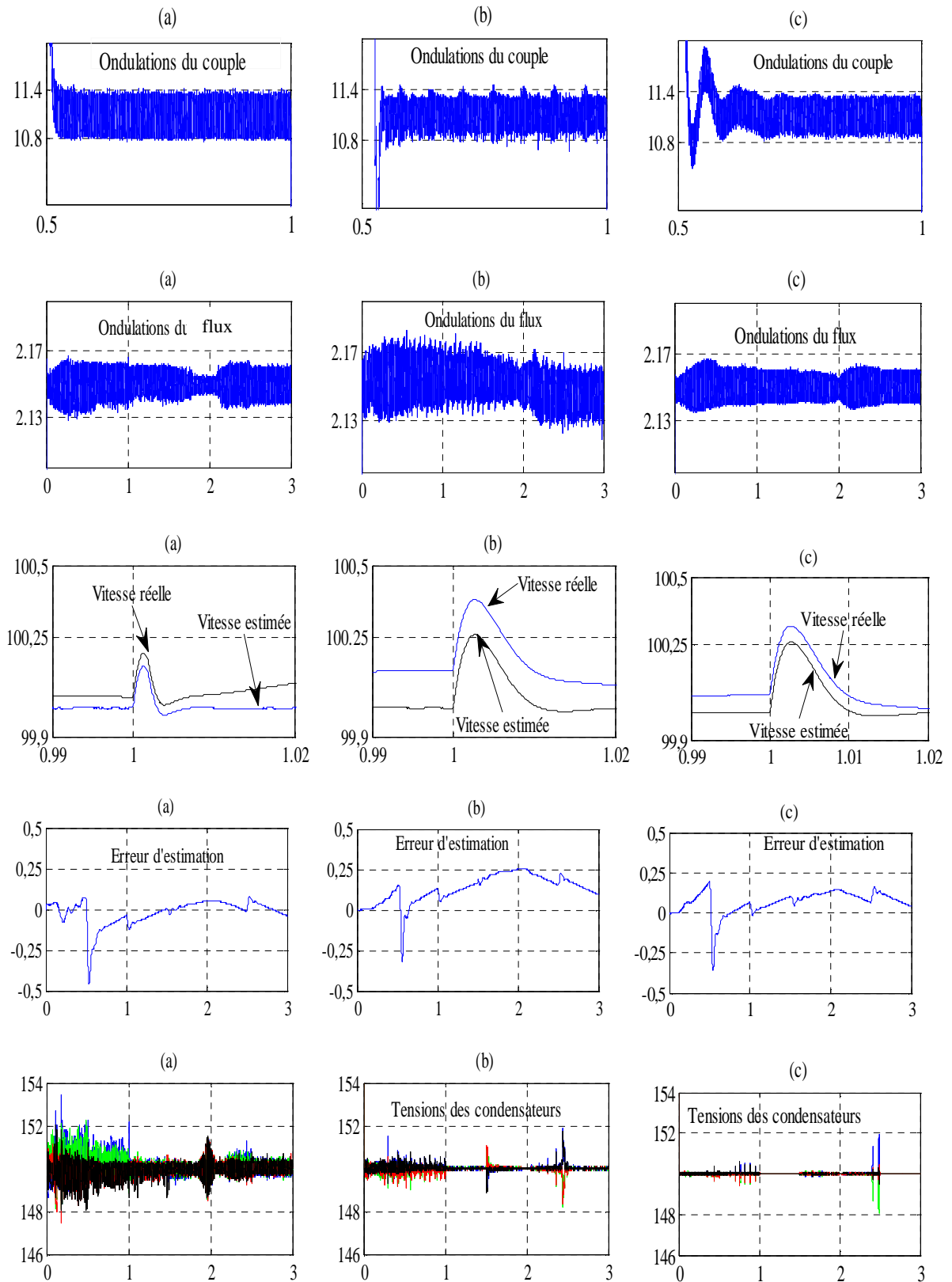


Figure (V.21) : zooms obtenus par la commande DTC à cinq niveaux stabilisante de la MSDE sans capteur de vitesse a) DTCc, b) DTC-FL et c) DTC-ANN.

Les principales différences entre les trois commandes DTCc, DTC-FL et DTC-ANN à cinq niveaux stabilisante de la MDE sans capteur de vitesse sont résumées dans le tableau (V.1).

Tableaux (V.1) : Etude comparative entre les commandes DTc, FLDTc et DTC-ANN à cinq niveaux stabilisante

Commande \ Critère	Minimisation des ondulations du couple	Minimisation des ondulations du flux	Estimation de vitesse	Equilibrage des tensions des condensateurs
DTCc	Assez bonne	Bonne	Très bonne	Bonne
DTC-FL	Bonne	Assez bonne	Bonne	Très bonne
DTC -ANN	Très bonne	Très Bonne	Bonne	Très bonne

Ce tableau montre que la commande DTCc réduit considérablement les ondulations du couple électromagnétique comparativement à celle de la DTC-FL et DTC-ANN. La commande DTC-ANN réduit considérablement les ondulations du flux statorique comparativement à celle de la DTCc et DTC-FL. D'un autre coté, on remarque que les commandes DTC-ANN et DTC-FL donnent de bons résultat mieux comparativement à la commande DTCc en terme d'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs.

Finalement on peut conclure que la commande DTC-ANN à cinq niveaux stabilisante de la MSDE sans capteur de vitesse est la plus performante comparativement aux commandes DTCc et DTC-FL.

V.11. Conclusion

Dans ce chapitre, après avoir introduit les concepts de base des réseaux de neurones, un intérêt particulier est porté sur les réseaux de neurones multicouches et leur capacité d'améliorer les performances d'un variateur multiphase. L'idée est de voir l'utilité et l'efficacité des réseaux de neurones appliqués à la commande DTC de la MSDE sans capteur de vitesse. Les résultats de simulation obtenus montrent que cette technique de commande permet d'obtenir un découplage parfait entre le flux statorique et le couple électromagnétique avec une dynamique de poursuite rapide. En outre, l'estimation de la vitesse est très satisfaisante même à faible vitesse. L'introduction de la stratégie de stabilisation dans la commande DTC-ANN permet de donner une valeur ajouté au système d'entraînement de point de vue équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs à l'entrée de l'onduleur et la réduction des ondulations du couple électromagnétique et du flux statorique.

Conclusion générale

Dans le cadre de la recherche sur la commande des machines multi-étoile, nous avons fixé comme objectif principal l'étude de la commande directe du couple combinée avec d'autres techniques de commande à savoir la modulation vectorielle, la commande par logique floue et la commande par réseaux de neurones de la machine synchrone à double étoile alimentée par deux onduleurs multiniveaux de tension. La vitesse est estimée en utilisant le filtre de Kalman étendu.

Dans le premier chapitre, une étude générale de modélisation de la MSDE a été présentée en tenant compte des hypothèses simplificatrices. Ce modèle met clairement en évidence le couplage qui existe entre le flux statorique et le couple électromagnétique. Pour réaliser une commande performante de l'ensemble onduleur MSDE, un découplage entre la partie électrique et la partie mécanique est indispensable.

Dans le deuxième chapitre, nous avons abordé dans un premier temps une analyse des onduleurs multiniveaux à diodes flottantes, commandés par la modulation vectorielle multiniveaux. Les résultats de simulation ont montré que l'augmentation du nombre de niveaux améliore considérablement la qualité harmonique de la tension de sortie. Ensuite, nous avons pu équilibrer les tensions continues en profitant de la redondance de certains états de l'onduleur. Le comportement de l'algorithme d'équilibrage a été vérifié à travers un ensemble de tests relatifs à plusieurs conditions de fonctionnement.

Dans le troisième chapitre, nous avons présenté la commande directe du couple de la machine synchrone à double étoile alimentée par deux onduleurs multiniveaux. Dans la première partie, nous avons étudié la commande DTCC multiniveaux pour les deux onduleurs raccordés aux deux stators de la machine. Les résultats de simulation montrent que l'augmentation du niveau de l'onduleur réduit les ondulations du couple électromagnétique. Dans la deuxième partie, et afin d'améliorer encore les performances de la commande DTCC, nous avons proposé d'appliquer la commande DTC-SVM multiniveaux. Les résultats de simulation montrent une autre fois que l'augmentation de niveaux de l'onduleur joue un rôle très important dans la réduction des ondulations du couple électromagnétique. Dans la troisième partie, nous avons introduit un observateur de vitesse par filtre de Kalman étendu afin de supprimer le capteur mécanique. Cet observateur est testé avec les deux commandes DTCC et DTC-SVM de la MSDE alimentée par deux onduleurs multiniveaux. Les résultats de simulation montrent la robustesse de l'observateur contre la variation de la charge ainsi que son aptitude d'estimation à basses vitesses. Afin de profiter davantage de la topologie multiniveaux, on a fait appel à la stratégie de stabilisation du bus continu à l'entrée des onduleurs multiniveaux pour résoudre le problème de déséquilibre. Ceci conduit à une stabilisation des tensions des condensateurs et aussi à une réduction considérable des ondulations du couple électromagnétique et du flux statorique.

Dans le quatrième chapitre, et afin d'éviter les inconvénients des bandes d'hystérésis, la commande DTC multiniveaux stabilisante de la MSDE sans capteur de vitesse à base de la logique floue est adoptée. L'objectif de cette commande est de remplacer les bandes d'hystérésis et les tables de commutations par des systèmes flous. Les résultats de simulation confirment la haute performance de cette approche. Elle réalise avec efficacité l'objectif de découplage entre les variables flux et couple, ce découplage est indépendant aux variations du couple de charge. Elle permet de réduire les ondulations du couple électromagnétique et du flux statorique et assure l'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs.

Dans le cinquième chapitre, la commande DTC multiniveaux stabilisante à base des réseaux de neurones de la MSDE sans capteur de vitesse à été appliquée. Dans ce cas de figure les tables de commutation ont été remplacés par des réseaux de neurones artificiels. Les résultats de simulation montrent l'efficacité de cette approche, en termes de découplage entre le flux statorique et le couple électromagnétique, estimation de la vitesse rotorique, stabilisation des tensions aux bornes des condensateurs, et la poursuite des grandeurs de référence. Elle permet aussi de minimiser les ondulations du flux statorique et du couple électromagnétique.

Les travaux présentés dans ce mémoire ouvrent un certain nombre d'axes de recherche. Dans ce contexte, nous proposons comme perspectives :

- Association d'autres techniques de commandes non linéaires à la DTC telles que la commande neuro-floue, la commande par mode de glissement et la commande par backstepping,
- Etude du variateur multiniveaux à base de machine synchrone à double étoile en régime dégradé,
- Extension de la DTC multiniveaux aux autres machines polyphasées telles que les machines pentaphasées synchrone et asynchrone.

Annexe A

Les paramètres de la machine synchrone double étoile sont :

- Puissance nominale $P_n = 5 \text{ kW}$
- Tension nominale $V_n = 232 \text{ kW}$
- Résistance d'une phase statorique $R_s = 2.35 \text{ } \Omega$
- Résistance rotorique $R_f = 30.3 \text{ } \Omega$
- Inductance sur l'axe d $L_d = 0.1961 \text{ H}$
- Mutuelle sur l'axe d $M_d = 0.185 \text{ H}$
- Inductances sur l'axe q $L_q = 0.1105 \text{ H}$
- Mutuelle sur l'axe q $M_q = 0.1005 \text{ H}$
- Inductance rotorique $L_f = 15 \text{ H}$
- Mutuelle (stator-rotor) $M_{fd} = 1.518 \text{ H}$
- Courant d'excitation $i_f = 1 \text{ A}$
- Moment d'inertie $J = 0.05 \text{ ms}^2 / \text{rad}$
- Coefficient de frottement $f_r = 0.001 \text{ Nm} / \text{rad}$
- Nombre de paire de pôle $p = 1$
- Déphasage entre les deux étoiles $\gamma = 30^\circ$

Bibliographies

- [1] Kallio S., Karttunen J., Andriollo M., Peltoniemi P., and Silventoinen P., "Finite Element Based Phase-Variable Model in the Analysis of Double-Star Permanent Magnand Synchronous Machines," International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2012, pp. 1462-1467.
- [2] Aroquiadassou G., Cavagnino A., Henao H., Bogliandti A., and Capolino G., "A New Circuit-Oriented Model for the Analysis of Six-Phase Induction Machine Performances," Electric Power Systems Research, Vol. 78, 2008, pp. 1798-1805.
- [3] Benyoussef E., Meroufel A., and Barkat S., "Multilevel Direct Torque Balancing Control of Double Star Synchronous Machine," Journal of Electrical Engineering, 2014, pp. 1-11.
- [4] Abuishmais I., Arshad W., and Kanerva S., "Analysis of VSI-DTC Fed 6-phase Synchronous Machines," IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference, December 2009, pp. 867-873.
- [5] Castellan S., Sulligoi G., and Tassarolo A., "Comparative Performance Analysis of VSI and CSI Supply Solutions for High Power Multi-Phase Synchronous Motor Drives," International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2008, pp. 854-859.
- [6] Hanne J., "Concentrated Winding Multiphase Permanent Magnand Machine Design and Electromagnandic Properties – Case Axial Flux Machine," Thèse de Doctorat, Lappeenranta University of Technology, Finland, 2009.
- [7] Lalili D., "MLI Vectorielle and Commande Non Linéaire du Bus Continu des Onduleurs Multiniveaux. Application à la Conduite de la Machine Asynchrone," Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, 2009.
- [8] Nabae A., Takahashi I., and Akagi H., "A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter," IEEE Transactions on Industrial Applications, Vol. 1, 1981, pp. 518-523.
- [9] Singh B., Mittal N., Verma D., Singh D., Singh S., Dixit R., Singh M., and Baranwal A. "Multi-Level Inverter: a Literature Survey on Topologies and Control Strategies," International Journal of Reviews in Computing, Vol. 10, 2012, pp. 1-16.
- [10] Saeedifard M., "Space Vector Modulation of Multi-Level and Multi-Module Converters for High Power Applications," Ph.D, Thesis, University of Toronto, Canada, 2008.
- [11] Benyoussef E., Meroufel A., and Barkat S., "Hybrid Nonlinear-Sliding Mode Control of DSSM Fed by two Multilevel Inverters," International Journal on Advanced Electrical Engineering, Vol. 2, No. 1, 2014, pp. 35-45.

- [12] Oudjebour Z., Berkouk E., and Mahmoudi M., "Stabilization by New Control Technique of the Input DC Voltages of Five-Level Diode-Clamped Inverters Application to Double Star Induction Machine," *International Symposium on Environment-Friendly Energies and Applications*, 2012, pp. 541-544.
- [13] Saeedifard M., Iravani R., and Pou J., "Analysis and Control of DC-Capacitor-Voltage-Drift Phenomenon of a Passive Front-End Five-Level Converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 54, No. 6, 2007, pp. 3255-3266.
- [14] Chibani R., Berkouk E., and Boucherit M., "Five-Level NPC VSI: Different Ways to Balance Input DC Link Voltages," *Elektrika*, Vol. 11, No. 1, 2009, pp.19-33.
- [15] Andreas N., "Multilevel Inverter Topology Survey," *Master of Science Thesis*, Chalmers University of Technology, Göteborg, Sweden, 2011.
- [16] Durgasukumar G., and Pathak M., "Comparison of Adaptive Neuro-Fuzzy Based Space-Vector Modulation for Two-Level Inverter," *Electrical Power and Energy Systems*, Vol. 38, 2012, pp. 9-19.
- [17] Saeedifard M., Iravani R., and Pou J., "A Space Vector Modulation Strategy for a Back-to-Back Five-Level HVDC Converter System," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 56, No. 2, 2009, pp. 452-466.
- [18] Celanovic N., "Space Vector Modulation and Control of Multilevel Converters," *Ph.D, Thesis*, Virginia Polytechnic, 2000.
- [19] Vivek D., and Rohtash D., "Comparative Study of Direct Torque Control of Induction Motor Using Intelligent Techniques," *Canadian Journal on Electrical and Electronics Engineering*, Vol. 2, 2011, No. 11, pp. 550-556.
- [20] Balamurugan C., Natarajan S., and Bensraj R., "Investigations on Three Phase Five-Level Diode Clamped Multilevel Inverter," *International Journal of Modern Engineering Research*, Vol. 2, 2012, No. 3, pp. 1273-1279.
- [21] Boudana D., Nezli L., Tlemçani A., and Mahmoudi M., "DTC of Double Star Synchronous Machine Drive using Backstepping Concept with Fixed Switching Frequency," *International Symposium on Environment Friendly Energies in Electrical Applications*, Algeria, 2010, pp. 1-6.
- [22] Qu B., and Hong L., "Design of Sensorless Permanent Magnand Synchronous Motor Control System," *Electronics and Signal Processing, LNEE*, Vol. 97, 2011, pp. 533-539.
- [23] Zhuang X., and Rahman M., "Comparison of a Sliding Observer and a Kalman Filter for Direct-Torque-Controlled IPM Synchronous Motor Drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 59, 2012, No. 11, pp. 4179-4188.

- [24] Xianqing C., and Liping F., "New DTC Scheme Based on SVM with Sliding-Mode Observer for Induction Motors," Proceedings of the IEEE International Conference on Automation and Logistics Shenyang, China, 2009, pp. 1484-1488.
- [25] Riveros J., Bogado B., Priando J., Barrero F., Toral S., and Jones M., "Multiphase Machines in Propulsion Drives of Electric Vehicles," International Power Electronics and Motion Control Conference, 2010, pp. 201-206.
- [26] Levi E., "Multiphase Electric Machines for Variable-Speed Applications," IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 55, No. 5, 2008, pp. 1893-1909.
- [27] Benalia L., "Commande en Tension des Moteurs a Induction Double Alimentes," Thèse de Doctorat, Université de Batna, 2010.
- [28] Matyas A., BiroK A., and Fodorean D., "Multi-phase Synchronous Motor Solution for Steering Applications," Progress in Electromagnandic Research, Vol. 131, 2012, pp. 63-80.
- [29] Kallio S., Andriollo M., Tortella A., and Karttunen J., "Decoupled d-q Model of Double-Star Interior-Permanent-Magnand Synchronous Machines," IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 60, 2013, No. 6, pp. 2486-2494.
- [30] Pou J., Pindado R., Boroyevich D., Rodriguez P., and Vicente J., "Voltage Balancing Strategies for Diode-Clamped Multilevel Converters," IEEE Power Electronics Specialists Conference, Aachen, Germany, 2004, pp. 3988-3993.
- [31] Pan Z., Peng F., Corzine K., Stefanovic V., Leuthen j., and GataricS., "Voltage Balancing Control of Diode-Clamped Multilevel Rectifier/Inverter Systems," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 41, No. 6, 2005, pp. 1698-1706.
- [32] Panda Y., "Analysis of Cascaded Multilevel Inverter Induction Motor Drives," Master Thesis, National Institute of Technology Rourkela, 2002.
- [33] Derakhshanfar M., "Analysis of Different Topologies of Multilevel Inverters," Master Thesis, Chalmers University of Technology and Göteborg, Sweden, 2010.
- [34] Jian-yu B., Zhi-hong B., Qing-song W., and Zhong-chao Z., "A New Three Phase 5-Level Current-Source Inverter," Journal of Zhejiang, Vol. 12, No. 7, 2006, pp. 1973-1978.
- [35] Galván J., "Multilevel Converters: Topologies, Modelling, Space Vector Modulation Techniques and Optimisations," Ph.D, Thesis, University of Seville Electronic Engineering, 2006.
- [36] Kalpesh H., and Agarwal P., "Space Vector Modulation with DC-Link Voltage Balancing Control for Three-Level Inverters," International Journal of Recent Trends in Engineering, Vol. 1, No. 3, 2009, pp. 229-233.

- [37] Subrata M., Bimal B., and Valentin O., "Space Vector Pulse Width Modulation of Three-Level Inverter Extending Operation Into Overmodulation Region," *IEEE 2002*, pp. 497-502.
- [38] Bouzidi M., "Stratégier de Contrôle Direct de Puissance Associées à des Commandes non Linéaires d'un Filtre Actif Parallèle Multiniveaux," *Mémoire de Magister, Université Djilali Liabes, Sidi Belabes*, 2011.
- [39] Talaeizadeh V., Kianinezhad R., Seyfossadat S., and Shayanfar H., "Direct Torque Control of Six-phase Induction Motors Using Three-phase Matrix Converter," *Energy Conversion and Management*, Vol. 51, 2010, pp. 2482-2491.
- [40] Marouani K., Khoucha F., Khelouil A., Baghli L., and Hadiouche D., "Study and Simulation of Direct Torque Control of Double Star Induction Motor Drive," *IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference*, May 2010, pp. 1233-1238.
- [41] Hassankhan E., and Khaburi D., "DTC-SVM Scheme for Induction Motors Fed with a Three-level Inverter," *World Academy of Science, Engineering and Technology*, Vol. 44, 2008, pp. 168-172.
- [42] Merzoug M., Benalla H., and Naceri H., "Speed Estimation Using Extended Filter Kalman for the Direct Torque Controlled Permanent Magnand Synchronous Motor (PMSM)," *IEEE International Conference on Computer and Electrical Engineering*, December 2009, Dubai, pp. 124-127.
- [43] Parsa L., and Toliyat H., "Sensorless Direct Torque Control of Five-Phase Interior Permanent-Magnand Motor Drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 43, No. 4, 2007, pp. 952-959.
- [44] Martins A., "Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Alimentée par Convertisseur Multiniveaux à Fréquence Imposée," *Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, France*, Décembre 2000.
- [45] Arcker A., "Contrôle Direct du Couple Electromagnétique des Machines Asynchrones de Grande Puissance," *Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, France*, Février 1999.
- [46] Zaimeddine R., "Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Alimentée par des Onduleurs Multi-niveaux," *Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, Algérie, Université de Batna*, 2007.
- [47] Hassan I., "Commande Haute Performance d'un Moteur Asynchrone sans Capteur de Vitesse par Contrôle Directe du Couple," *Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, France*, Mars 1999.

- [48] Benyoussef E., Meroufel A., and Barkat S., "Three-Level Direct Torque Control Based on Space Vector Modulation of Double Star Synchronous Machine," *International Journal of Energy*, Vol. 8, 2014, pp. 53-59.
- [49] Chandra O., and Chandra K., "A Novel Five-Level Inverter Topology for DTC Induction Motor Drive," *IEEE International Conference on Advanced Communication Control and Computing Technologies*, 2012, pp. 392-396.
- [50] Marcin Ż., "Space Vector Modulated – Direct Torque Controlled (DTC – SVM) Inverter – Fed Induction Motor Drive," Ph.D. Thesis, Warsaw University of Technology, Poland, 2005.
- [51] Dariusz S., "Direct Torque Control with Space Vector Modulation (DTC-SVM) of Inverter-Fed Permanent Magnand Synchronous Motor Drive," Ph.D. Thesis, Warsaw University of Technology, Poland, 2005.
- [52] Chekroun S., "Commande Neuro-Floue sans Capteur de Vitesse d'une Machine Asynchrone Triphasée," *Mémoire de Magister, Université Ecole Normale Supérieure d'Enseignement Technologique d'Oran*, 2009.
- [53] Sheidaei F., Sedighizadeh M., Mohseni S., and Alinejad Y., "A Fuzzy Logic Direct Torque Control for Induction Motor Sensorless Drive," *UPEC 2007*, pp. 197-202.
- [54] Zhuang X., and Rahman M., "Comparison of a Sliding Observer and a Kalman Filter for Direct-Torque-Controlled IPM Synchronous Motor Drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 59, No. 11, 2012, pp. 4179-4188.
- [55] Jiang Z., Shimiao H., and Wenhui C., "A New Fuzzy Logic Torque Control Scheme Based on Vector Control and Direct Torque Control for Induction Machine," *IEEE International Conference on Innovative Computing Information*, 2008.
- [56] Chen L., Kang F., and Fan Z., "A Scheme of Fuzzy Direct Torque Control for Induction Machine," *IEEE Proceedings of the Fourth International Conference on Machine Learning and Cybernandics, Guangzhou*, 2005, pp. 803-807.
- [57] Mortezaei A., Azli N., Idris N., Mahmoodi S., and Nordin M., "Direct Torque Control of Induction Machines Utilizing 3-Level Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter and Fuzzy Logic," *IEEE Applied Power Electronics Colloquium*, 2011, pp. 116-121.
- [58] Alloui H., Berkani A., Rezine H., and Khoucha F., "A Modified Fuzzy Logic DTC Scheme for Induction Motors Fed by Five-Level NPC Inverter," *International Symposium on Environment Friendly Energies in Electrical Applications, Algeria*, 2010, pp. 1-5.
- [59] Meraband E., "Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone Double Andoile," *Mémoire de Magister, Département d'Electrotechnique*, 2008.

- [60] Boudana D., Nezli L., Mohand T., Mahmoudi O., and Tadjine M., "Robust DTC Based on Adaptive Fuzzy Control of Double Star Synchronous Machine Drive with Fixed Switching Frequency," *Journal of Electrical Engineering*, Vol. 63, No. 3, 2012, pp. 133-143.
- [61] Benyoussef E., Meroufel A., and Barkat S., "Five-Level Fuzzy Logic Direct Torque Control of Double Star Synchronous Machine," *International Journal of Fuzzy Systems and Advanced Applications*, Vol. 1, 2014, pp. 29-35.
- [62] Yuhua W., and Jianlin M., "Fuzzy Based Direct Torque Control for Three-Level Inverter Traction Motor," *International Conference on Computer, Mechatronics, Control and Electronic Engineering*, 2010, pp. 191-194.
- [63] Benchaabane A., "Commandes Hybrides Neuro-Glissantes and Neuro Floues-Glissantes Appliquées au Simulateur d'Hélicoptère TRMS," *Mémoire de Magister, Ecole Nationale Polytechnique, Alger*, 2011.
- [64] Xuezh W., and Huang L., "Direct Torque Control of Three-Level Inverter Using Neural Nandworks as Switching Vector Selector," *IEEE, Annual Meanding*, 2001.
- [65] Selatnia M., "Identification and Commande par Réseaux de Neurones d'une Colonne d'Absorption," *Mémoire de Magister, Ecole Nationale Polytechnique, Alger*, 2008.
- [66] Jodouin .F, "Les Réseaux de Neurones, Principes and Définitions," *Ed Hermes*, 1994.
- [67] Xuezhi W., and Lipei H., "Direct Torque Control of Three-Level Inverter Using Neural Networks as Switching Vector Selector," *IEEE* , 2001, pp. 939-944.
- [68] Cherrad B., "Contribution à l'Implémentation des Réseaux de Neurones Artificiels sur Hardware Reconfigurable FPGA," *Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, Alger*, 2008.
- [69] Benyoussef E., Meroufel A., and Barkat S., "Three-Level Direct Torque Control Based on Artificial Neural Nandwork of Double Star Synchronous Machine," *Leonardo Journal of Sciences*, Vol. 24, 2014, pp. 15-27.
- [70] Khodja D., and Boukhemis C., "ANN Based Double Stator Asynchronous Machine Diagnosis Taking Torque Change into Account," *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, May 2010, pp. 1125-1129.

التحكم المباشر في العزم بالمنطق الغامض والشبكات العصبية في محرك متزامن ثنائي النجم بدون ملتقط ميكانيكي مغذى بموجات متعددة المستويات

ملخص: العمل المقدم في هذه الأطروحة يتعلق بالتحكم المباشر في العزم لمحرك متزامن ثنائي النجم ذو دوار ملفوف مغذى من طرف موجين متعددي المستويات ذو تركيبة ذات مصمات طافية و بدون ملتقط السرعة. تطبيق التحكم المباشر في العزم له أهمية في حل مشاكل تتعلق بالمتانة و الحركية. لكن هذا التحكم له بعض العوائق كعدم التحكم في تردد التبديل، كبر و تعقيد جداول التبديل و كثرة تذبذبات العزم الكهرومغناطيسي. كحل لهذه المشاكل اقترحنا ربط تقنية التحكم المباشر في العزم ببعض تقنيات التحكم العصبية كالتعديل الشعاعي، المنطق الغامض، و التحكم بالشبكات العصبية الاصطناعية هذه التقنيات لها أهمية في زيادة المتانة و تقليص معتبر من تذبذبات العزم الكهرومغناطيسي. من أجل التقليل من عدد الملتقطات المستعملة، وبالتالي تكلفة التجهيز، استعملنا ملاحظ بمرشحة كالمان لتقدير سرعة الدوار. من جهة أخرى انصب اهتمامنا على مشكلة عدم توازن التوترات المستمرة في مدخل الموجات متعددة المستويات ذوات تركيبة ذات مصمات طافية. نستغل الحالات الثانوية للموجات من أجل تقليص تذبذبات التواترات بين أقطاب المكثفات.

الكلمات المفتاحية: محرك متزامن ثنائي النجم، موجات متعددة المستويات، التحكم المباشر في العزم، التحكم بالتعديل الشعاعي، التحكم بالمنطق الغامض، التحكم بالشبكات العصبية، التحكم بدون ملتقط السرعة.

Commande Directe du Couple d'un Moteur Synchrone à Double Etoile Sans Capteur Mécanique Alimenté par Onduleurs Multiniveaux

Résumé: Le travail présenté dans cette thèse concerne la commande directe du couple d'une machine synchrone à double étoile à rotor bobiné sans capteur de vitesse, alimentée par deux onduleurs multiniveaux. L'application de la commande directe du couple apporte une solution très intéressante aux problèmes de robustesse et de dynamique. Cependant cette commande a quelques inconvénients tels que : le non maîtrise de la fréquence de commutation, taille et complexité des tables de commutation et les forts ondulations du couple électromagnétique. Une solution à ce problème consiste à associer à la commande directe du couple des techniques de commande modernes. Ainsi, nous avons développé des structures de la commande directe du couple basées sur la modulation vectorielle, la commande par logique floue et la commande par réseaux de neurones artificiels. Ces structures ont l'avantage d'être robuste et minimisent considérablement les ondulations du couple électromagnétique. À fin de réduire le nombre des capteurs utilisés, et donc le coût de l'installation, l'observateur par filtre de Kalman est utilisé pour estimer la vitesse rotorique.

Dans un autre coté, nous s'occupons du problème de déséquilibre des tensions continue à l'entrée des onduleurs multiniveaux à diodes flottantes. Pour résoudre ce problème, nous profitons des états redondants des onduleurs pour minimiser les fluctuations des tensions aux bornes des condensateurs.

Mots clés: Machine synchrone à double étoile, Onduleurs multiniveaux, Commande directe du couple, Commande par modulation vectorielle, Commande par logique floue, Commande par réseaux de neurone, Commande sans capteur de vitesse.

Direct Torque Control based on Fuzzy and Neural Network of the Double Star Synchronous Machine without Mechanical Sensor Fed by Multi-level Inverters

Abstract: The work presented in this thesis relates to the direct torque control of double star synchronous machine with rotor wound without speed sensor, supplied by two multilevel inverters. The application of the direct torque control is a very interesting solution to the problems of robustness and dynamics. However this control has some disadvantages such as: variable switching frequency, size and complexity of the switching tables and strong ripple of the electromagnetic torque. One solution of this problem consists to associate the direct torque control with some modern techniques. Thus, we developed some structures of the direct torque control based on space vector modulation, fuzzy logic control and artificial neural networks control. These structures have the advantage of being robust and reduce considerably the electromagnetic torque ripple. In order to reduce the number of used sensors, and thus the cost of the installation, Kalman filter is used to estimate the rotor speed.

In the other hand, we deal with the problem of voltage imbalance in the input of the diodes clamping multilevel inverters. To solve this problem, we benefit the redundant states for the inverters to minimize the fluctuations of the capacitor voltages.

Keywords: Double star synchronous machine, Multilevel inverters, Direct torque control, Space vector modulation, Fuzzy logic control, Neural network control, Speed sensorless control.