



Ecole Nationale Polytechnique
Département d'Automatique
Laboratoire de commande des processus



Thèse de Doctorat

En Génie électrique

Option : Automatique

Présenté par

HENINI Noureddine

Magister en Génie Electrique de l'EMP

Intitulé

Etude, modélisation et commande des systèmes multi-machines

Soutenue publiquement le 10/06 /2012 devant le jury composé de :

Président : TADJINE Mohamed Professeur ENP

Rapporteur : NEZLI Lazhari Maître de Conférences « A » ENP

Examineurs :

BARAZANE Linda Professeur USTHB
BENMANSOUR Khelifa Maître de Conférences « A » UYFM
GROUNI Said Maître de Conférences « A » UMBB

Invité : SIFI Mohamed Amine Ingénieur SNTF

ENP 2012

ملخص:

عملنا في هذه الأطروحة يهدف إلى تطوير حلولاً للتحكم في الأنظمة المتعددة الآلات متعددة الأطوار تسمح باستعمال مثالي للطاقة.

المنهجية العامة المتبعة في هذه الأطروحة تتمثل في استعمال تقنية الفضاء الشعاعي لتحقيق تحكم مستقل لعناصر هذه الأنظمة بالمفهوم العام. هذه المنهجية مكنتنا من إيجاد خوارزميات شاملة للتحكم في الأنظمة ذات "ن" طور. فيما بعد طبقنا هذه الخوارزمية على الآلات اللامتزامنة ذات خمسة و سبعة أطوار (وحيدة و مرتبطة) وهذا للتحكم بسرعتها وعزمها شعاعيا وذلك بالإستعانة بتقنيات المنطق الغامض و الطور الإنزلاقي. كما جربنا مدى فعاليتها في التحكم بجر سيارة كهربائية.

كلمات المفاتيح:

الأنظمة المتعددة الآلات متعددة الأطوار، الآلة اللامتزامنة متعددة الأطوار، محول ذا "ن" طور، الفضاء لشعاعي، التحكم الشعاعي ، التحكم المباشر في العزم ، المنطق الغامض ، الطور الإنزلاقي.

ABSTRACT

Our work falls under the finality to develop, on the algorithmic level, solution allowing an optimal use of energy for a multi-machines multiphase system control.

The general methodology of the thesis consists in using the SVM technique to elaborate an independent control of the multi-machines multiphase systems. The approach leads to a generalized control algorithms for a system of n phases.

Then, the algorithm is applied to the pentaphase and heptaphase induction machines (single and inter-connected) in order to vector control them on speed and on torque by calling upon the techniques of fuzzy logic and sliding mode.

KEY WORDS

multi-machines multiphase systems, multiphase induction machine, voltage inverter of N arm, Space vector pulse width modulation, vector control, direct torque control, fuzzy logic, sliding mode.

RÉSUMÉ

Notre travail s'inscrit dans la finalité de développer sur le plan algorithmique des solutions de commande pour un système multi-machines polyphasé qui permettront une utilisation plus optimale de l'énergie.

La démarche générale de la thèse consiste à utiliser la technique SVM pour élaborer une commande indépendante des systèmes multi-machines polyphasés au sens large. L'approche conduit à des algorithmes généralisés pour un système de n phases.

L'algorithme est ensuite appliqué aux machines asynchrones pentaphasées et heptaphasées (autonomes et interconnectées), afin de les commander vectoriellement en vitesse et en couple en faisant appel aux techniques de logique floue et de mode glissant.

MOTS-CLÉS

Systèmes multi-machines Polyphasés, machine asynchrone polyphasée, onduleur de tension n bras, modulation vectorielle de largeur d'impulsion, commande vectorielle, commande directe du couple, logique floue, mode glissant.

Remerciements

Les travaux présentés dans cette thèse ont été effectués au sein de Laboratoire de Commande des Processus « LCP » à l'Ecole Nationale Polytechnique «ENP», sous la direction scientifique de Monsieur L. Nezli, Maître de conférence à l'ENP, à qui je présente l'expression de ma profonde gratitude pour tous les conseils qu'il m'a prodigués pendant toute la durée de ce travail.

Je remercie très vivement Monsieur M. Tadjine, Professeur à l'ENP, de l'honneur qu'il me fait en acceptant de juger mon travail et de présider le jury.

Que Madame L. Barazane, Professeur à l'USTHB soit vivement remercié pour l'intérêt qu'elle manifeste à ce travail en participant au jury.

Je suis très reconnaissant également à Monsieur K. Benmansour, Maître de Conférences à l'UYFM, pour l'intérêt qu'il a bien voulu porter à ce travail en acceptant de le juger.

Toute ma reconnaissance va à Monsieur S. Grouni, Maître de Conférences à l'UMBB. Je lui exprime mes sincères remerciements pour sa participation au jury.

Les travaux présentés ici n'auraient certainement pas été menés à bien sans la collaboration et l'amabilité de l'ensemble des collègues chercheurs et enseignants de l'université de Médéa, département Génie Électrique. Je les remercie tous pour leurs aides, encouragements et précieux conseils, en particulier Messieurs : A. Tlemçani , H. Houassine et K. Benmansour.

Je voudrai témoigner aussi ma reconnaissance à l'ensemble des collègues et enseignants du Centre universitaire de Bouira, département S.T pour le soutien et l'encouragement qu'ils m'ont offert, en particulier Messieurs M. Ayad, A. Berrag, M. Rezki, M. Maazouz, K. Saoudi et bien d'autres, qu'ils trouvent dans ce modeste travail, le témoignage de ma plus profonde gratitude.

Enfin, je ne pourrai terminer ces remerciements sans remercier ma famille pour leurs aides, compréhensions, encouragements et soutiens, qu'elles m'ont apportés tout le long de mes études.

LISTE DES FIGURES

	Page
Fig. 1.1: Représentation REM de l'équivalence entre une machine n-phasée et plusieurs machines monophasées et diphasées fictives.....	8
Fig. 1.2 : Structure comportant un onduleur à 5 bras et deux machines pentaphasées en série.....	8
Fig. 2.1 : Structure générale d'un logiciel éléments finis.....	17
Fig. 2.2 : Répartition du maillage.....	19
Fig. 2.3 : Machine asynchrone à vide.....	19
Fig. 2.4 : Répartition des lignes équiflux et de l'induction dans le circuit magnétique.....	20
Fig. 2.5 : Induction radiale et potentiel vecteur au niveau de l'entrefer à vide.....	20
Fig. 2.6 : Le contenu harmonique de l'induction radiale au niveau de l'entrefer à vide.....	21
Figure 2.7 : Représentation symbolique des Enroulements statoriques d'une machine polyphasée	22
Fig. 3.1 : Onduleur de tension deux niveaux à n-bras.....	30
Fig. 3.2 Structure générale de l'alimentation d'une machine à n phases par onduleur.....	32
Fig. 3.3 : représentation des vecteurs « tension » pour un onduleur triphasé.....	33
Fig. 3.4 : Représentation vectorielle des tensions issues d'une structure à 5 bras dans les deux plans	34
Fig. 3.5 : Représentation vectorielle des tensions issues d'une structure à 7 bras pour les trois plans	36
Fig. 3.6 : Représentation des vecteurs tensions d'un onduleur à 9 bras.....	36
Fig. 3.7 : exemple démonstratif de déplacement rotatif des vecteurs « tension » d'un plan à l'autre pour un onduleur à sept phases.....	37
Fig. 3.8 : Génération du vecteur de référence par l'activation de 5 vecteurs.....	39
Fig. 3.9. : Algorithme de MLI vectorielle basée sur une approche géométrique.....	40
Fig. 3.10. : Algorithme de MLI vectorielle basée sur la décomposition LU.....	42
Fig. 3.11. : Algorithme de MLI vectorielle basée sur une approche multidimensionnelle.....	43
Fig. 3.12 : vecteurs tension choisis pour onduleurs 5 phases dans les 2 plans.....	44
Fig. 3.13 : vecteurs « tension » pour onduleurs 7 phases dans les 3 plans.....	45
Fig. 3.14 : vecteurs « tension » pour onduleurs 11 phases dans le premier plan.....	46
Fig. 3.15 : Arrangement des vecteurs « tension » à activer.....	47
Fig. 3.16: Etats de commutation des demi-bras de l'onduleur (5 phases) pour chaque secteur.....	48
Fig. 3.17 : Ordre des vecteurs « tension » activés dans le premier plan pour onduleurs 5 phases.	48
Fig. 3.18 : Ordre des vecteurs « tension » activés pour onduleur à 7 phases.	49
Fig. 3.19: tension sinusoïdale imposée dans le premier plan pour les onduleurs 5, 7 et 11 phases.....	51
Fig. 3.20 : (a) tension de phase (b) états de commutation (c), analyse spectrale pour onduleur 5 phases	51
Fig. 3.21 : (a) tension de phase (b) états de commutation (c), analyse spectrale pour onduleur 7	

phases	52
Fig. 3.22 : (a) tension de phase (b) états de commutation (c), analyse spectrale pour onduleur 11 phases	52
Fig. 3.23 : (a) tension de phase (b) états de commutation (c), analyse spectrale pour onduleur 5 phases	52
Fig. 3.24 : (a) tension de phase (b) états de commutation (c), analyse spectrale pour onduleur 7 phases	53
Fig. 3.25 : (a) tension de phase (b) états de commutation (c), analyse spectrale pour onduleur 9 phases	53
Fig. 3.26 : Différentes topologies d'onduleurs multi-niveaux.	55
Fig. 3.27 : Représentation des vecteurs « tension » d'un onduleur cinq-phases 3 niveaux.....	56
Fig.3.28. : (a) Tension de phase (b) Etats de commutation (c), Analyse spectrale pour onduleur 5 phases	59
Fig. 3.29 : (a) Tension de phase (b) Etats de commutation (c), Analyse spectrale pour onduleur 7 phases	59
Fig. 3.30 : (a) Tension de phase (b) Etats de commutation (c), Analyse spectrale pour onduleur 5 phases	59
Fig. 3.31 : (a) Tension de phase (b) Etats de commutation (c), Analyse spectrale pour onduleur 7 phases	59
Fig. 3.32 : (a) Tension de phase (b) Etats de commutation (c), Analyse spectrale pour onduleur 5 phases	60
Fig. 3.33 : (a) Tension de phase (b) Etats de commutation (c), Analyse spectrale pour onduleur 7 phases	60
Fig. 4.1 : Alimentation de $(n - 1)/2$ stator de machines connectés en série, par un onduleur de tension de n phases	63
Fig. 4.2: Représentation de la connexion des stators de deux machines pentaphasées connectées en série	64
Fig. 4.3 : Diagramme de connexion pour trois machines à 7 phases	65
Fig. 4.4 : Diagramme de connexion pour trois machines à 9 phases et une quatrième triphasée.	66
Fig. 4.5 : Structure générale d'un système basé sur la logique floue.	71
Fig. 4.6 : Schéma de principe de la régulation floue (FLC).	72
Fig. 4.7: Fuzzification continue avec sept fonctions d'appartenance.	72
Fig. 4.9 : Schéma d'un contrôleur flou avec gain adaptatif.	74
Fig. 4.10 : Schéma bloc de la commande vectorielle directe pour deux MAS pentaphasées	75
Fig. 4.11 : Performances de la commande vectorielle indirecte de deux machines asynchrones pentaphasées en série alimentées par un onduleur 5 bras deux niveaux (Régulation PI de vitesse).....	76
Fig.4.12 : Performances de la commande vectorielle indirecte de deux machines asynchrones pentaphasées en série alimentées par onduleur cinq bras deux niveaux (Régulation floue à gain	

variable de vitesse).	77
Fig. 4.13.: Performances de la commande vectorielle indirecte de deux machines asynchrones pentaphasées en série alimentées par onduleur 5 bras neuf niveaux (Régulation PI de vitesse).....	77
Fig. 4.14 : Performances de la commande vectorielle indirecte de deux machines asynchrones pentaphasées en série alimentées par onduleur 5 bras neuf niveaux (Régulation floue de vitesse)....	78
Fig 4.15 : Performance de la commande vectorielle indirecte de deux machines asynchrones pentaphasées en série alimentées par onduleur 5 bras neuf niveaux (Régulation floue à gain variable de vitesse).	78
Fig. 4.16 : Performances de la commande vectorielle directe de trois machines asynchrones heptaphasées en série alimentées par onduleur 7 bras deux niveaux (Régulation PI de vitesse)	80
Fig.4.17 : Performances de la commande vectorielle directe de trois machines asynchrones heptaphasées en série alimentées par onduleur MLI 7 bras neuf niveaux (Régulation PI de vitesse)..	81
Fig. 4.18 : Performances de la commande vectorielle directe de trois machines asynchrones heptaphasées en série alimentées par onduleur sept bras neuf niveaux (Régulation floue à gain variable de vitesse).....	82
Fig. 5.1 Motorisations "tout électrique" et hybrides	84
Fig. 5.2 : Plate-forme mobile monomoteur	84
Fig. 5.3 : Schéma synoptique d'une chaîne de traction électrique	85
Fig. 5. 4 : Modèle tricycle	87
Fig. 5.5 : Schéma du système d'entraînement proposé	88
Fig. 5.6 : schéma général de la DTC classique.	91
Fig. 5.7 : DTC avec réglage de vitesse par un régulateur PI.	92
Fig. 5.8 : DTC avec réglage de vitesse par un régulateur flou à gain fixe.	92
Fig. 5.9: Structure de SM-DTC sans table de commutation.	93
Fig. 5.10 : vitesse de référence du véhicule.	97
Fig. 5.11: Réponse en vitesse et en couple de la commande SMDTC.	98
Fig. 5.12: Réponse en vitesse et en couple de l'essai du différentiel.	99

LISTE DES TABLEAUX

	Page
Tableau 1.1 : Tableau récapitulatif des différentes structures	8
Tableau 2.1 : principales dimensions du moteur	18
Tableau 3.1 : les harmoniques dans différents plans pour les onduleurs de cinq et sept phases ($k = 0,1,2,3, \dots$)	36
Tableau 3.2 : séquence choisi des vecteurs tension pour onduleur 5 phases dans le premier plan par secteur	48
Tableau 3.3 : séquence choisi des vecteurs tension pour onduleur 7 phases dans le premier plan par secteur	49
Tableau 4.1 : Matrice de connexion pour des machines à n phases	64
Tableau 4.2 : Matrice de connexion pour deux machines à 5 phases	64
Tableau 4.3 : Matrice de connexion pour trois machines à 7 phases	65
Tableau 4.4 : Matrice de connexion pour quatre machines à 9 phases modifiée	66
Tableau 4.5 : Situation possible avec nombre de phase impaire	66
Tableau 4.6 : Calcul de la variation de la commande Δu	73
Tableau 4.7 : Calcul du gain adaptatif	74
Tableau 5.1 : Table de commutation de la DTC d'une machine asynchrone pentaphasée	91

TABLE DES MATIERES

	Page
INTRODUCTION GENERALE.....	1
Chapitre 1 ETAT DE L'ART	
1. INTRODUCTION.....	4
2. INTERET ET PROBLEMATIQUE DU THEME (POLYPHASE).....	4
2.1. Qu'est-ce qu'une machine électrique polyphasée?.....	4
2.1.1. <i>L'utilisateur de la machine</i>	4
2.1.2. <i>Le concepteur de la machine</i>	4
2.1.3. <i>Le modélisateur « mathématicien »</i>	4
2.2. Pourquoi le choix d'une machine polyphasée ?.....	4
2.3. Types de machines polyphasés.....	5
2.4. Pourquoi le choix d'une machine à nombre premier de phases?.....	5
2.5. Solution polyphasée par domaine d'utilisation.....	6
2.5.1. <i>Grande puissance</i>	6
2.5.2. <i>Petite puissance</i>	6
2.5.3. <i>Alternateurs grande vitesse</i>	6
3. PROBLEMATIQUE DE RECHERCHE EN POLYPHASE.....	6
4. LES SYSTEMES MULTI-MACHINES.....	7
5. DIFFERENTES APPROCHES GRAVITANT AUTOUR DE LA THEMATIQUE (SYSTEMES MULTIMACHINES).....	7
5.1. systèmes Multi-machines Multi-convertisseurs (SMM).....	7
5.2. Systèmes Multi-machines triphasés	8
5.3. Systèmes Multi-machines Polyphasés (SMP).....	9
6. CONCLUSION	10
Chapitre 2 MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE POLYPHASEE	
1. INTRODUCTION.....	11
2. PRESENTATION DE LA MACHINE	11
3. MODELISATION LOCALE DES PHENOMENES ELECTROMAGNETIQUES DANS UNE MACHINE ASYNCHRONE POLYPHASEE.....	11
3.1. Modélisation de la machine asynchrone polyphasée par les équations de champ.....	12
3.2 Formulation utilisant le potentiel vecteur magnétique	13
3.3. Mise en équations dans l'hypothèse bidimensionnelle.....	14
3.4. Couplage des champs du stator et du rotor	15
3.5. Implantation informatique.....	16
3.5.1 <i>Méthodes numériques de résolution des équations électromagnétiques</i>	16
3.5.2 <i>La méthode des éléments finis</i>	16
3.5.3 <i>Structure générale d'un logiciel éléments finis</i>	17
3.6. Exemple de modélisation : Machine pentaphasée.....	18
3.6.1. <i>Modèle numérique du moteur</i>	18
4. MODELISATION D'UNE MACHINE A n PHASES DANS UN REPERE MULTIDIMENSIONNEL	22
4.1. Hypothèses simplificatrices :.....	22
4.2. Modèle électrique.....	23
4.2.1. <i>Application de la transformation de découplage</i>	25
A. <i>Equations de tension et de couple en référentiel α-β de Concordia</i>	25

<i>B. Transformation dans un repère rotatif (Park)</i>	28
4.3. Modèle mécanique	29
5. CONCLUSION	29
Chapitre 3 : ALIMENTATIONS DES SYSTEMES MULTI MACHINES POLYPHASES	
1. INTRODUCTION	30
2. STRUCTURE ET FONCTIONNEMENT DE L'ONDULEUR A N-BRAS	30
2.1. Structure de l'onduleur à n bras	30
2.2. Fonctionnement de l'onduleur à n bras	31
3. MODELISATION AUX VALEURS INSTANTANÉES DES ONDULEURS MULTI BRAS	31
4. REPRESENTATION DES ONDULEURS POLYPHASEES	33
4.1. Approche des phaseurs complexes pour onduleurs de tension triphasés	33
4.2. Généralisation pour onduleurs multi-bras	34
4.2.1. Onduleurs de tension 5 bras:	34
4.2.2. Onduleur de tension à sept bras	35
4.2.3. Onduleur de tension à neuf bras	36
5. LES HARMONIQUES DANS L'ONDULEUR MULTIPHASE	37
6. COMMANDE AUX VALEURS MOYENNES : MODULATION DE LA LARGEUR DES IMPULSIONS (MLI)	38
6.1. Définition et expression de la valeur moyenne au sens vectoriel	38
6.2. Algorithmes de MLI vectorielle selon la méthode de calcul des durées de commutation	39
6.2.1. Méthode géométrique	39
6.2.2. Méthode utilisant la Décomposition LU dans le plan naturel.....	40
6.2.3. Méthode multidimensionnelle généralisée dans le plan complexe.....	42
6.3. Algorithme de sélection des vecteurs à activer	44
6.4. Sélection du secteur	46
6.5. Séquencement des vecteurs « tension »	46
7. SIMULATION NUMERIQUE DE L'ONDULEUR DEUX NIVEAUX MULTIPHASE	50
8. ONDULEURS N NIVEAUX N-BRAS	53
8.1. Topologies des onduleurs multi-niveaux	54
8.2. Analyse de l'espace vectoriel de l'onduleur multi-niveaux multiphasé	56
9. MLI VECTORIELLE MULTINIVEAUX MULTIPHASEE GENERALISEE	57
9.1. Normalisation du vecteur de référence	57
9.2. Décomposition du vecteur de référence	57
9.3. Génération et organisation des vecteurs	58
10. SIMULATION DE LA MLI VECTORIELLE MULTINIVEAUX MULTIPHASEE..	58
11. CONCLUSION	60
Chapitre 4 : COMMANDE DES SYSTEMES MULTI-MACHINES POLYPHASEES	
1. INTRODUCTION	61
2. L'ENTRAINEMENT ELECTRIQUE POLYPHASE	61
3. PRINCIPE DE LA COMMANDE DES SYSTEMES MULTI-MACHINES POLYPHASEES	62
4. RACCORDEMENT D'UN SYSTEME MULTI-MACHINES	63
4.1. Cas Général	63
4.2. Exemples de connexions	64
4.2.1. Connexion d'un système de deux machines pentaphasées connectées en série	64
4.2.2. Connexion d'un système de trois machines heptaphasées connectées en série	65
4.2.3. Connexion de quatres machines nanophasées connectées en série	66

4.3. Situation possible avec nombre de phase impaire	66
5. MODELISATION D'UN SYSTEME MULTI-MACHINES ASYNCHRONES	67
6.COMMANDE VECTORIELLE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE PENTAPHASEE ..	70
7. REGULATION FLOUE DE VITESSE	71
7.1. Structure générale d'un système flou.....	71
7.2. Réglage de la vitesse par régulateur flou à gain fixe	71
7.3. La loi de commande.....	71
7.4. Réglage de vitesse avec régulateur flou à gain adaptatif.....	71
8. COMMANDE VECTORIELLE DE DEUX MACHINES PENTAPHASEES EN SERIE....	75
8.1. Alimentation par un onduleur deux niveaux.....	76
8.1.1. Résultats de simulation de la régulation PI de vitesse.....	76
8.1.2. Résultats de simulation de la régulation floue à gain variable de vitesse.....	76
8.2. Alimentation par un onduleur neuf niveaux.....	77
8.2.1. Résultats de simulation de la régulation PI de vitesse.....	77
8.2.2. Résultats de simulation de la régulation floue à gain fixe de vitesse.....	78
8.2.3. Résultats de simulation de la régulation floue à gain variable de vitesse.....	78
9. COMMANDE VECTORIELLE DE TROIS MACHINES HEPTAPHASEES EN SERIE	79
9.1.Alimentation par un onduleur deux niveaux.....	80
9.2. Alimentation par un onduleur neuf niveaux.....	80
9.2.1. Résultats de simulation de la régulation PI de vitesse.....	80
9.2.2. Résultats de simulation de la régulation floue à gain variable de vitesse.....	81
10. CONCLUSION	82
 Chapitre 5 : LES SYSTEMES MULTIMACHINES POLYPHASEES POUR L'ENTRAINEMET D'UN VEHICULE ELECTRIQUE	
1. INTRODUCTION	83
2. DIFFERENTES CONFIGURATIONS DES VEHICULES ELECTRIQUES	83
2.1. Configuration monomoteur	84
2.2. Configuration multi moteur	85
3. MODELISATION DU VEHICULE	85
3.1. Modélisation et commande longitudinale et latérale d'un véhicule	85
3.1.1. Modélisation et commande latérale	85
3.1.2. Modélisation et commande longitudinale	87
3.1.2.1. Equations de la dynamique longitudinale.....	87
A. Force longitudinale transmise au niveau des roues.....	87
B. Forces perturbatrices	89
B.1. Résistance de l'air.....	89
B.2. Résistance au roulement	90
B.3. Résistance en pente	90
4. COMMANDE DIRECTE DU COUPLE (DTC)	90
5. MODE DE GLISSEMENT – COMMANDE DIRECTE DU COUPLE	93
5.1 Modèle du moteur asynchrone pentaphasé dans le repère fixe	93
5.2 Sélection des surfaces de commutation	94
5.3 Condition de Convergence	94
5.4. Synthèse de la fonction de commutation	95
5.5 Problème de Chattering	96
5.6. Estimation du couple résistant	96
6. RESULTATS DE SIMULATION DE LA COMMANDE DTC-MODE DE GLISSEMENT	96
7.1. Profil de vitesse d'essais	96

7.2. Réponses de vitesse et de couple	97
7.3. Essai de différentiel électrique	98
7. CONCLUSION	99
CONCLUSION GENERALE	100
ANNEXE	
BIBLIOGRAPHIE	

Introduction générale

L'architecture conventionnelle d'une chaîne de conversion électromécanique est de type mono-convertisseur mono-machine, et plus précisément une machine triphasée alimentée par une source de tension via un onduleur à trois bras. Avec cette architecture classique, un défaut dans un élément de la chaîne de conversion d'énergie peut entraîner la perte de contrôle (totale ou partielle) de l'actionneur. Une solution pour accroître la disponibilité du système consiste à segmenter la puissance qui transite entre la source électrique et le récepteur en un ou plusieurs endroits. Une approche choisie est d'utiliser les machines polyphasées ou multi-étoiles alimentées par onduleur à n bras ou plusieurs convertisseurs [1-8]. En effet, la modification structurelle des chaînes de conversion électromécanique d'énergie apporte des degrés de liberté supplémentaires pouvant être utilisés pour obtenir soit un meilleur niveau de disponibilité liée à la possibilité de fonctionnement en modes dégradés ou en multi-machines soit une meilleure qualité de couple et/ou de courant absorbé côté réseau. Nous nous intéressons dans cette thèse aux machines polyphasées et le degré de liberté qu'elles offrent à la possibilité de fonctionnement en multi-machines.

L'utilisation de plusieurs entraînements électromécaniques afin de réaliser une fonction globale offre plusieurs avantages. D'abord, les divers actionneurs utilisés sont de dimensions réduites par rapport à un seul actionneur global, ce qui permet une répartition physique plus aisée et réduit les contraintes sur les divers éléments, la puissance totale étant répartie sur chaque actionneur. Ensuite, la disponibilité et la fiabilité de l'ensemble sont ainsi augmentées. Enfin, lors d'une mise en défaut d'une composante, un fonctionnement en marche dégradée est souvent possible.

En effet, dans une application de traction (traction ferroviaire [3, 9, 10] et automobile [11, 12]), le besoin de fort couple à très basse vitesse rend les moteurs handicapés par leur volume ou/et leur masse. En effet, de tels moteurs sont d'autant plus petits qu'ils fonctionnent à haute fréquence, il faut donc qu'ils tournent rapidement ou qu'ils aient un grand nombre de pôles. Dans ce dernier cas, leur construction est plus coûteuse et leur alimentation plus complexe. Il est donc avantageux d'utiliser plus d'un moteur rapide et d'associer à un réducteur pour réduire le volume, la masse et le coût. C'est alors ce que l'on fait si le réducteur mécanique n'est pas prohibé pour des raisons de durée de vie ou de bruit acoustique. De nombreux systèmes utilisent ce type d'entraînements : propulsion navale [13], industrie textile et papetière avec système de transport de bande [14, 15], industrie métallurgique avec laminoirs [16, 17, 18], etc.

Mais ces systèmes ont aussi un certain nombre d'inconvénients. Le premier est relatif à la complexité de leur commande. En effet, une coordination des divers entraînements est à réaliser afin d'assurer leur coopération par rapport à la fonctionnalité globale [19]. La possibilité de marche en mode dégradé ne fait qu'augmenter cette complexité. Par ailleurs, les diverses chaînes de conversions se perturbent les unes les autres, ce qui peut occasionner des dysfonctionnements, voire des détériorations.

La thématique « systèmes multi-machines (SMM) » a pu être une préoccupation des communautés scientifiques nationale et internationale. A l'heure actuelle, la démarche classique d'étude des SMM est liée à une approche réductionniste: l'étude du système se déduit directement de celle de ses composantes. Mais les Systèmes Multi-machines ne peuvent pas se résumer à une association simple de machines. Cela implique une approche systémique de la chaîne de conversion (commande, convertisseur et moteurs) entreprise dans nos travaux : l'étude du système ne peut se réduire à celle de l'étude de ses composantes.

Cependant, les problèmes concernant les systèmes multi-machines, proviennent de solutions technologiques mal adaptées et/ou surtout mal utilisées. Ainsi notre travail s'inscrit dans la finalité de développer sur le plan algorithmique des solutions de commande d'un système multi-machines qui permettront une utilisation plus optimale de l'énergie.

Dans ce contexte, le travail réalisé a pour premier objectif d'explorer les potentialités technologiques en électromécanique, en électronique de puissance et en commande en vue de la conception d'une chaîne de conversion énergétique optimisée pour les systèmes multi-machines polyphasés. La thématique générale de recherche abordée dans cette thèse concerne la modélisation et la commande d'un groupe de machines polyphasées autonomes ou interconnectées.

Afin de cerner le travail proposé, le premier chapitre est un bref récapitulatif des travaux effectués en modélisation et commande des systèmes multi-machines polyphasés. Ce chapitre permet de montrer l'intérêt de développer de tels systèmes. Il est consacré à l'introduction de la thématique générale de notre recherche et à la présentation de l'état de l'art concernant les architectures multi-machines. Il nous immerge progressivement dans notre thématique de recherche et nous permet d'explicitier la pluridisciplinarité des approches régissant la commande d'un groupe de machines.

Dans le chapitre II, on abordera le problème de modélisation d'une machine asynchrone polyphasée. Nous présenterons un modèle numérique par la méthode des éléments finis de la machine prenant en compte les phénomènes électromagnétiques locaux. La prise en compte des effets dynamiques par ce modèle s'avère complexe en raison des phénomènes mis en jeu. Par la suite, nous utiliserons un modèle analytique multidimensionnel simplifié pouvant s'intégrer dans un algorithme de commande.

Le chapitre III est consacré au développement de la modélisation et de la commande de l'onduleur de tension multi bras deux niveaux et multi-niveaux. Nous proposons des nouveaux algorithmes généralisés de modulation vectorielle de largeur d'impulsion (MLI vectorielle). Cette technique est basée sur l'optimisation des pertes par commutation, ainsi des démarches générales de calcul de durées d'activation et de choix d'une séquence optimisée de vecteurs « tension » à appliquer pour reproduire un vecteur de référence seront présentés.

Le chapitre IV confronte les différentes architectures de commande. Il a pour objet de rappeler les difficultés rencontrées lors de la commande des systèmes multi-machines. Cette

étude, jumelée à quelques notions données au chapitre II, nous a permis de définir un cahier des charges précisant les principales caractéristiques d'une commande appropriée pour une ou plusieurs machines polyphasées connectées en série. Pour la validation du concept multi-machines polyphasées séries, nous avons présenté des résultats de simulation de la commande vectorielle par orientation de flux rotorique de deux machines asynchrones pentaphasées alimentées par un seul onduleur à cinq bras deux niveaux et neuf niveaux. Puis, les résultats de la même commande appliquée à trois machines heptaphasées connectées en série alimentées par un seul onduleur à sept bras deux niveaux et neuf niveaux sont présentés. Dans ces résultats les stratégies MLI vectorielle développées sont appliquées.

Le dernier chapitre traite un exemple issu d'applications pratiques - la traction électrique - . Dans un premier temps, nous présenterons un modèle cinématique et dynamique simplifié de véhicule électrique. Ensuite, afin de trouver une solution compacte et légère tout en possédant des performances répondant au cahier des charges de la traction, une architecture multi-machines de véhicule est retenue (un véhicule à quatre roues dont deux directrices et deux motrices). Afin de réaliser des meilleures performances, une commande hybride exploitant les potentialités de la commande directe de couple et le mode de glissement est proposée. Des résultats de simulation vérifiant les contraintes liées au fonctionnement d'un véhicule électrique seront présentés et nous terminerons ce chapitre par la vérification de la différentielle électrique.

Enfin, une conclusion résumera les résultats et donnera les perspectives à nos travaux.

1. INTRODUCTION

Ce premier chapitre se veut une introduction à la problématique de base qui consiste à alimenter un groupe de machines polyphasées par une seule source. Après avoir introduit brièvement les caractéristiques et les contraintes inhérentes au fonctionnement d'une seule machine polyphasée, nous exposerons certains éléments qui ont conduit à s'intéresser davantage à une alimentation collective au lieu de se contenter d'alimentations individuelles séparées. Une grande partie de ce chapitre sera consacré aux différentes approches disciplinaires gravitant autour des thématiques liées aux systèmes multi-machines. Ce chapitre permet ainsi de montrer le caractère pluridisciplinaire des approches et des concepts développés dans la littérature, concernant les systèmes multi-machines d'une manière générale, et machines polyphasées d'une manière particulière.

2. INTERET ET PROBLEMATIQUE DU THEME (POLYPHASE)

2.1. Qu'est-ce qu'une machine électrique polyphasée?

L'appellation de machine électrique polyphasée peut avoir plusieurs significations selon différents points de vue. Ces approches mènent parfois à des confusions mais se justifient toutes de leur point de vue:

2.1.1. *L'utilisateur de la machine*

Il voit le nombre de fils qu'il faut pour l'alimenter. Cette définition considère en quelque sorte la machine comme une boîte noire. Néanmoins, la notion de phase fait plutôt référence à la constitution interne de la machine électrique.

2.1.2. *Le concepteur de la machine*

Il considère le nombre de phases n comme le nombre de bobines électriques n qu'il faut alimenter. Cette définition demande une connaissance interne de la machine. Une machine alimentée par six fils pourra ainsi être une machine triphasée, une machine pentaphasée à neutre sorti ou une machine hexaphasée sans neutre sorti.

2.1.3. *Le modélisateur « mathématicien »*

Il considère une machine polyphasée comme une machine dont le nombre de courants indépendants est supérieur ou égal à deux (vecteur courant de dimension supérieure ou égale à 2) qui envisage le nombre de variables indépendantes (ou encore la dimension de l'espace vectoriel) qu'il est nécessaire de considérer pour décrire correctement la machine.

Les machines électriques les plus utilisées dites triphasées sont sans aucun doute les machines électriques comportant trois fils en sortie et 3 phases connectées en triangle ou en étoile sans neutre sorti. Chaque phase est constituée (pour une machine bipolaire) de 2 bobines décalées de 180° et connectées entre elles. Ce sont bien évidemment les autres machines polyphasées qui feront l'objet de notre étude.

2.2. Pourquoi le choix d'une machine polyphasée ?

Le développement technologique des processeurs temps réel nous a donné l'opportunité de considérer le nombre de phases comme un paramètre supplémentaire dans la conception et la commande des machines électriques. Bien entendu, changer le nombre de phases suppose implicitement que l'on s'intéresse à des entraînements électriques où les machines sont alimentées par des convertisseurs statiques et non directement couplées au réseau triphasé.

Par ailleurs, la modification du nombre de phases ne peut s'envisager que dans deux cas :

- soit qu'elle apporte un avantage par rapport à une structure triphasée (Amélioration de la qualité de l'association convertisseur machine)
- soit qu'elle apporte une solution impossible en triphasé (Contraintes liées au domaine d'utilisation et solutions envisagées)

2.3. Types de machines polyphasées

Nous distinguerons trois grandes familles de machines polyphasées ayant fait l'objet d'études :

- ✓ les machines triphasées avec trois courants indépendants ;
- ✓ les machines hexaphasées et autres machines multi-étoiles [20];
- ✓ les machines pentaphasées et heptaphasées (à nombre premier de phases).

Nous nous intéressons dans notre travail aux machines à nombre premier de phases.

• Les machines à un nombre premier de phases (pentaphasées et heptaphasées)

Les machines comportant un nombre premier de phases n'ont pas de passé industriel. Ne pouvant pas être alimentées par le réseau triphasé, elles ne peuvent se justifier que dans le cadre d'entraînements à vitesse variable. Il a fallu attendre l'explosion de la puissance des processeurs de traitement du signal pour envisager d'augmenter le nombre de phases à gérer.

2.4. Pourquoi le choix d'une machine à nombre premier de phases?

Bien évidemment, il est logique de se poser la question de l'intérêt d'une machine à 5 ou 7 phases dans la mesure où on dispose déjà de machines double-triphasées avec une tolérance aux pannes qu'il est certes possible d'améliorer mais qui existe. Autrement dit, que peut apporter de plus le passage à 5 ou 7 phases ? C'est principalement « Toliyat/Lipo » qui fournissent une première réponse dans une publication comparative [21, 22] donnant pour un même courant une augmentation du couple de 10% pour une machine asynchrone à 5 phases en comparaison à une machine à trois phases. Cette augmentation du couple par ampère s'explique par la mise à profit des harmoniques de force magnétomotrice par une alimentation en créneau de courant : c'est l'augmentation de la densité de flux magnétique dans le matériau ferromagnétique qui en est la cause. Par ailleurs, il est rappelé dans ces articles que tous les harmoniques n'interagissent pas entre eux : on peut définir des familles d'harmoniques. C'est d'ailleurs l'exploitation de l'harmonique de rang 3 de force magnétomotrice couplée à celle d'un harmonique de rang 3 de courant qui est fondamentalement à l'origine de cette augmentation du couple massique. Une analyse par éléments finis [23] confirme l'approche

analytique et expérimentale précédente : à densité magnétique de dent donnée et à courant donné, une machine à 5 phases permet une augmentation de 10,6% du couple (9,3% pour 7 phases, 1,2% pour 6 phases), ceci en prenant pour référence une machine triphasée à pas raccourci mais un peu plus longue de façon à présenter les mêmes pertes Joule.

2.5. Solution polyphasée par domaine d'utilisation

2.5.1. Grande puissance

L'augmentation de la puissance a toujours posé un problème surtout au niveau de l'onduleur, les interrupteurs doivent en effet alors commuter des tensions et des courants d'amplitude plus élevée ce qui rend le coût plus élevé de l'interrupteur et la pollution électromagnétique plus accrue. Par ailleurs, à courant donné, cela mène à des contraintes en tension qui se manifeste par une accélération du vieillissement des diélectriques, ce problème est d'autant plus accentué lorsque la machine est alimentée « classiquement » par un onduleur de tension fonctionnant en Modulation de Largeur d'Impulsions. Ces problèmes peuvent être résolus par l'emploi des convertisseurs multi niveaux.

Une solution alternative et/ou complémentaire peut remédier encore ces problèmes consiste à un fractionnement de la puissance par augmentation du nombre de phases de la machine. A puissance et courant donnés les contraintes en tension sont moindres. Le cout des interrupteurs est réduit. De plus, ce type de structure polyphasée permet d'augmenter la tolérance aux pannes du convertisseur électromécanique. En fait, les contraintes sont réparties entre le convertisseur électromécanique et le convertisseur statique.

2.5.2. Petite puissance

Un autre domaine concernant les machines polyphasées est celui des basses tensions (automobile par exemple). En effet, la présence de courants d'intensité très élevée nécessite en général une mise en parallèle de nombreux interrupteurs qu'il peut être judicieux (pour des raisons de surdimensionnement par exemple) de répartir entre plus de 3 phases. Là encore, les machines polyphasées constituent une alternative économique d'autant qu'elles permettent de réduire les pulsations de couple et donc le bruit d'origine électromagnétique.

2.5.3. Alternateurs à grande vitesse

Le domaine des alternateurs grandes vitesses à entraînement direct (>20 000 tr/mn par exemple avec les turbines à gaz) concernent également les machines polyphasées puisque l'utilisation de redresseurs à MLI dont la fréquence fondamentale est supérieure à 1000Hz impliquent des contraintes fortes sur les interrupteurs. Ce qui nécessite là encore un fractionnement de la puissance. Les machines polyphasées trouvent leurs intérêts dans ce domaine.

3. PROBLEMATIQUE DE RECHERCHE EN POLYPHASE

Les machines polyphasées ont été développées industriellement dans différents domaines (marine, pétrochimie, avionique, automobile,...). Après une alimentation par commutateur de courant, c'est à présent l'alimentation par onduleur de tension commandé en Modulation de

Largeur d'Impulsions qui suscite un intérêt particulier. Néanmoins ce type d'alimentation nécessite une approche plus fine des machines polyphasées du fait de l'effet important du couplage magnétique entre phases. La problématique de recherche est l'étude et le développement d'ensembles complets comprenant le convertisseur statique, le convertisseur électromécanique polyphasé ainsi que la commande.

Le caractère discret du convertisseur statique impose des contraintes à la machine. On doit agir donc sur les degrés de liberté offerts par la commande du convertisseur statique (choix des vecteurs « tension » activés) afin d'exploiter au mieux la machine polyphasée. C'est donc vers une approche qui met la commande de convertisseur plus efficace qu'il faut se diriger.

4. LES SYSTEMES MULTI-MACHINES

De nombreux systèmes utilisent plusieurs chaînes de conversion électromécaniques, ce qui permet une répartition de l'énergie sur l'ensemble. Les dimensions des divers actionneurs sont alors réduites et les contraintes sur les éléments du système d'entraînement sont plus faibles que ceux d'un actionneur unique. L'efficacité et la fiabilité de l'ensemble sont ainsi améliorées. De plus, un fonctionnement en marche dégradée est souvent possible. Mais la commande de tels systèmes est plus complexe. Par ailleurs, les divers couplages présentant entre les chaînes de conversions sont la cause des perturbations mutuelles, ce qui peut occasionner des dysfonctionnements, voire des détériorations.

5. DIFFERENTES APPROCHES GRAVITANT AUTOUR DE LA THEMATIQUE (SYSTEMES MULTIMACHINES)

5.1. Systèmes Multi-machines Multi-convertisseurs (SMM)

Le projet Système Multi-machines Multi-convertisseurs (SMM) [24], projet du GDR-SDSE (Groupe De Recherche Sureté et Disponibilité des Systèmes Electriques), vise à analyser les systèmes composés de plusieurs machines et/ou plusieurs convertisseurs dans les entraînements électriques.

Une approche montre l'équivalence entre la machine polyphasée réelle et un ensemble de machines mono et/ou diphasées fictives, en considérant l'ensemble convertisseur-machine comme un Système Multimachines Multiconvertisseurs (SMM), on déduit des structures de commandes originales de l'ensemble en mode normal comme dégradé (une ou plusieurs phases en défaut).

Ce concept multi machines peut être représenté sans équivoque à la figure 1.1 avec le formalisme REM (Représentation Energétique Macroscopique). Dans cet exemple, la machine possède un nombre impair de phases et elle est équivalente à un ensemble composé d'une machine fictive monophasée (machine *a*) et plusieurs machines diphasées (machines *b* à *j*). On remarque dans ce cas que les alimentations des machines fictives ne peuvent être indépendantes.

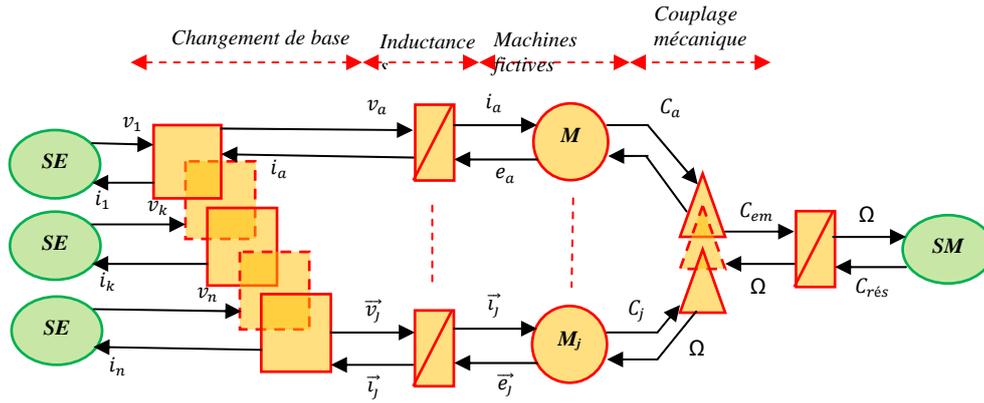


Fig. 1.1: Représentation REM de l'équivalence entre une machine n-phasée et plusieurs machines monophasées et diphasées fictives [24].

5.2. Systèmes multi-machines triphasés

Des travaux de recherche ont été réalisés pour minimiser le nombre d'électronique utilisé, tout en respectant la redondance ou la sûreté de fonctionnement ou augmenter la disponibilité [25]. Deux axes de mutualisation différents ont alors été développés :

- soit plusieurs charges électriques utilisent un dispositif de conversion de puissance électrique commun : il s'agit de « mutualisation de type switching »[26],
- soit le nombre de bras d'onduleur est réduit par le développement de structures particulières pour les systèmes multimachines.

La première approche diminue le poids et le volume de l'électronique de puissance en mutualisant tout ou partie d'onduleur pour plusieurs charges connectées en parallèle.

La seconde approche vise à compléter les structures classiques (un onduleur par actionneur) par la possibilité de mutualisation d'onduleur en cas de défaut de l'un d'entre eux ce qui augmente la disponibilité du système. Les deux cas présentent des avantages différents. Le tableau 1.1 propose une comparaison de ces structures.

Tableau 1.1: Tableau récapitulatif des différentes structures [27]

Nom de la structure	SM(m,n)	nombre de bras par machines	rapport $\frac{V_{Nk \max}}{(V_{Ok \max})}$	lien entre les vitesses	encombrement	autre	
						avantages	inconvénients
classique	SM(3n,n)	3	1	indépendantes	maxi	machines indépendantes	structure non mutualisée
à bras commun	SM(4n/2,n)	2	2/3	$\Omega_1 = \Omega_2$ ou $\Omega_1 = -\Omega_2$	moyen	structure facile à mettre en œuvre	surdimensionnement bras communs
à point milieu	SM(2n,n)	2	$1/\sqrt{3}$	indépendantes	moyen	peut s'appliquer à 1 machine	accès au point milieu du bus DC
mixte	SM(3n/2,n)	1,5	$1/\sqrt{3}$	$\Omega_1 = \Omega_2$ ou $\Omega_1 = -\Omega_2$	mini	idem structures précédentes	idem structures précédentes
parallèle	SM(3,n)	3/n	1	$\Omega_1 = \Omega_2$	mini	structure facile à mettre en œuvre	surdimensionnement de tous les bras

Dans ce tableau, en plus de certains avantages et inconvénients des structures développées, plusieurs critères influençant le dimensionnement des paramètres électriques du système apparaissent :

- Le nombre de bras par machines donne une idée des courants que doivent supporter les bras d'onduleur. En effet, plus ce nombre est élevé et plus le courant passant dans chaque composant du bras d'onduleur est faible.
- Le rapport des tensions maximales machine-onduleur noté $\frac{V_{Nk \max}}{V_{Ok \max}}$ compare la tension maximale que va percevoir la machine à la tension maximale développée par l'onduleur [28]. Pour la structure classique, ce rapport vaut 1. Cependant, pour les autres structures, la tension maximale perçue par la machine peut être inférieure à la tension maximale délivrée par l'onduleur. Afin d'éviter d'avoir une tension maximale admissible par la machine inférieure à celle théoriquement obtenue avec une structure classique, la valeur de tension U_{DC} du bus continu doit alors être augmentée pour ces structures.

A l'heure actuelle, les études concernant les systèmes multimachines asynchrones sont nombreuses, tout comme les applications industrielles qui leur sont dédiées (traction électrique [29-31], industries textile [32], papeterie [33], robots mobiles [28]...). Des structures spécifiques sont alors développées et une commande adéquate, (commande de type moyenne simple, moyenne double, maître/esclave alternée, moyenne différentielle entre autres) qui prend en compte les différentes contraintes physiques imposées et les couplages énergétiques présents au sein du système, est aussi mise en place.

5.3. Systèmes Multi-machines Polyphasées (SMP)

Les systèmes, utilisés depuis de nombreuses années dans l'industrie, ont d'abord été considérés comme des ensembles d'entraînements indépendants. Leur commande a alors été composée d'entités séparées. Mais les diverses contraintes inhérentes à cette distribution d'énergie ont dû être prises en compte, ce qui a été réalisé progressivement, au cas par cas.

Levi de l'Université de Liverpool travail dans le cadre de l'alimentation de deux machines n phasées couplées électriquement de façon spécifique (voir Figure 1.2 pour un système de deux machines pentaphasées) pour garantir un contrôle indépendant des deux machines malgré l'utilisation d'un seul onduleur

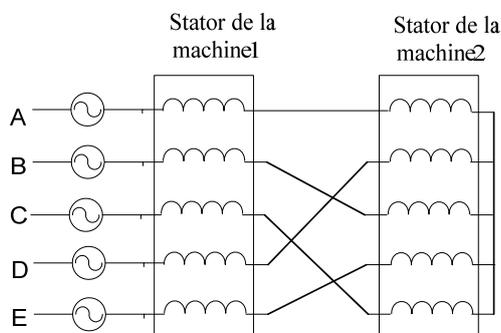


Fig. 1.2 : Structure comportant un onduleur à 5 bras et deux machines pentaphasées en série

Le concept des systèmes multi-machines polyphasés avec des nombres pairs et impairs de phase et les cas possibles de raccordements des enroulements du stator en fonction du nombre de phases ont été étudiés dans: [34].

La transposition des phases est nécessaire pour la commande indépendante de toutes les machines de sorte que les courants qui produisent la force magnétomotrice (FMM) dans la première machine ne produisent pas la FMM dans les autres machines et vice versa. En d'autres termes, les courants produisant flux/couple pour une machine ne produisent pas le flux/couple dans les autres machines et vice versa.

6. CONCLUSION

Les machines polyphasées peuvent être considérées comme la prolongation des machines triphasées traditionnelles, elles sont utilisées pour prolonger le champ d'application en puissance ou pour augmenter leur flexibilité et sûreté.

L'étude et la commande des systèmes multi-machines polyphasées sont des tâches complexes. Ceci s'explique non seulement par la grande diversité des contraintes auxquelles ils sont soumis, mais aussi par la nature distincte et non linéaire des éléments entrant dans leur structure. La conception d'un entraînement fiable exige une analyse globale du système. L'étude exhaustive d'un système d'entraînement fait obligatoirement appel à des développements poussés dans des disciplines variées.

1. INTRODUCTION

Le comportement électrique et dynamique d'un système quelconque ne peut être étudié que s'il est possible de le définir par un modèle mathématique, c'est ce qu'on appelle « modélisation », il est donc évident que cette étape soit un passage indispensable pour concevoir des systèmes de commande performants.

La modélisation des machines électriques présente un grand intérêt en raison des impératifs techniques et économiques, elle conduit à concevoir et exploiter le matériel au voisinage de leurs limites technologiques.

La machine asynchrone polyphasée n'est pas un système simple, car de nombreux phénomènes compliqués interviennent dans son fonctionnement, comme la saturation, l'effet de peau ...etc.

Cependant, nous n'allons pas tenir compte de ces phénomènes, car d'une part, leur formulation mathématique est difficile, d'autre part, leur incidence sur le comportement de la machine considérée comme négligeable dans certaines conditions. Ceci nous permet d'obtenir des équations simples, qui traduisent fidèlement le fonctionnement de la machine.

La modélisation développée est valable pour tout type de machine à stator et rotor bobinés où peuvent être représenté par un système polyphasé.

Dans ce chapitre, nous avons choisi de présenter la modélisation électromagnétique et celle de Park des machines asynchrones polyphasées (à n phases).

Pour le modèle électromagnétique, un processus de calcul par éléments finis en deux dimensions visant à exploiter les spécificités de la machine sera établi.

2. PRESENTATION DE LA MACHINE

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

3. MODELISATION LOCALE DES PHENOMENES ELECTROMAGNETIQUES DANS UNE MACHINE ASYNCHRONE POLYPHASEE

La modélisation des problèmes électromagnétiques s'appuie sur les équations de MAXWELL. Ces équations aux dérivées partielles font intervenir des champs physiques (champs magnétiques, champs électriques). L'étude de ces champs en régime statique (indépendant du temps) constitue les modèles électrostatiques, électrocinétiques et

magnétostatiques. Leur étude en régime dynamique (dépendant du temps) constitue le modèle magnétodynamique.

Nous commençons par présenter les équations de MAXWELL, les lois de comportements des milieux et des conditions d'interfaces associés. Puis, nous introduisons une variable mathématique vectorielle appelée potentiel vecteur magnétique \vec{A} .

La résolution numérique des équations de Maxwell régissant le comportement des champs électromagnétiques, permet de réduire les simplifications (les courants de Foucault, la saturation magnétique, l'effet d'une géométrie complexe (encoches), la considération du comportement électromagnétique local du moteur) faites dans les modèles classiques (Le modèle triphasé-triphasé et celui de Park) et ainsi d'avoir un modèle plus proche de la machine électrique réelle.

L'utilisation d'un modèle souple et malléable est indispensable pour aborder des problèmes d'optimisation. C'est pourquoi nous avons choisi de modéliser dans un plan la machine dimensionnée à l'aide de la méthode des éléments finis. Nous vérifierons que cette méthode permet d'obtenir des résultats précis et fiables, avec cependant des temps de calcul importants.

Les effets tridimensionnels de la machine étudiée seront directement pris en compte dans le modèle par l'intermédiaire des paramètres de circuit équivalent établis analytiquement.

Dans l'hypothèse 2D, la machine est supposée infiniment longue suivant l'axe de la machine. Le stator est constitué de tôles feuilletées qui empêchent la circulation de courants induits dans la direction axiale. La conductivité électrique est donc nulle au niveau de la culasse du stator.

3.1. Modélisation de la machine asynchrone polyphasée par les équations de champ

Le problème de l'analyse des champs électromagnétiques au sein de la machine asynchrone se pose de façon fondamentale en termes d'équations de Maxwell qui gouvernent tous les phénomènes électromagnétiques.

Les équations de MAXWELL forment un système d'équations aux dérivées partielles régissant les phénomènes électromagnétiques, elles s'écrivent :

$$\vec{rot}(\vec{E}) = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (2.1)$$

$$\vec{div} \vec{D} = \rho \quad (2.2)$$

$$\vec{rot}(\vec{H}) = \vec{J}_c + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (2.3)$$

$$\vec{div} \vec{B} = 0 \quad (2.4)$$

Le terme : $\frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$ représente les courants de déplacement qui peuvent être négligés.

Les équations (2.1) et (2.3) expriment le couplage entre les phénomènes électriques et magnétiques, tandis que la deuxième et la quatrième équations reflètent la conservation du flux magnétique et les charges électriques de conduction.

Les inductions et les champs sont reliés entre eux par les lois de comportements qui expriment les propriétés des matériaux, elles s'écrivent :

$$\text{-Loi d'Ohm : } \vec{J}_c = \sigma \vec{E} \quad (2.5)$$

$$\text{-Relation magnétique : } \vec{B} = \mu \vec{H} \quad (2.6)$$

$$\text{-Relation diélectrique : } \vec{D} = \varepsilon \vec{E} \quad (2.7)$$

A : Potentiel vecteur magnétique (Weber/m)

H: Champ magnétique (A/m)

J: Densité de courant uniforme (A/m)

μ : Perméabilité magnétique (H/m)

σ : Conductivité électrique (1 / Ω .m)

t: Temps (s)

3.2 Formulation utilisant le potentiel vecteur magnétique :

Les équations de MAXWELL telles qu'elles sont mal adaptées à la résolution numérique. Pour simplifier leur résolution on utilise une formulation en potentiel vecteur magnétique.

On associe à ces formules les notions de potentiel scalaire V et de potentiel vecteur \vec{A} . On a alors:

$$\vec{B} = \text{rot } \vec{A} \quad (2.8)$$

$$\vec{E} + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = -\text{grad}V \quad (2.9)$$

L'équation (2.9) devient :

$$\text{rot}(\vec{E} + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t}) = \vec{0} \quad (2.10)$$

D'après la loi d'Ohm, on aura, la densité des courants de conduction s'écrit sous la forme suivante:

$$\vec{j}_c = \vec{j}_s - \sigma \left(\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + \text{grad}V \right). \quad (2.11)$$

Cette densité de courants est la superposition de trois termes représentant respectivement:

- Les courants imposés par la source alimentant l'enroulement du stator du moteur.
- Les courants de Foucault induits par la variation temporelle de l'induction dans les zones conductrices de l'induit et de l'inducteur du moteur.
- Un terme dû au potentiel électrique qui entre en jeu, puisque le flux magnétique n'est pas défini de façon univoque en fonction du potentiel vecteur magnétique seulement.

La combinaison de l'équation (2.3) et (2.11), nous permet d'écrire :

$$\vec{rot} \vec{H} = \vec{j}_s - \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - \sigma \vec{grad} V \quad (2.12)$$

D'après les équations (2.6), (2.8), (2.12), on peut aboutir à l'écriture :

$$\vec{rot} \left(\frac{1}{\mu} \vec{rot} \vec{A} \right) + \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = \vec{J}_s - \sigma \vec{grad} V . \quad (2.13)$$

Cette équation permet d'analyser les champs électromagnétiques dans un dispositif électromagnétique alimenté en courant de façon générale et dans le moteur asynchrone en particulier. Notons que le potentiel vecteur magnétique n'est pas unique. Une infinité de solutions se présentent et elles diffèrent les unes des autres d'un gradient. La jauge de Coulomb est souvent utilisée pour garantir l'unicité de la solution.

$$\vec{div} \vec{A} = 0 \quad (2.14)$$

3.3. Mise en équation dans l'hypothèse bidimensionnelle

Généralement, un dispositif électromagnétique comporte plusieurs matériaux, dont certains ont des caractéristiques non linéaires. Par ailleurs, les phénomènes électromagnétiques varient fortement au sein de la structure. C'est pourquoi, une analyse de la structure complète en trois dimensions (3D) s'avère fastidieuse et coûteuse en terme de temps de calcul. L'emploi des modèles 2D est particulièrement simple et efficace et son choix est réaliste.

Dans ce cas, la densité des courants d'excitation et le vecteur potentiel magnétique sont perpendiculaires à la section transversale du moteur, qui représente le plan de l'étude et dans lequel circule le flux magnétique. De plus, le vecteur potentiel n'a qu'une seule composante suivant (OZ) qui ne dépend pas de la troisième dimension (z) et la condition de la jauge de Coulomb est naturellement vérifiée dans ce cas.

$$\vec{J}_c = J_c \vec{k} \text{ et } \vec{A} = \vec{A}_z(x, y) = A \vec{k} \quad (2.15)$$

D'autres part la contribution du terme ($\vec{grad} V$) dans les courants induits, dans cette hypothèse peut être négligée à cause de la symétrie de la répartition de ces courants dans les appareils à induction de façon générale [39]. Dans ces conditions, l'équation vectorielle (2.15) projetée sur les axes de coordonnées, donne naissance à la formulation analytique suivante :

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A}{\partial y} \right) + \sigma \frac{\partial A}{\partial t} = J_s \quad (2.16)$$

En régime harmonique : $\frac{\partial}{\partial t} = j\omega$ donc l'équation (2.16) s'écrit :

$$\vec{\text{rot}}\left(\frac{1}{\mu}\vec{\text{rot}}\vec{A}\right) + j\omega\sigma\vec{A} = \vec{J}_s \quad (2.17)$$

L'équation (2.17) représente l'équation magnétodynamique transitoire en terme potentiel vecteur magnétique, avec terme source.

Selon les domaines considérés, la répartition du potentiel vecteur magnétique peut être déterminée par le système d'équations suivant :

Dans l'entrefer

$$\vec{\text{rot}}\left(\frac{1}{\mu}\vec{\text{rot}}\vec{A}\right) = 0 \quad (2.18)$$

Dans le stator

$$\vec{\text{rot}}\left(\frac{1}{\mu}\vec{\text{rot}}\vec{A}\right) = \vec{J}_s \quad (2.19)$$

Dans le rotor

$$\vec{\text{rot}}\left(\frac{1}{\mu}\vec{\text{rot}}\vec{A}\right) + \sigma\frac{\partial\vec{A}}{\partial t} = 0 \quad (2.20)$$

3.4. Couplage des champs du stator et du rotor

Plusieurs méthodes de couplage ont été imaginées dans la modélisation par éléments finis. Les méthodes de type bande de roulement [40] ou ligne de glissement [41], bien qu'elles présentent certains inconvénients, sont couramment utilisés car facile à mettre en œuvre. On peut aussi restaurer la continuité des grandeurs physiques sur l'interface de couplage en introduisant des multiplicateurs de Lagrange. Dans cette méthode, les domaines statorique et rotorique sont maillés une fois pour toute [42]. Une autre méthode consiste à ne pas mailler l'entrefer où la solution y est déterminée analytiquement. Cette méthode, appelée macro élément, donne de très bons résultats mais le temps de calcul est plus important que dans les autres méthodes [43].

Ces méthodes temporelles sont très performantes mais elles ont l'inconvénient d'imposer des pas de temps très courts pour prendre en compte les effets de denture.

Une alternative très intéressante consiste à utiliser les représentations complexes des différentes grandeurs. L'hypothèse admise est que les grandeurs électromagnétiques sont à variation temporelle sinusoïdale. On utilise ainsi des variables complexes qui ont d'avantage de ne pas nécessiter d'itération dans le temps pour déterminer la solution. Ceci conduit à un gain de temps considérable en comparaison avec le modèle pas à pas. L'inconvénient majeur réside dans le fait qu'on ne peut traiter, en toute rigueur, que les problèmes linéaires. La saturation magnétique ne peut être prise en considération que de manière très globale.

Parmi les modèles élaborés pour obtenir un point de fonctionnement à vitesse donnée, on peut citer la méthode, basée sur le schéma équivalent qui, à position relative fixée du stator et de rotor, consiste à effectuer le calcul dans le repère du stator en divisant la résistivité des parties conductrice de l'induit par le glissement [44]. Cette méthode présente l'inconvénient théorique de "faire passer" tous les harmoniques d'espace créés par l'inducteur avec la pulsation $g\omega_s$.

Sous l'hypothèse d'un régime harmonique et en ne tenant compte que du fondamental des harmoniques d'espaces, les potentiels vecteurs magnétiques, a_s dans le domaine statorique et a_r dans le domaine rotorique s'écrivent, en notation complexe, comme suit :

$$a_s(p,t) = \sqrt{2} \operatorname{Re}(A_s(p) \exp(-j\omega_s t)) \quad (2.21)$$

$$a_r(p,t) = \sqrt{2} \operatorname{Re}(A_r(p) \exp(-jg\omega_s t)) \quad (2.22)$$

Où ω_s et g représente respectivement la pulsation du champ magnétique imposée par l'alimentation du stator et le glissement.

A_s et A_r dénotent la représentation complexe de a_s et a_r respectivement.

3.5. Implémentation informatique

Après la mise au point de la formulation et le choix d'une structure de données. Il nous semble important d'indiquer la démarche suivie pour l'implantation informatique de la formulation.

3.5.1 Méthodes numériques de résolution des équations électromagnétiques

La résolution analytique des équations aux dérivées partielles des problèmes dont la géométrie complexe est impossible. Il faut donc utiliser des méthodes numériques comme :

- La méthode des différences finies.
- La méthode des éléments finis.
- La méthode d'intégrales de frontières.

On s'intéresse ici à la méthode des éléments finis qui a les avantages suivants :

- Traitement possible de géométries complexes.
- Traitement des problèmes non linéaire.
- Détermination plus naturelle des conditions aux limites.

3.5.2 La méthode des éléments finis

La méthode des éléments finis est utilisée dans le domaine de la physique mathématique pour la résolution des équations aux dérivées partielles. Elle consiste à remplacer un problème continu par un problème discret équivalent. La discrétisation se fait sur deux front, d'une part le domaine est subdivisé en sous domaines de géométrie simple appelés éléments, et d'autres parts les équations aux dérivées partielles sont remplacées par des équations algébriques à l'aide d'un calcul variationnel ou des méthodes de minimisation de l'erreur comme la méthode des résidus pondérés [45, 46]. La solution finale s'obtient en résolvant les équations algébriques obtenues sur tous les éléments constituant le domaine.

3.5.3 Structure générale d'un logiciel éléments finis

Avant d'expliquer les divers points établis, rappelons la structure générale d'un logiciel éléments finis. Nous pouvons distinguer sommairement :

- le pré-processeur comprenant la description de la géométrie et les propriétés physiques ;
- le processeur réalisant le calcul en lui-même ;
- le post-processeur permettant le calcul de grandeurs intéressantes (force, couple), à partir de la solution obtenue.

Le logiciel utilisé dans cette étude est « pdetool » de « matlab ». Celui-ci permet de réaliser le schéma du circuit magnétique en deux dimensions et la résolution par éléments finis du problème en termes de potentiel vecteur magnétique. La figure 2.1 présente l'algorithme de calcul par éléments finis.

Afin de permettre une analyse du modèle plus détaillé et meilleure explication des phénomènes internes. On a implémenté un programme de calcul qui permet d'exploiter les valeurs du potentiel vecteur dérivées de logiciel « pdetool ».

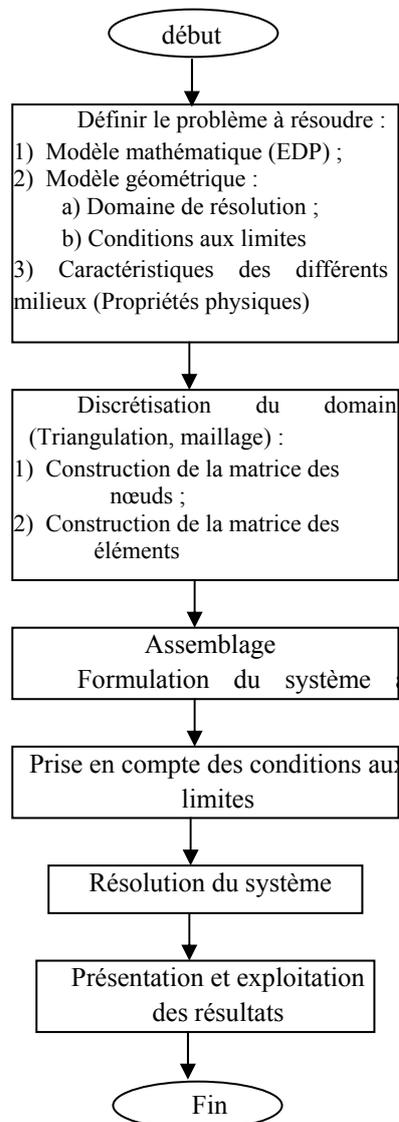


Fig. 2.1 : Structure générale d'un logiciel éléments finis

3.6. Exemple de modélisation : Machine heptaphasée

On se propose maintenant de modéliser une machine asynchrone heptaphasée. Les contraintes suivantes ont été imposées lors de l'élaboration du cahier des charges :

- ✓ la machine doit posséder sept phases dont les enroulements sont concentrés et à pas diamétral ;
- ✓ le rotor est à cage.
- ✓ les dimensions de la machine ainsi que sa vitesse nominale sont obtenues en appliquant la procédure développée en [47] pour le dimensionnement de la machine.

Le procédé d'optimisation garantit que chaque solution est l'optimum dans le sens du poids minimum du moteur satisfaisant les contraintes de performances données [48, 49].

Ces différentes contraintes ont amené au choix d'une machine (représentée en coupe à la figure 2.2) dont les principales caractéristiques sont résumées au tableau 2.3.

Pour l'exemple considéré, les principales dimensions du moteur résultant sont données au tableau 2.1.

Tableau 2.1 : Principales dimensions du moteur

Caractéristiques	valeur
Puissance (kW)	18
Nombre de pôles	4
épaisseur de l'entrefer (mm)	0.5168
diamètre intérieur du stator (mm)	114.5916
diamètre extérieur du stator (mm)	166.1578
diamètre de l'axe du moteur (mm)	56
nombre d'encoche du rotor	28
nombre d'encoche du stator	24

3.6.1. Modèle numérique du moteur

La figure 2.2 présente le maillage effectué sur le circuit magnétique de la machine. Le maillage est plus dense au voisinage de l'entrefer puisque dans cette région se développe l'énergie électromagnétique. Par contre le maillage est plus grossier vers l'arbre et vers l'extérieur de la culasse pour alléger les temps de calcul sans perte sensible d'information.

La carcasse externe de la machine étant conductrice et généralement reliée à la terre, lors de simulations nous appliquons la condition de Dirichlet sur le contour extérieur de la machine avec un potentiel vecteur nul.

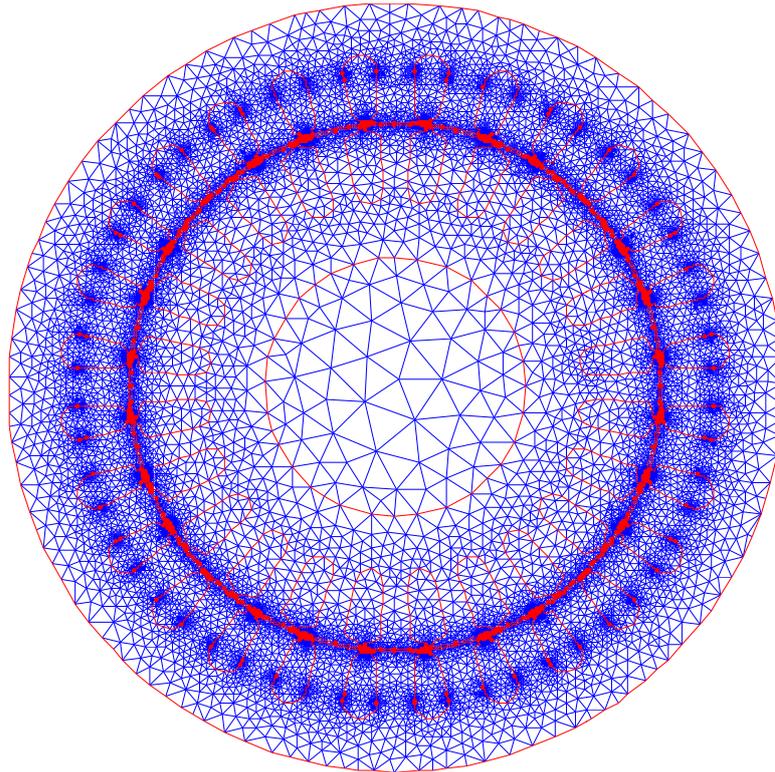


Fig. 2.2 : Répartition du maillage

L'étude des performances de la machine étudiée consiste à réaliser une simulation à vide afin d'analyser la forme et l'amplitude de l'induction radiale au niveau de l'entrefer.

La machine étudiée est entraînée en rotation à sa vitesse nominale et ne débite sur aucune charge ($I_2=0$). Le schéma équivalent est représenté sur la figure 2.3.

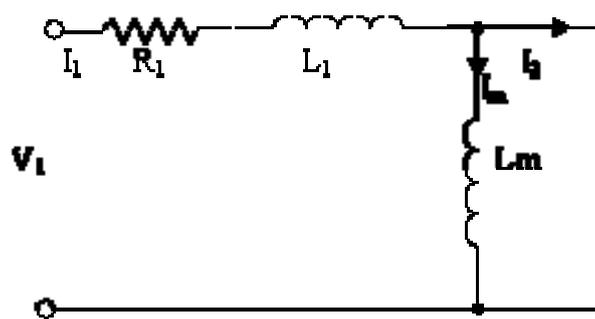


Fig. 2.3 : Machine asynchrone à vide

La figure 2.4 présente la répartition des lignes équiflux et de l'induction dans le circuit magnétique à vide.

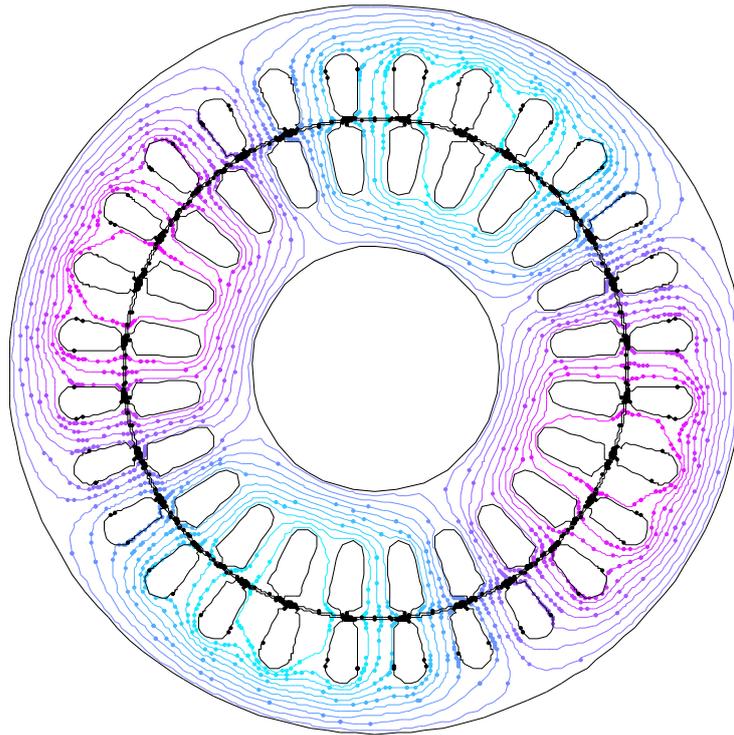


Fig. 2.4 : Répartition des lignes équiflux et de l'induction dans le circuit magnétique

Un résultat typique de cette machine est l'induction radiale au niveau de l'entrefer à vide qui est représentée sur la figure 2.5.

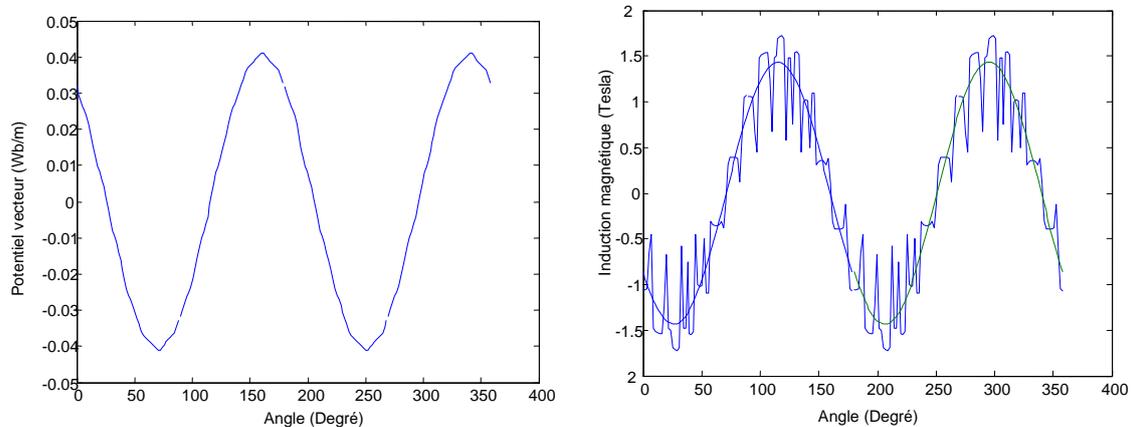


Figure 2.5 : Induction radiale et potentiel vecteur au niveau de l'entrefer à vide

Elle a une forme sinusoïdale. La légère ondulation qui apparaît est due aux dents constituant le stator. Le contenu harmonique de l'induction magnétique est présenté dans la figure 2.6

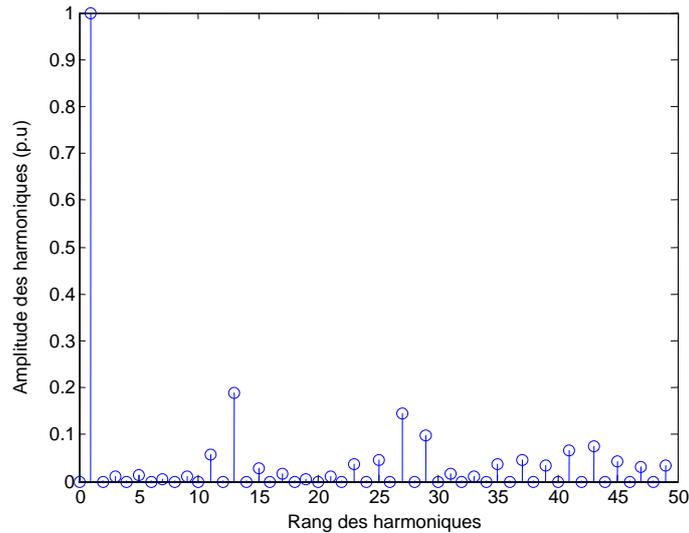


Figure 2.6 : Le contenu harmonique de l'induction radiale au niveau de l'entrefer à vide

A partir de ce qui précède on peut dire que le modèle développé résout directement les équations physiques de base du système, avec un faible niveau d'hypothèses, mais en utilisant des algorithmes numériques lourds. Ils fournissent des valeurs de potentiels magnétiques en des points de la structure. La méthode des éléments finis permet une modélisation locale des phénomènes électriques, magnétiques. Elle présente les avantages suivants [35 - 38]:

- Elle est précise, car elle peut tenir compte des phénomènes locaux et ce d'autant plus que le maillage de la structure est plus fin;
- Elle se présente le plus souvent sous forme de logiciel générique dans lequel on ne fait que décrire la structure géométrique et ses propriétés physiques ; ainsi le temps de développement est plutôt court.

En outre, elle présente les inconvénients suivants [35 - 38]:

- Elle est lente à cause de la lourdeur des calculs mis en oeuvre et du fait qu'elle nécessite au départ un maillage de la structure;
- Elle ne permet pas un couplage facile des différents phénomènes physiques (magnétiques et thermiques ou magnétiques et électriques par exemple). Il ne s'agit pas nécessairement d'une limite théorique, mais dans tous les cas, les couplages ont tendance à allonger encore plus les temps de calcul.

Afin de réduire les temps de calcul relatifs à l'évaluation des critères, nous adopterons une modélisation analytique du système. Cette approche se traduit par une précision moins bonne que celle pouvant être obtenue avec le modèle numérique. Dans la partie suivante, nous abordons la stratégie de modélisation proposée pour un actionneur asynchrone à n phases.

4. MODELISATION D'UNE MACHINE A n PHASES DANS UN REPERE MULTIDIMENTIONNEL

La machine asynchrone polyphasée est une machine qui comporte n phases déphasées d'un angle électrique égale $\alpha=2\pi/n$, Les enroulements des n phases statoriques dans l'espace peuvent être représentés comme indiqué en (Figure (2.7)).

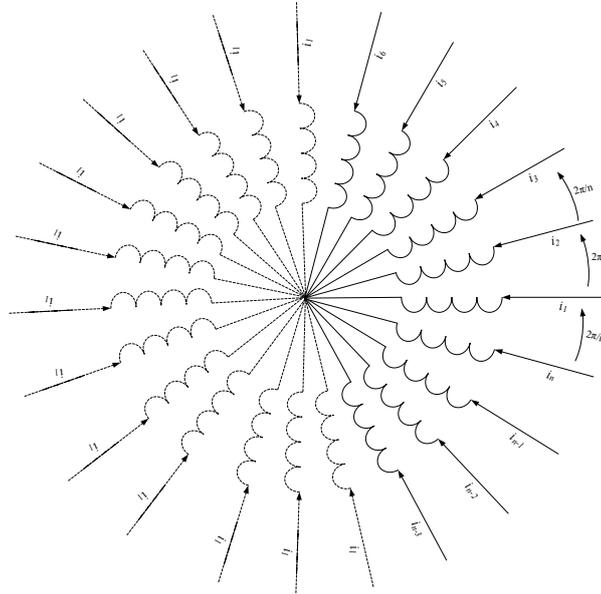


Figure 2.7 : Représentation symbolique des Enroulements statoriques d'une machine polyphasée

Les enroulements statoriques sont alimentés par un système de courant polyphasé équilibré, d'où la création d'un champ tournant le long de l'entrefer.

4.1 Hypothèses simplificatrices :

La modélisation de la machine asynchrone s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses :

- . La parfaite symétrie de la machine;
- . L'absence de saturation et des pertes dans le circuit magnétique (l'hystérésis et le courant de Foucault sont négligeables);
- . La répartition sinusoïdale, le long de l'entrefer, des champs magnétiques de chaque bobinage supposé constante;
- . Les résistances des enroulements ne varient pas en fonction de la température du fonctionnement et on néglige également l'effet de peau;
- . L'alimentation est réalisée par un système de tensions polyphasées symétriques;
- . La cage est assimilée à un bobinage polyphasé en court-circuit de même nombre;
- . La densité du courant peut être considérée comme uniforme dans la section des conducteurs élémentaires;

Ainsi, parmi les conséquences importantes de ces hypothèses on peut citer :

- . L'additivité de flux;

- . La constance des inductances propres;
- . La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle entre leurs axes magnétiques.

4.2. Modèle électrique

Les équations électriques des MAS polyphasées (hypothèses admises au paragraphe 4.1) peuvent être résumées par les équations de tensions du stator et du rotor qui peuvent être écrites, en appliquant la loi de Faraday, comme suit :

$$\begin{aligned} [v_s] &= [R_s][i_s] + \frac{d[\psi_s]}{dt} \\ [v_r] &= [R_r][i_r] + \frac{d[\psi_r]}{dt} \end{aligned} \quad (2.23)$$

Où chaque grandeur polyphasée peut être représentée par un vecteur dans R^n . Ainsi, respectivement les vecteurs tensions, courants et flux (statoriques et rotoriques) sont définis comme suit : (Les phases du stator et du rotor sont identifiées par les nombres 1, 2, 3,n selon l'ordre de leur emplacement le long de la circonférence du stator et du rotor.)

$$\begin{aligned} [v_s] &= \begin{bmatrix} v_{1s} & v_{2s} & v_{2s} & \dots & v_{ns} \end{bmatrix}^T \\ [i_s] &= \begin{bmatrix} i_{1s} & i_{2s} & i_{2s} & \dots & i_{ns} \end{bmatrix}^T \\ [v_r] &= \begin{bmatrix} v_{1r} & v_{2r} & v_{2r} & \dots & v_{nr} \end{bmatrix}^T \\ [i_r] &= \begin{bmatrix} i_{1r} & i_{2r} & i_{2r} & \dots & i_{nr} \end{bmatrix}^T \\ [\psi_s] &= \begin{bmatrix} \psi_{1s} & \psi_{2s} & \psi_{2s} & \dots & \psi_{ns} \end{bmatrix}^T \\ [\psi_r] &= \begin{bmatrix} \psi_{1r} & \psi_{2r} & \psi_{2r} & \dots & \psi_{nr} \end{bmatrix}^T \end{aligned} \quad (2.24)$$

Les matrices des résistances statoriques et rotoriques sont données par:

$$\begin{aligned} [R_s] &= \text{diag}(R_s \quad R_s \quad R_s \quad \dots R_s) \\ [R_r] &= \text{diag}(R_r \quad R_r \quad R_r \quad \dots R_r) \end{aligned} \quad (2.25)$$

Avec R_s et R_r sont respectivement les résistances de chaque phase du stator et du rotor.

La résistance statorique étant la même pour les n phases, il n'y pas lieu d'écrire une matrice de résistances.

Chaque flux comporte une interaction avec les courants de toutes les phases. Les vecteurs

flux du stator et du rotor sont définis comme suit :

$$\begin{aligned} [\psi_s] &= [L_s][i_s] + [L_{sr}][i_r] \\ [\psi_r] &= [L_r][i_r] + [L_{rs}][i_s] \end{aligned} \quad (2.26)$$

Où $[L_s]$, $[L_r]$ et $[L_{sr}]$ sont des matrices inductances définies en tenant compte des hypothèses simplificatrices citées précédemment comme suit :

$$L_s = \begin{bmatrix} L_{11s} & L_{12s} & L_{13s} & \dots & L_{1ns} \\ L_{21s} & L_{22s} & L_{23s} & \dots & L_{2ns} \\ L_{31s} & L_{32s} & L_{33s} & \dots & L_{3ns} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ L_{n1s} & L_{n2s} & L_{n3s} & \dots & L_{nns} \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

$$L_s = \begin{bmatrix} L_{ls} + M & M \cos(\alpha) & M \cos(2\alpha) & \dots & M \cos((n-1)\alpha) \\ M \cos((n-1)\alpha) & L_{ls} + M & M \cos(\alpha) & \dots & M \cos((n-2)\alpha) \\ M \cos((n-2)\alpha) & M \cos((n-1)\alpha) & L_{ls} + M & \dots & M \cos((n-3)\alpha) \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ M \cos(\alpha) & M \cos(2\alpha) & M \cos(3\alpha) & \dots & L_{ls} + M \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

$$L_r = \begin{bmatrix} L_{11r} & L_{12r} & L_{13r} & \dots & L_{1nr} \\ L_{21r} & L_{22r} & L_{23r} & \dots & L_{2nr} \\ L_{31r} & L_{32r} & L_{33r} & \dots & L_{3nr} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ L_{n1r} & L_{n2r} & L_{n3r} & \dots & L_{nnr} \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

$$L_r = \begin{bmatrix} L_{lr} + M & M \cos(\alpha) & M \cos(2\alpha) & \dots & M \cos((n-1)\alpha) \\ M \cos((n-1)\alpha) & L_{lr} + M & M \cos(\alpha) & \dots & M \cos((n-2)\alpha) \\ M \cos((n-2)\alpha) & M \cos((n-1)\alpha) & L_{lr} + M & \dots & M \cos((n-3)\alpha) \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ M \cos(\alpha) & M \cos(2\alpha) & M \cos(3\alpha) & \dots & L_{lr} + M \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

$$\underline{L}_{sr} = M \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \alpha) & \cos(\theta + 2\alpha) & \dots & \cos(\theta + (n-1)\alpha) \\ \cos(\theta + (n-1)\alpha) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \alpha) & \dots & \cos(\theta + (n-2)\alpha) \\ \cos(\theta + (n-2)\alpha) & \cos(\theta + (n-1)\alpha) & \cos(\theta) & \dots & \cos(\theta + (n-3)\alpha) \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \cos(\theta + \alpha) & M \cos(\theta + 2\alpha) & M \cos(\theta + 3\alpha) & \dots & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

$$\underline{L}_{rs} = \underline{L}_{sr}^T$$

Avec

L_{iis} est l'inductance propre d'une phase statorique.

L_{iir} est l'inductance propre d'une phase rotorique.

L_{ijs} est l'inductance mutuelle entre deux phases statoriques.

L_{ijr} est l'inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.

M est le maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

L'angle θ représente la position instantanée de l'axe magnétique de la phase 1 du rotor avec l'axe magnétique de la phase 1 du stator.

Le modèle de la machine asynchrone polyphasée est un système de n 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. On peut réaliser un changement de base sur les grandeurs physiques (tension, flux et courant) qui permet de surmonter cette difficulté et d'obtenir un modèle facilement exploitable. Ce changement de base est appelé transformation de Park, elle conduit à une relation matricielle indépendante de l'angle θ .

4.2.1. Application de la transformation de découplage

La transformation de Park consiste à transformer les enroulements statoriques et rotoriques en enroulements orthogonaux équivalents. La transformation des grandeurs physiques est effectuée à l'aide de la matrice $P(\theta)$ dite généralisée, qui est donnée par la combinaison de la matrice de Concordia (Repère stationnaire) et de la matrice de repère rotatif; cette transformation conserve la puissance instantanée.

A. Equations de tensions et de couple en référentiel α - β de Concordia

Les composantes de chaque vecteur (tension, courant ou *flux*) dans le référentiel α - β sont obtenues par :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_{\alpha\beta}^s \\ v_{\alpha\beta}^r \end{bmatrix} &= [C] \begin{bmatrix} v_s \\ v_r \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} i_{\alpha\beta}^s \\ i_{\alpha\beta}^r \end{bmatrix} &= [C] \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} & \psi_{\alpha\beta}^s &= [C] \begin{bmatrix} \psi_s \end{bmatrix} \\ & & & & \psi_{\alpha\beta}^r &= [C] \begin{bmatrix} \psi_r \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.32)$$

Où $[C]$ est la matrice de Concordia pour un nombre impair de phase, elle est donnée par la matrice comme suit [50] :

$$C = \begin{bmatrix} 1 & \cos\alpha & \cos2\alpha & \cos3\alpha & \dots & \cos3\alpha & \cos2\alpha & \cos\alpha \\ 0 & \sin\alpha & \sin2\alpha & \sin3\alpha & \dots & -\sin3\alpha & -\sin2\alpha & -\sin\alpha \\ 1 & \cos2\alpha & \cos4\alpha & \cos6\alpha & \dots & \cos6\alpha & \cos4\alpha & \cos2\alpha \\ 0 & \sin2\alpha & \sin4\alpha & \sin6\alpha & \dots & -\sin6\alpha & -\sin4\alpha & -\sin2\alpha \\ 1 & \cos3\alpha & \cos6\alpha & \cos9\alpha & \dots & \cos9\alpha & \cos6\alpha & \cos3\alpha \\ 0 & \sin3\alpha & \sin6\alpha & \sin9\alpha & \dots & -\sin9\alpha & -\sin6\alpha & -\sin3\alpha \\ \dots & \dots \\ 1 & \cos\left(\frac{n-1}{2}\alpha\right) & \cos2\left(\frac{n-1}{2}\alpha\right) & \cos3\left(\frac{n-1}{2}\alpha\right) & \dots & \cos3\left(\frac{n-1}{2}\alpha\right) & \cos2\left(\frac{n-1}{2}\alpha\right) & \cos\left(\frac{n-1}{2}\alpha\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{n-1}{2}\alpha\right) & \sin2\left(\frac{n-1}{2}\alpha\right) & \sin3\left(\frac{n-1}{2}\alpha\right) & \dots & -\sin3\left(\frac{n-1}{2}\alpha\right) & -\sin2\left(\frac{n-1}{2}\alpha\right) & -\sin\left(\frac{n-1}{2}\alpha\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

Les tensions statoriques sont données par le système d'équations suivant :

$$\begin{aligned}
 v_{\alpha s} &= R_s i_{\alpha s} + \frac{d\psi_{\alpha s}}{dt} = R_s i_{\alpha s} + (L_{ls} + L_M) \frac{di_{\alpha s}}{dt} + L_m \frac{d}{dt} (i_{\alpha r} \cos \theta - i_{\beta r} \sin \theta) \\
 v_{\beta s} &= R_s i_{\beta s} + \frac{d\psi_{\beta s}}{dt} = R_s i_{\beta s} + (L_{ls} + L_M) \frac{di_{\beta s}}{dt} + L_m \frac{d}{dt} (i_{\alpha r} \sin \theta + i_{\beta r} \cos \theta) \\
 v_{x1s} &= R_s i_{x1s} + \frac{d\psi_{x1s}}{dt} = R_s i_{x1s} + L_{ls} \frac{di_{x1s}}{dt} \\
 v_{y1s} &= R_s i_{y1s} + \frac{d\psi_{y1s}}{dt} = R_s i_{y1s} + L_{ls} \frac{di_{y1s}}{dt} \\
 &\dots\dots\dots \\
 v_{0s} &= R_s i_{0s} + \frac{d\psi_{0s}}{dt} = R_s i_{0s} + L_{ls} \frac{di_{0s}}{dt}
 \end{aligned} \tag{2.34}$$

Les équations du rotor sont données par :

$$\begin{aligned}
 v_{\alpha r} = 0 &= R_r i_{\alpha r} + \frac{d\psi_{\alpha r}}{dt} = R_r i_{\alpha r} + (L_{lr} + L_M) \frac{di_{\alpha r}}{dt} + L_m \frac{d}{dt} (i_{\alpha s} \cos \theta + i_{\beta s} \sin \theta) \\
 v_{\beta r} = 0 &= R_r i_{\beta r} + \frac{d\psi_{\beta r}}{dt} = R_r i_{\beta r} + (L_{lr} + L_M) \frac{di_{\beta r}}{dt} + L_m \frac{d}{dt} (-i_{\alpha s} \sin \theta + i_{\beta s} \cos \theta) \\
 v_{x1r} = 0 &= R_r i_{x1r} + \frac{d\psi_{x1r}}{dt} = R_r i_{x1r} + L_{lr} \frac{di_{x1r}}{dt} \\
 v_{y1r} = 0 &= R_r i_{y1r} + \frac{d\psi_{y1r}}{dt} = R_r i_{y1r} + L_{lr} \frac{di_{y1r}}{dt} \\
 &\dots\dots\dots \\
 v_{0r} = 0 &= R_s i_{0r} + \frac{d\psi_{0r}}{dt} = R_r i_{0r} + L_{lr} \frac{di_{0r}}{dt}
 \end{aligned} \tag{2.35}$$

$$\text{Avec } L_m = \left(\frac{n}{2}\right)M \tag{2.36}$$

Dans le cas d'un nombre paire de phases la matrice de découplage contient deux dernières rangées identiques (2.33). Par conséquent dans (2.34), (2.35) les deux dernières équations de tensions sont des composants homopolaires.

Le couple développé est donné comme suit :

$$T_e = PL_m [(i_{\alpha r} i_{\beta s} - i_{\beta r} i_{\alpha s}) \cos \theta - (i_{\alpha r} i_{\beta s} + i_{\beta r} i_{\alpha s}) \sin \theta] \tag{2.37}$$

L'équation du couple (2.37) montre que le couple de la machine est entièrement dépendant des composantes des courants α - β du stator/rotor et il est indépendant de la valeur des composantes des courants x/y, ainsi que du nombre de phases. Par conséquent, pour n'importe quel nombre de phases, la commande du couple exige seulement deux composantes. A partir des équations du rotor (2.35) il découle que, puisque le rotor est court-circuité et les composantes selon x/y du stator sont découplées des composantes selon x/y du rotor, les composantes d'ordre zéro sont égaux à zéro. De même, puisque le stator est raccordé en étoile, les composantes d'ordre zéro du stator sont aussi égaux à zéro.

Il suit de (2.34), (2.35) que pour une machine de n phases il y a $(n-1)/2$ paires de composantes des courants (une paire de $\alpha \beta$ et $((n-1)/2-1)$ paires de composants x/y) quand le nombre de phases est un nombre impair. Si le nombre de phases est paire il y a $(n-1)/2$ paires de composants courants (une paire de $\alpha \beta$ et $((n-1)/2-1)$ paires des composants x/y). Puisque une paire de composants courants est exigée pour la commande d'une machine, alors le nombre de paires des composants de courant disponibles (c.-à-d., le nombre de machines qui pourraient être commandées conséquemment) est le même pour un nombre impair de phase. Le nombre paire demande un bras d'onduleur en plus que le nombre impair, tout en n'offrant aucun avantage évident qui compenserait cette imperfection. C'est pour cette raison que la discussion est restreinte aux nombres impairs de phases. Néanmoins, pour un nombre de phases supérieur ou égal à huit, apparaît là aussi bien une économie dans le nombre de bras d'onduleur, une fois comparé à un système d'entraînement multi-moteurs triphasés équivalent. Une étude générale pour tous les nombres de phases paires possibles a été également entreprise et les résultats sont rapportés dans [51].

B. Transformation dans un repère rotatif (Park)

On s'aperçoit que les grandeurs statoriques sont liées aux grandeurs rotoriques à travers l'angle θ . On choisi alors de transformer les grandeurs statoriques et les grandeurs rotoriques vers un repère commun dit $d-q$

Afin d'exprimer toutes les grandeurs dans un même repère, les grandeurs statoriques et rotoriques sont projetées dans un repère tournant (d,q) décalé d'un angle électrique θ (dit de Park) par rapport au repère fixe (α,β).

Puisque tous les composants x/y et les composantes d'ordre zéro du stator et du rotor sont découplées, la transformation de rotation doit être appliquée aux composants $\alpha \beta$ seulement. Les matrices de transformation pour le stator et le rotor sont :

$$\begin{aligned}
 P(\theta_s) &= \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \sin \theta_s & & & \\ -\sin \theta_s & \cos \theta_s & & & \\ & & 1 & & \\ & & & \dots & \\ & & & & 1 \end{bmatrix} & P(\theta_s)^{-1} &= \begin{bmatrix} \cos \theta_s & -\sin \theta_s & & & \\ \sin \theta_s & \cos \theta_s & & & \\ & & 1 & & \\ & & & \dots & \\ & & & & 1 \end{bmatrix} \\
 P(\theta_r) &= \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r & & & \\ -\sin \theta_r & \cos \theta_r & & & \\ & & 1 & & \\ & & & \dots & \\ & & & & 1 \end{bmatrix} & P(\theta_r)^{-1} &= \begin{bmatrix} \cos \theta_r & -\sin \theta_r & & & \\ \sin \theta_r & \cos \theta_r & & & \\ & & 1 & & \\ & & & \dots & \\ & & & & 1 \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{2.38}$$

Si l'on note par θ_s (resp. par θ_r) l'angle de la transformation de Park des grandeurs statoriques (resp. rotoriques), il existe une relation qui les lient et qui simplifie le modèle final.

Les repères de la transformation de Park des grandeurs statoriques et celle des grandeurs rotoriques doivent coïncider pour simplifier ces équations. Ceci se fait en liant les angles θ_s et θ_r par la relation :

$$\theta_s = \theta + \theta_r \tag{2.39}$$

Les grandeurs statoriques sont transformées comme suit :

$$[x_{\alpha\beta s}] = P(\theta_s)[x_{dq s}] \quad (2.40)$$

Et les grandeurs rotoriques également comme suit :

$$[x_{\alpha\beta r}] = P(\theta_r)[x_{dq r}] \quad (2.41)$$

Par l'application des transformations (2.38), les équations de tension (2.34), du stator prennent la forme :

$$\begin{aligned} v_{ds} &= R_s i_{ds} - \omega_s \psi_{qs} + p \psi_{ds} \\ v_{qs} &= R_s i_{qs} + \omega_s \psi_{ds} + p \psi_{qs} \\ v_{x1s} &= R_s i_{x1s} + p \psi_{x1s} \\ v_{y1s} &= R_s i_{y1s} + p \psi_{y1s} \\ &\dots\dots\dots \\ v_{0s} &= R_s i_{0s} + p \psi_{0s} \end{aligned} \quad (2.42)$$

Les équations de tension (2.35), du rotor prennent la forme :

$$\begin{aligned} v_{dr} &= R_r i_{dr} - (\omega_s - \omega) \psi_{qr} + p \psi_{dr} \\ v_{qr} &= R_r i_{qr} + (\omega_s - \omega) \psi_{dr} + p \psi_{qr} \\ v_{x1r} &= R_r i_{x1r} + p \psi_{x1r} \\ v_{y1r} &= R_r i_{y1r} + p \psi_{y1r} \\ &\dots\dots\dots \\ v_{0r} &= R_r i_{0r} + p \psi_{0r} \end{aligned} \quad (2.43)$$

Où $p = \frac{d}{dt}$

Cependant, c'est au niveau de l'écriture des flux que ça devient intéressant. Les flux sont donnés par :

$$\begin{aligned} \psi_{ds} &= (L_{ls} + L_m) i_{ds} + L_m i_{dr} & \psi_{dr} &= (L_{lr} + L_m) i_{dr} + L_m i_{ds} \\ \psi_{qs} &= (L_{ls} + L_m) i_{qs} + L_m i_{qr} & \psi_{qr} &= (L_{lr} + L_m) i_{qr} + L_m i_{qs} \\ \psi_{x1s} &= L_{ls} i_{x1s} & \psi_{x1r} &= L_{lr} i_{x1r} \\ \psi_{y1s} &= L_{ls} i_{y1s} & \psi_{y1r} &= L_{lr} i_{y1r} \\ &\dots\dots\dots & & \\ \psi_{0s} &= L_{ls} i_{0s} & \psi_{0r} &= L_{lr} i_{0r} \end{aligned} \quad (2.44)$$

En effet, les sous matrices sont maintenant diagonales et ne dépendent plus de θ (l'angle électrique entre le stator et le rotor).

Nous avons exprimé les équations de la machine mais il reste également le couple électromagnétique. Ce dernier peut être dérivé de l'expression de la co-énergie ou obtenu à

l'aide d'un bilan de puissance. Il en résulte plusieurs expressions toutes égales (où p est le nombre de paires de pôles) :

$$C_{em} = p(\psi_{as}i_{qs} - \psi_{qs}i_{as}) \quad (2.45)$$

$$C_{em} = p(\psi_{qr}i_{dr} - \psi_{dr}i_{qr}) \quad (2.46)$$

$$C_{em} = pM(i_{dr}i_{qs} - i_{qr}i_{ds}) \quad (2.47)$$

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\psi_{dr}i_{qs} - \psi_{qr}i_{ds}) \quad (2.48)$$

C'est cette dernière expression que nous allons utiliser dans la commande vectorielle qui sera présentée par la suite.

4.3. Modèle mécanique

L'équation mécanique de la machine s'écrit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega \quad (2.49)$$

avec:

J : Moment d'inertie de l'ensemble machine charge.

Ω : Vitesse de rotation rotorique de la machine.

C_{em} : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant.

K_f : Coefficient de frottement.

5. CONCLUSION

Dans ce chapitre, un modèle numérique d'une machine asynchrone heptaphasée a été présenté. Il consiste à retrouver dans la simulation la forme et l'amplitude de l'induction radiale au niveau de l'entrefer à vide.

Puis, une modélisation dans le repère de Park d'une machine à n phases a été établie. Le modèle développé est identique à une machine triphasée, excepté la présence des équations de composantes x/y .

Le chapitre suivant consiste au développement d'une modélisation de l'onduleur de tension multi-bras, elle doit permettre de bien mettre en évidence les degrés de liberté de l'onduleur pour la commande d'une ou plusieurs machines polyphasées.

1. INTRODUCTION

Une machine polyphasée exploitant au mieux une alimentation par onduleur de tension, dont leur commande permet d'exploiter les potentialités spécifiques des machines polyphasées (meilleur couple massique à taux d'ondulation de couple donné [52 - 57], fonctionnement en mode dégradé [58 - 69],...).

Ce chapitre traite un développement d'une modélisation de l'onduleur de tension multi-bras, elle doit permettre de bien mettre en évidence les degrés de liberté de l'onduleur pour la commande de la machine.

La méthode de commande par MLI présente deux avantages importants [70 - 75] :

- ✓ Elle repousse vers les fréquences élevées les harmoniques de la tension de sortie ce qui facilite le filtrage de cette tension ;
- ✓ Elle permet de faire varier le fondamental de la tension de sortie.
- ✓ Les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs sont le plus souvent déterminés en temps réel au moyen d'une électronique de commande appropriée.

Nous allons, dans ce chapitre, présenter des algorithmes généralisés de MLI vectorielle polyphasée pour les onduleurs deux niveaux et multiniveaux.

2. STRUCTURE ET FONCTIONNEMENT DE L'ONDULEUR DEUX NIVEAUX A N-BRAS

2.1. Structure de l'onduleur deux niveaux à n bras

Un onduleur de tension deux niveaux à n bras est connecté d'une part à une source de tension continue U_{dc} (définie par rapport au potentiel du point de référence noté M sur la Figure 3.1) et d'autre part à une charge de n phases. Il est constitué de n cellules de commutation. Ces dernières sont bidirectionnelles en courant, et elles sont constituées de $2n$ interrupteurs bidirectionnelles en tension, chaque interrupteur est constitué d'un transistor et d'une diode de récupération montée en tête-bêche.

Sa représentation en figure (3.1) fait apparaître le point neutre fictif N qui sert de référence de potentiel.

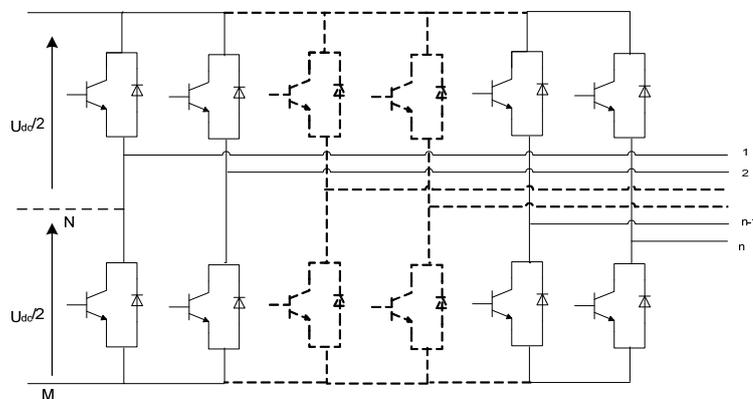


Fig. 3.1 : Onduleur de tension deux niveaux à n-bras

2.2. Fonctionnement de l'onduleur deux niveaux à n bras

L'onduleur agit sur la source polyphasée en imposant un ensemble de tensions V_{kN} . Cette source impose en réaction un ensemble de courants i_k qui est à l'origine du courant i_{bus} qui circule dans la source de tension continue de valeur U_{dc} .

Chaque cellule est formée de deux interrupteurs, comme la conduction est considérée toujours continue, à instant donné un seul des interrupteurs est fermé de tel sorte qu'il en résulte une liaison rigide entre leurs fonctions de connexion soit :

$$f_{c1} + f_{c2} = 0 \tag{3.1}$$

Le choix des valeurs des fonctions de connexion permet d'agir sur les tensions V_{kN} imposées côté polyphasé et sur le courant imposé côté continu i_{bus} . Une contrainte sur le courant côté continu se traduira ainsi par une contrainte sur l'ensemble des tensions V_{kN} .

3. MODELISATION AUX VALEURS INSTANTANEEES DES ONDULEURS DEUX NIVEAUX MULTI-BRAS

Cette modélisation sera effectuée en considérant l'association de l'onduleur avec une charge couplée en étoile avec neutre isolé, car on se ramène toujours à une configuration où les sources de tension sont couplées en polygones et les sources de courant sont connectées en étoile. Ce choix d'association élimine implicitement la présence de toutes composantes homopolaire.

Dans l'hypothèse de la conduction continue, on montre que chaque groupe transistor diode, assemblés en parallèle, forme un interrupteur (demi-bras) bicommandable (commandé à l'ouverture et à la fermeture), chaque demi-bras possède son complémentaire,

Pour simplifier l'étude on suppose que la commutation des interrupteurs est instantanée et on néglige les chutes de tension aux bornes des interrupteurs. Par conséquent, on suppose que les commandes des deux transistors de même bras sont complémentaires, les tensions de sorties de l'onduleur par rapport au point M (Figure 3.2) sont définies par :

$$\begin{aligned} V_{1M} &= S_1 U_{dc} - (U_{dc}/2) \\ V_{2M} &= S_2 U_{dc} - (U_{dc}/2) \\ V_{3M} &= S_3 U_{dc} - (U_{dc}/2) \\ &\dots\dots\dots \\ V_{nM} &= S_n U_{dc} - (U_{dc}/2) \end{aligned} \tag{3.2}$$

Avec :

$S_1, S_1, \dots S_n$ les fonctions de connexion des demi-bras.

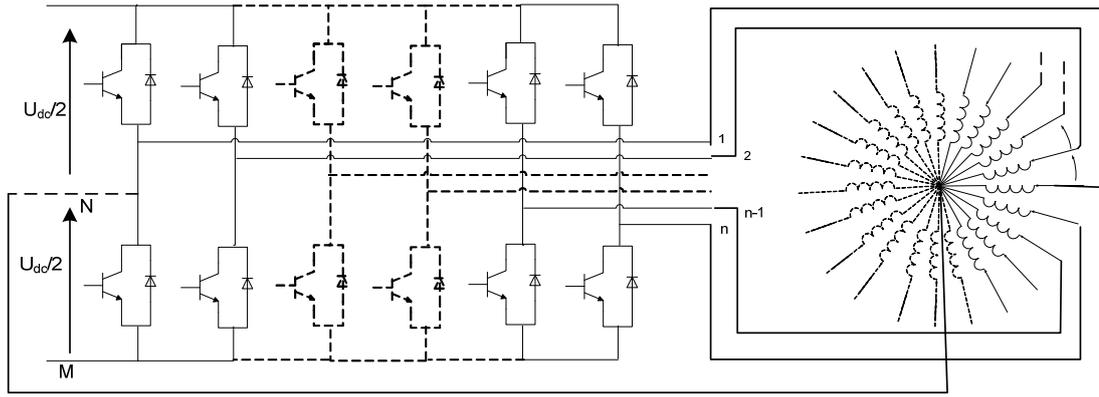


Fig. 3.2 Structure générale de l'alimentation d'une machine à n phases par onduleur

Les tensions simple de la machine V_{kN} ($k = \{1, \dots, n\}$) définies par rapport à un point neutre fictif N qui sert de référence de potentiel.

$$\begin{aligned}
 V_{1N} &= V_{1M} - V_{NM} \\
 V_{2N} &= V_{2M} - V_{NM} \\
 V_{3N} &= V_{3M} - V_{NM} \\
 &\dots\dots\dots \\
 V_{nN} &= V_{nM} - V_{NM}
 \end{aligned} \tag{3.3}$$

Sachant que la charge est équilibrée et le neutre est isolé:

$$V_{1N} + V_{2N} + V_{3N} + \dots + V_{nN} = 0 \tag{3.4}$$

$$\begin{aligned}
 V_{1M} &= V_{1N} - V_{NM} \\
 V_{2M} &= V_{2N} - V_{NM} \\
 V_{3M} &= V_{3N} - V_{NM} \\
 &\dots\dots\dots \\
 V_{nM} &= V_{nN} - V_{NM}
 \end{aligned} \tag{3.5}$$

Alors :

$$V_{NM} = \frac{V_{1M} + V_{2M} + V_{3M} + \dots + V_{nM}}{n} \tag{3.6}$$

Donc on obtient :

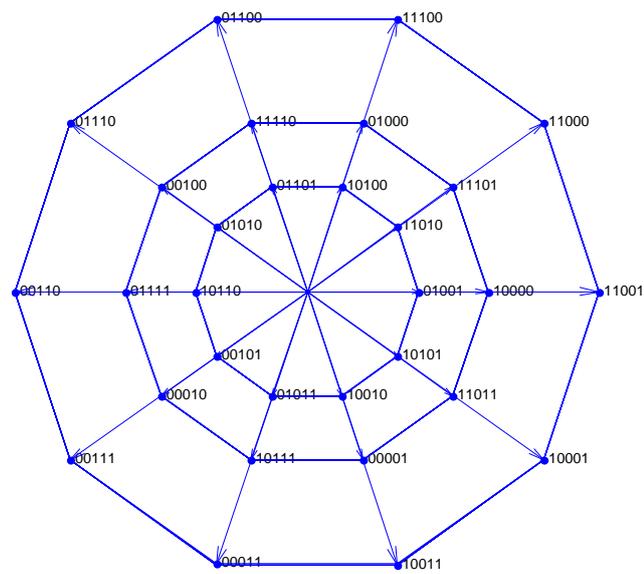
$$\begin{bmatrix} V_{1N} \\ V_{2N} \\ V_{3N} \\ \cdot \\ \cdot \\ V_{nN} \end{bmatrix} = \frac{1}{n} \begin{bmatrix} (n-1) & -1 & -1 & \cdot & -1 \\ -1 & (n-1) & -1 & \cdot & -1 \\ -1 & -1 & (n-1) & \cdot & -1 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ -1 & -1 & -1 & \cdot & (n-1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{1M} \\ V_{2M} \\ V_{3M} \\ \cdot \\ \cdot \\ V_{nM} \end{bmatrix} \tag{3.7}$$

critères : utilisation optimale de la tension de l'onduleur par minimisation du nombre de commutation.

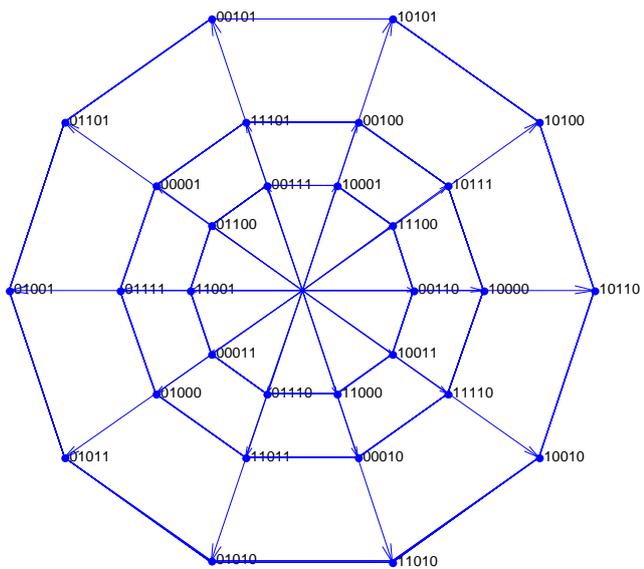
4.2. Généralisation pour onduleurs deux niveaux multi-bras

4.2.1. Onduleurs de tension 5 bras:

L'onduleur à 5 bras est représenté dans deux plans par un polygone régulier à 10 côtés comportant 31 points distincts. Ce polygone est souvent subdivisé en zones qui apparaissent naturellement au sens visuel. Les différentes valeurs que peuvent prendre les vecteurs « tension » sont représentées de façon graphique à la Figure 3.4.



(a)

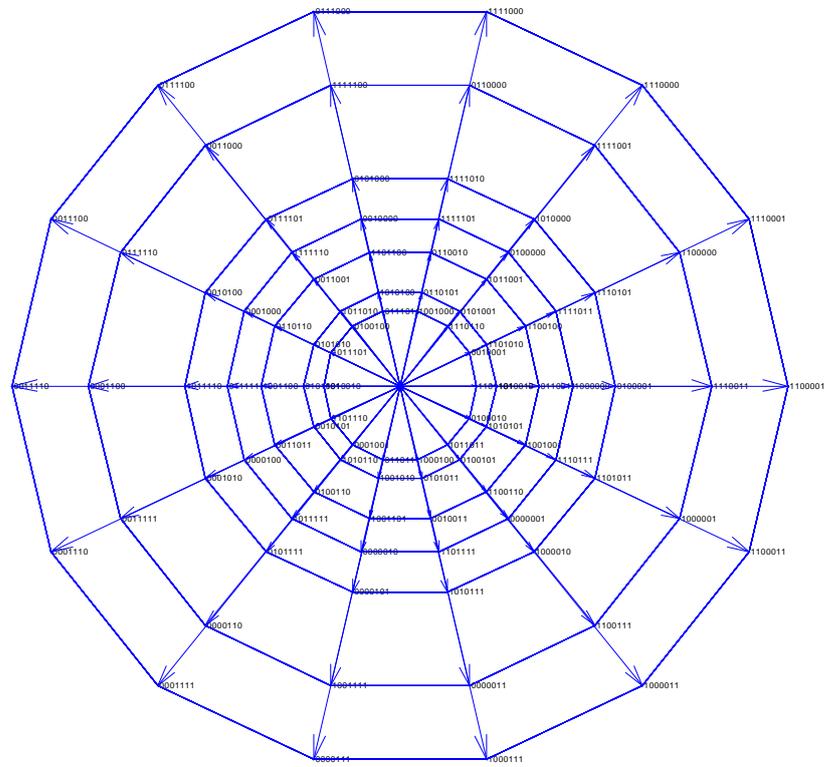


(b)

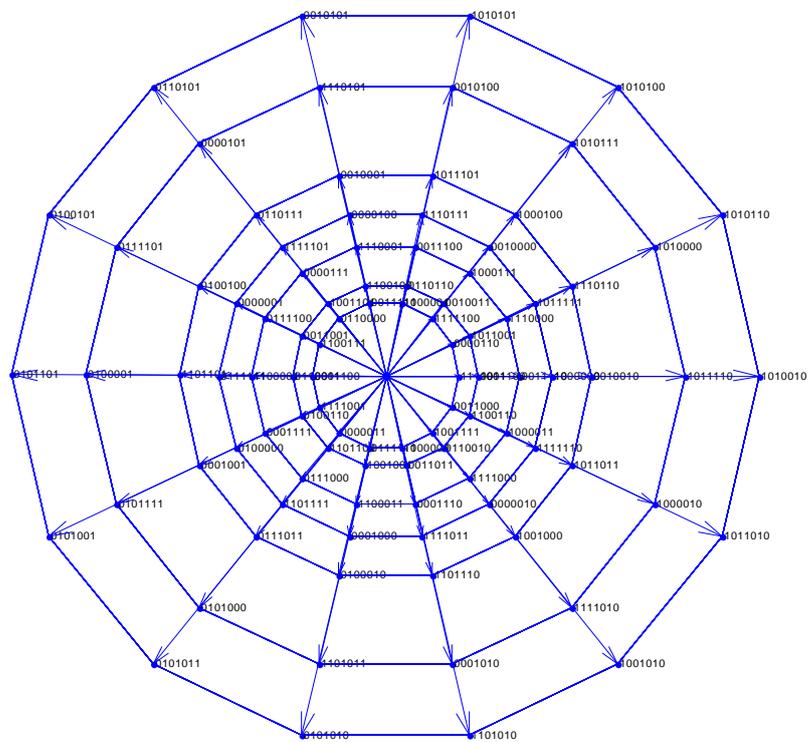
Fig. 3.4 : Représentation vectorielle des tensions issues d'une structure à 5 bras dans les deux plans

4.2.2. Onduleur de tension à sept bras

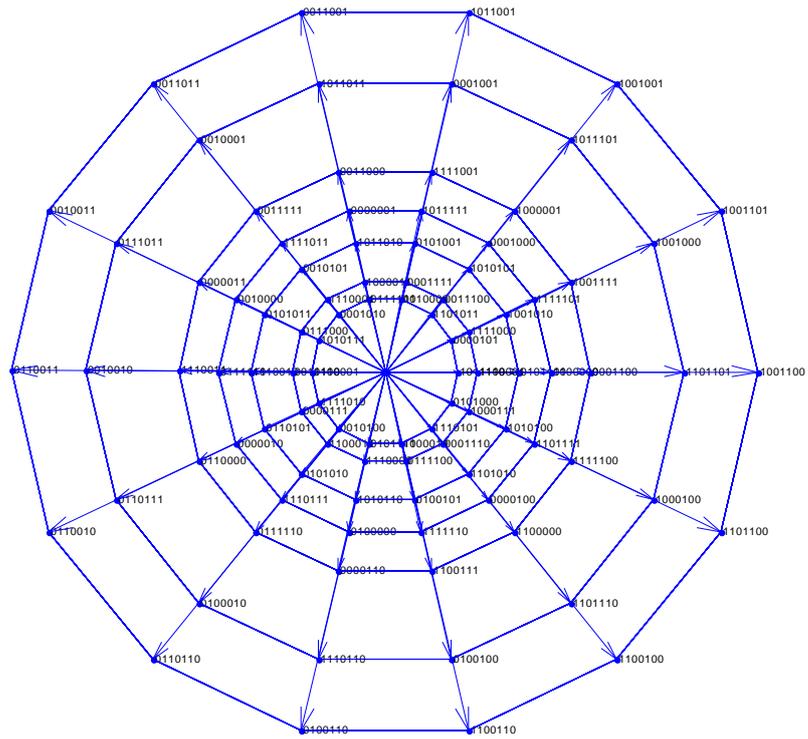
L'onduleur à 7 bras est représenté dans trois plans par un polygone régulier à 14 côtés comportant 99 points distincts. La représentation graphique de l'onduleur est donnée à la Figure 3.5.



(a)



(b)



(c)

Fig. 3.5 : Représentation vectorielle des tensions issues d'une structure à 7 bras pour les trois plans

4.2.3. Onduleur de tension à neuf bras

Le vecteur tension peut prendre $2^9=512$ valeurs. La Figure 3.6 donne la représentation vectorielle de l'onduleur à neuf bras. Néanmoins, pour alléger la figure, seules les extrémités des vecteurs qui définissent les sommets M_k sont représentées.

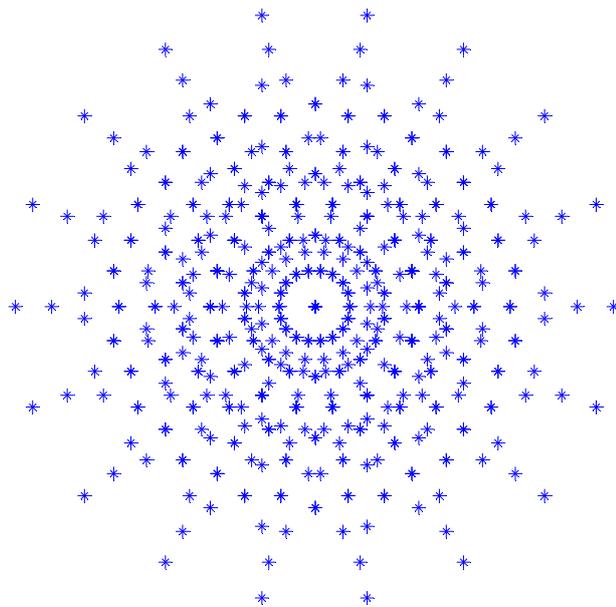


Fig. 3.6 : Représentation des vecteurs de tension d'un onduleur à 9 bras

5. LES HARMONIQUES DANS LES ONDULEURS DEUX NIVEAUX MULTIPHASE

L'onduleur de tension deux niveaux multiphasé produit des tensions multi-fréquence, avec une seule composante harmonique pour les $(n - 1)/2$ plans.

Les harmoniques de rang $2nk \pm 1 (k = 0, 1, 2, \dots)$ apparait dans le premier plan, $\alpha_1-\beta_1$, les autres harmoniques apparient dans les $(n - 3)/2$ plans selon la règle:

$$2nk \pm (n - 2(i - 1)), (k = 1, 2, \dots) \tag{3.9}$$

Avec i présente l'ordre du plan. $(1 \leq i \leq \frac{n-1}{2})$.

Le tableau 3.1 illustre les harmoniques dans différents plans pour les onduleurs de cinq et sept phases.

Tableau 3.1 : Les harmoniques dans différents plans pour les onduleurs de 5 et 7 phases ($k = 0, 1, 2, 3, \dots$)

plan	cinq phases	Sept phases
$\alpha_1-\beta_1$	$10k \pm 1 (1, 9, 11, \dots)$	$14k \pm 1 (1, 13, 15, \dots)$
$\alpha_2-\beta_2$	$10k \pm 3 (3, 7, 13, \dots)$	$14k \pm 5 (5, 9, 19, \dots)$
$\alpha_3-\beta_3$	/	$14k \pm 3 (3, 11, 17, \dots)$

Pour les plans 1, 2, et 3 de l'onduleur à sept phases, le vecteur d'espace tourne avec une fréquence de $\omega, 5 \omega$, et 3ω respectivement (figure.3.7).

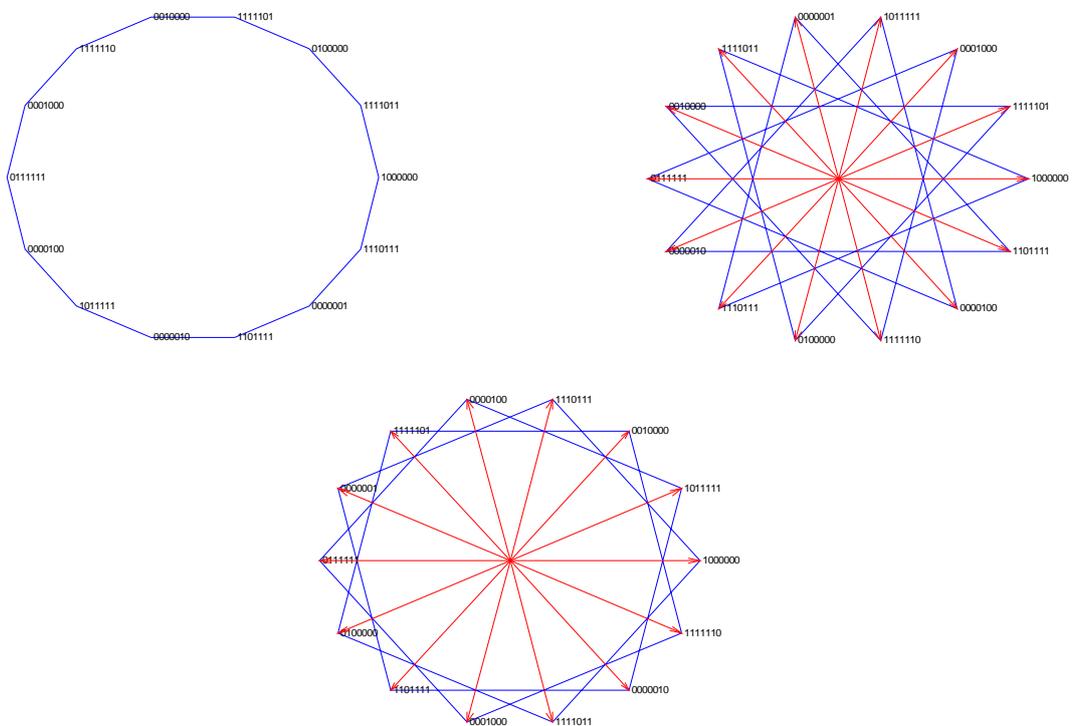


Fig. 3.7 : Exemple démonstratif de déplacement rotatif des vecteurs « tension » d'un plan à l'autre pour un onduleur à sept phases

6. COMMANDE AUX VALEURS MOYENNES : MODULATION DE LA LARGEUR DES IMPULSIONS (MLI)

La démarche choisie pour réaliser la commande de l'onduleur procède essentiellement d'une approche graphique se basant sur des analogies avec la commande de type vecteur d'espace avec onduleur triphasé.

Un vecteur de consigne est défini dans le plan principal (celui associé à l'harmonique de rang 1) par k vecteurs choisis du polygone. Le vecteur de consigne s'exprime ensuite comme une combinaison linéaire de ces k vecteurs dont un vecteur nul. Une fois déterminées les durées de conduction de chacun des n vecteurs il faut définir la séquence temporelle selon laquelle ils vont être activés.

Par ailleurs, pour rendre accessible à l'électronique de puissance des machines de très fortes puissances, nous devons pouvoir permettre de réduire au maximum les pertes par commutation en jonglant avec le nombre de vecteurs « tension » disponibles pour réaliser la commande.

6.1. Définition et expression de la valeur moyenne au sens vectoriel

À un instant quelconque le vecteur de tension qu'impose l'onduleur à la charge est égal à :

$$\vec{V}_{ref} = +\frac{t_1}{T_e}\vec{V}_1 + \frac{t_2}{T_e}\vec{V}_2 + \frac{t_3}{T_e}\vec{V}_3 + \dots + \frac{t_k}{T_e}\vec{V}_k \quad (3.10)$$

Où t_1, t_2, \dots, t_k les durées d'activation des vecteurs tension $\vec{V}_1, \vec{V}_2, \dots, \vec{V}_k$, respectivement, pendant la période d'échantillonnage T_e . Elles doivent satisfaire la condition:

$$t_1 + t_2 + \dots + t_k = T_e \quad (3.11)$$

En définissant par $\alpha_i = \frac{t_i}{T_e}$ le rapport cyclique du vecteur V_i pendant la période T_e . On notera alors les propriétés suivantes :

$$\sum_{i=1}^k \alpha_i = 1 \quad (3.12)$$

$$\text{Et } 0 \leq \alpha_i \leq 1$$

L'équation (3.10) définit une MLI vectorielle ; le vecteur « valeur moyenne » désiré \vec{V}_{ref} est obtenu par modulation de la durée d'application de vecteurs « tension » \vec{V}_i qu'est capable de générer l'onduleur.

Appliquons sur un exemple les différentes notions introduites précédemment. On s'intéresse, au calcul d'un vecteur qui ait une valeur moyenne obtenue à partir de 5 vecteurs. La Figure 3.8 permet d'interpréter par la géométrie la relation (3.10). En associant un point M à l'extrémité du vecteur moyen \vec{V}_{ref} , (3.10) devient :

$$\vec{OM} = \sum_{i=0}^k \alpha_i \vec{OM}_i \quad (3.13)$$

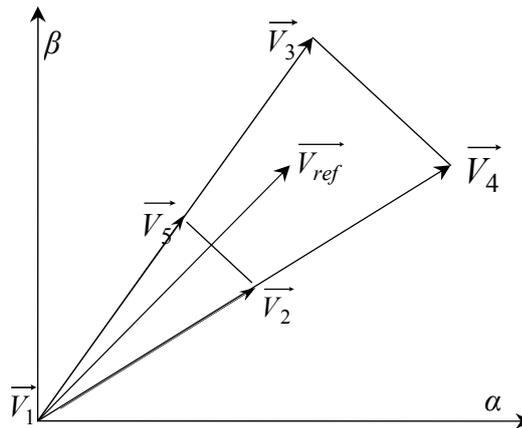


Fig. 3.8 : Génération du vecteur de référence par l'activation de 5 vecteurs

En géométrie, M l'extrémité du vecteur moyen \vec{V}_{ref} est appelé barycentre de la famille des k points extrémités des vecteurs \vec{V}_i .

Par conséquent, les durées d'activation d'un vecteur de tension accessible en utilisant k sommets des vecteurs contenant dans le secteur sont les coordonnées barycentriques du vecteur.

Il est à noter que dans cet exemple chaque vecteur n'est activé qu'une seule fois pendant la période T_e . Il est possible bien entendu d'activer plusieurs fois le même vecteur tout en ayant la même durée totale t_i pour chaque vecteur \vec{V}_i mais le nombre de commutations augmente alors.

De façon générale, il est possible par une commande aux valeurs moyennes d'atteindre tout vecteur moyen désiré dont l'extrémité se situe à l'intérieur d'un secteur défini par les k sommets associés aux k vecteurs \vec{V}_i caractérisant l'onduleur.

6.2. Algorithmes de MLI vectorielle selon la méthode de calcul des durées de commutation

On peut classer les algorithmes de MLI vectorielle selon les méthodes de calcul des durées de commutation. Ces dernières peuvent être calculées par:

6.2.1. Méthode géométrique

Les durées d'activation d'un vecteur de tension de référence en utilisant k vecteurs contenant dans un secteur sont les coordonnées barycentriques du vecteur. Elles sont proportionnelles aux distances entre le vecteur de référence et les vecteurs à activer [76, 77]. L'organigramme de l'algorithme dans ce cas est représenté sur la figure 3.9.

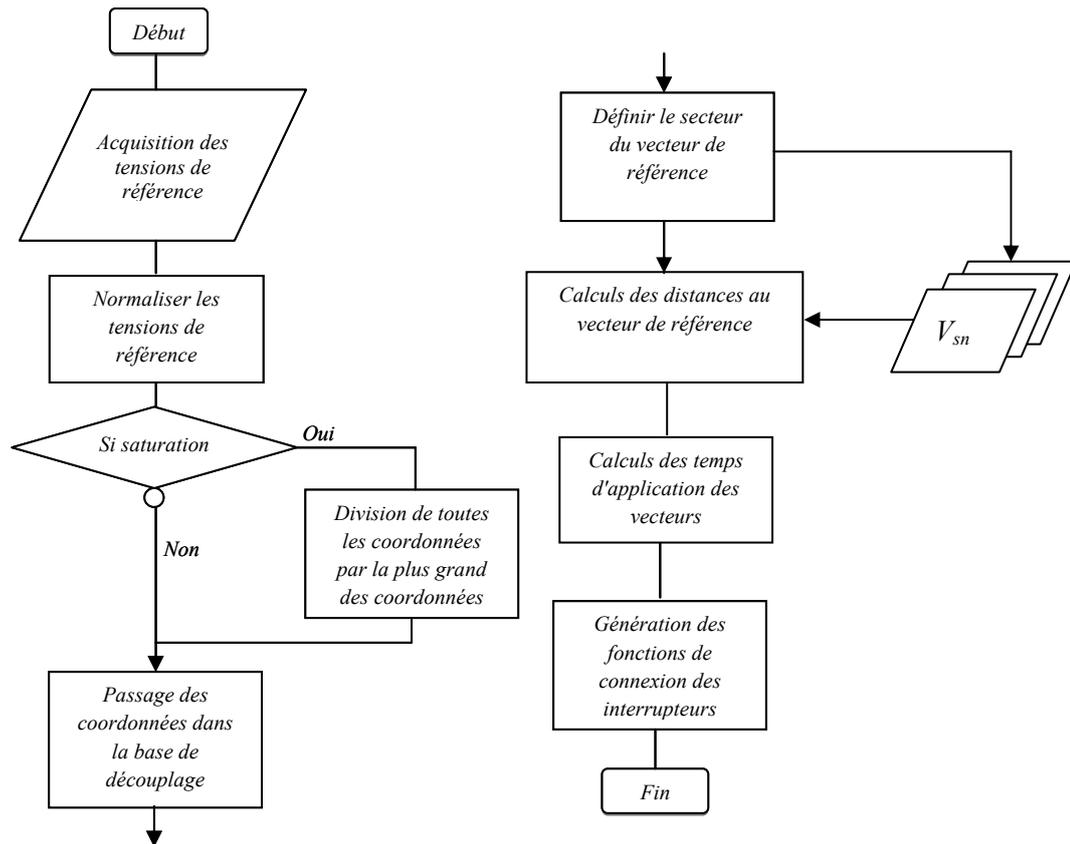


Fig. 3.9. : Algorithme de MLI vectorielle basée sur une approche géométrique

6.2.2. Méthode utilisant la Décomposition LU dans le plan naturel

En algèbre linéaire, la décomposition LU est une méthode de décomposition d'une matrice comme produit d'une matrice triangulaire inférieure L (comme "Low", bas) et une matrice triangulaire supérieure U (comme "Up", haut). Cette décomposition est utilisée en analyse numérique pour résoudre des systèmes d'équations linéaires.

Dans notre cas il s'agit de résoudre le système :

$$\begin{bmatrix} 1 \\ v_{ref}^1 \\ v_{ref}^2 \\ \cdot \\ \cdot \\ v_{ref}^n \end{bmatrix} = \frac{1}{T_e} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ s_1^1 & s_{d2}^1 & \dots & s_k^1 \\ s_1^2 & s_2^2 & \dots & s_k^2 \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ s_1^n & s_2^n & \dots & s_k^n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} t_1 \\ t_2 \\ t_3 \\ \cdot \\ \cdot \\ t_k \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

Soit à déterminer le vecteur d'inconnues $\{t\}$ associé au second membre $\{v_{ref}\}$:

$$A\{t\} = \{v_{ref}\} \quad (3.15)$$

Ce problème est donc équivalent à la résolution de

$$LU\{t\} = \{v_{ref}\} \quad (3.16)$$

Ou encore

$$L\{Ut\} = \{v_{ref}\} \quad (3.17)$$

que l'on peut mettre, en posant $\{Ut\} = \{y\}$ sous la forme :

$$L\{y\} = \{v_{ref}\} \quad (3.18)$$

On trouve les composantes de y par des substitutions élémentaires, puisque d'abord

$$y_1 = \frac{b_1}{L_{11}}, \quad (3.19)$$

$$\text{Puis } y_2 = \frac{b_2 - L_{21}y_1}{L_{22}}, \text{ etc.} \quad (3.20)$$

Cette étape est appelée descente, puisqu'on résout le système en descendant de y_1 à y_n . Il reste à calculer les composantes du vecteur $\{t\}$ en résolvant le système triangulaire supérieur :

$$U\{t\} = \{y\} \quad (3.21)$$

Ce qui se fait de manière similaire, mais en calculant d'abord $t_k = \frac{y_n}{U_{nn}}$, etc. en remontant (étape dite de remontée).

Remarque. - Les matrices triangulaires L et U auraient pu être inversés aisément en utilisant l'élimination de Gauss-Jordan. Mais si l'on compte simplement le nombre d'opérations que cela représente pour un système à n équations, on trouvera que la complexité algorithmique du calcul des matrices inverses est supérieure, de sorte que si l'on veut résoudre ce système pour divers v_{ref} , il est plus intéressant de réaliser la décomposition LU une fois pour toutes et d'effectuer les substitutions de descente-remontée pour les différents b plutôt que d'utiliser l'élimination de Gauss-Jordan à de multiples reprises.

Le calcul de la décomposition LU est illustré dans [72]. L'organigramme de l'algorithme dans ce cas est représenté sur la figure 3.10.

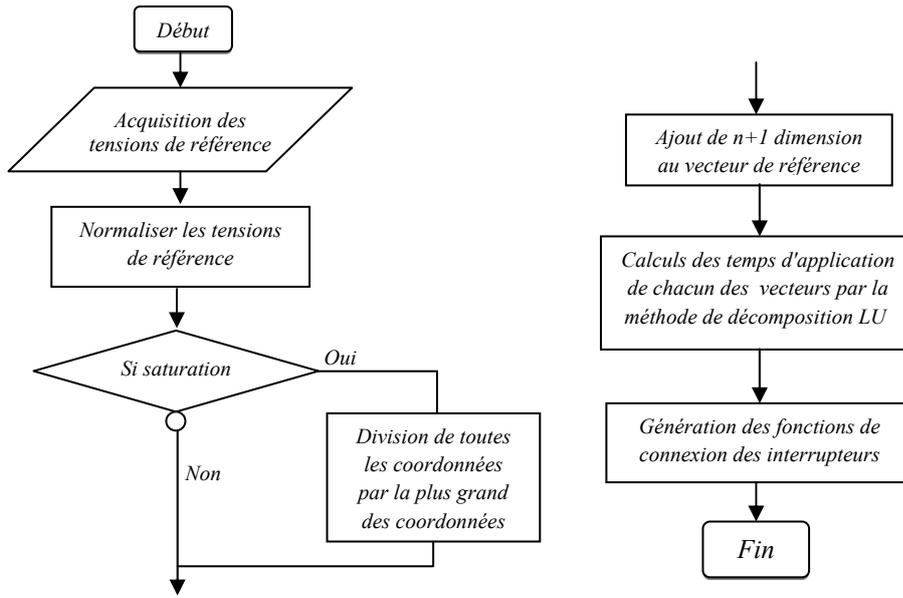


Fig. 3.10. : Algorithme de MLI vectorielle basée sur la décomposition LU

6.2.3. Méthode multidimensionnelle généralisée dans le plan complexe

Cette méthode prend en considération tous les plans de l'espace vectorielle α - β .

Pour un onduleur pentaphasé, les vecteurs de référence dans les deux plans sont définis comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha 1}^* \\ v_{\beta 1}^* \\ v_{\alpha 2}^* \\ v_{\beta 2}^* \end{bmatrix} = A_n \begin{bmatrix} t_1 \\ t_2 \\ t_3 \\ t_4 \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

Avec t_1, t_2, t_3, t_4 les durées d'activation des vecteurs non nuls. La durée d'activation du vecteur nul est déterminée par :

$$t_0 = T_e - (t_1 + t_2 + t_3 + t_4) \quad (3.23)$$

La matrice A_1 dans le premier secteur est donnée par :

$$A_1 = \frac{1}{T_e} \begin{bmatrix} V_\alpha & V_\beta \cos \frac{\pi}{5} & V_\beta & V_\alpha \cos \frac{n\pi}{5} \\ 0 & V_\beta \sin \frac{\pi}{5} & 0 & V_\alpha \sin \frac{\pi}{5} \\ V_\alpha & -V_\gamma \cos \frac{3\pi}{5} & -V_\gamma & V_\alpha \cos \frac{3\pi}{5} \\ 0 & -V_\gamma \sin \frac{3n\pi}{5} & 0 & V_\alpha \sin \frac{3\pi}{5} \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

Avec $V_\alpha, V_\beta, V_\gamma$ sont les modules des vecteurs dans les familles choisies en ordre décroissant respectivement. Ils peuvent être calculés comme suit :

$$V_\alpha = \frac{2}{5}V_{dc} \begin{bmatrix} 1 \\ a \\ a^2 \\ a^3 \\ a^4 \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad V_\beta = \frac{2}{5}V_{dc} \begin{bmatrix} 1 \\ a \\ a^2 \\ a^3 \\ a^4 \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad V_\gamma = \frac{2}{5}V_{dc} \begin{bmatrix} 1 \\ a \\ a^2 \\ a^3 \\ a^4 \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

La matrice A peut être généralisée pour tous les secteurs comme suit :

$$A_N = \frac{1}{T_e} \begin{bmatrix} V_\alpha \cos \frac{(n-1)\pi}{5} & V_\beta \cos \frac{n\pi}{5} & V_\gamma \cos \frac{(n-1)\pi}{5} & V_\alpha \cos \frac{n\pi}{5} \\ V_\alpha \sin \frac{(n-1)\pi}{5} & V_\beta \sin \frac{n\pi}{5} & V_\gamma \sin \frac{(n-1)\pi}{5} & V_\alpha \sin \frac{n\pi}{5} \\ V_\alpha \cos \frac{3(n-1)\pi}{5} & -V_\gamma \cos \frac{3n\pi}{5} & -V_\beta \cos \frac{3(n-1)\pi}{5} & V_\alpha \cos \frac{3n\pi}{5} \\ V_\alpha \sin \frac{3(n-1)\pi}{5} & -V_\gamma \sin \frac{3n\pi}{5} & -V_\beta \sin \frac{3(n-1)\pi}{5} & V_\alpha \sin \frac{3n\pi}{5} \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

L'organigramme de l'algorithme dans ce cas est représenté sur la figure 3.11.

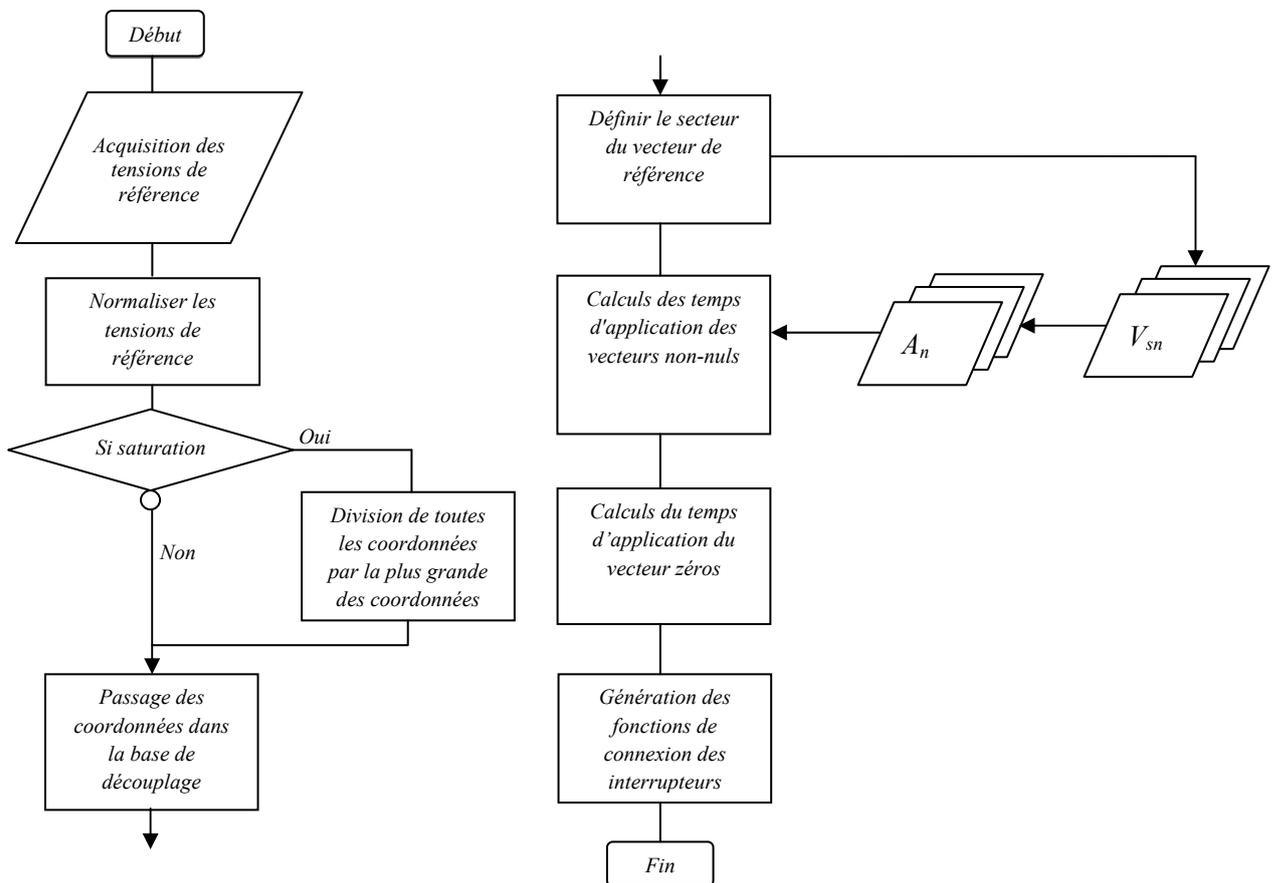


Fig. 3.11. : Algorithme de MLI vectorielle basée sur une approche multidimensionnelle

6.3. Algorithme de sélection des vecteurs à activer

Il s'agit à présent de rechercher et d'examiner, en s'appuyant sur la caractérisation vectorielle proposée, les solutions au problème de la détermination des vecteurs à activer et des durées d'activation correspondantes.

On a vu que la relation 3.10 permet d'interpréter un vecteur moyen désiré $\vec{V}_{réf}$ comme une combinaison barycentrique des k vecteurs caractérisant l'onduleur de tension.

Il n'est pas nécessaire d'activer tous les vecteurs caractéristiques de l'onduleur pour obtenir le vecteur désiré et qu'il y a toujours une solution où seulement m vecteurs sont activés pendant la période T_e . Ce point est intéressant dans la mesure où le nombre de commutations d'interrupteurs qui ont lieu dans cette période T_e est au minimum égal au nombre de vecteurs activés dans cette même période. Par conséquent, dans une démarche d'optimisation de la commande de l'onduleur, il est opportun de déterminer au préalable des familles de m vecteurs sur lesquelles il sera possible de réaliser, pour tout vecteur du secteur, une décomposition barycentrique de façon unique.

A partir des vecteurs limitant un secteur, on choisit un ensemble de m vecteurs assurant une seule commutation. Les familles auxquelles appartiennent ces vecteurs sont sélectionnées par un algorithme développé.

Cet ensemble de vecteurs est obtenu par la technique d'arbre suivante:

- Le premier point de chaque famille est le point M_0 ;
- Le deuxième point M_k est obtenu en modifiant la valeur d'une seule fonction de connexion S_i ;
- À partir de chaque point M_k précédent on réitère une nouvelle modification d'une seule fonction de connexion parmi celles qui n'ont pas encore été modifiées.
- On poursuit ainsi la démarche jusqu'au point de chaque branche où toutes les fonctions de connexions auront été changées une seule fois.

A ce niveau, on dénombre $m = n + 1$ vecteurs à activer. Ces derniers appartiennent à $\frac{n+1}{2}$ familles.

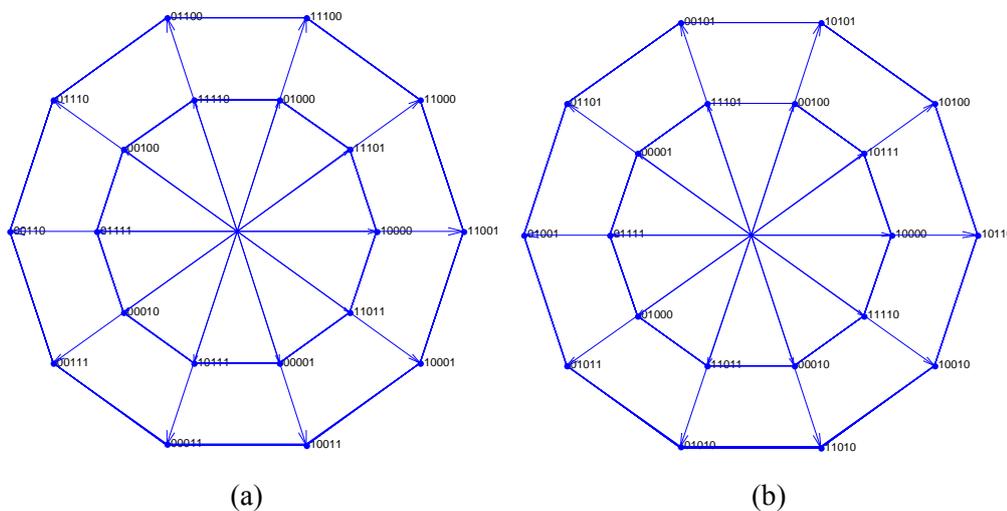


Fig. 3.12 : Vecteurs « tension » choisis pour onduleurs 5 phases dans les 2 plans

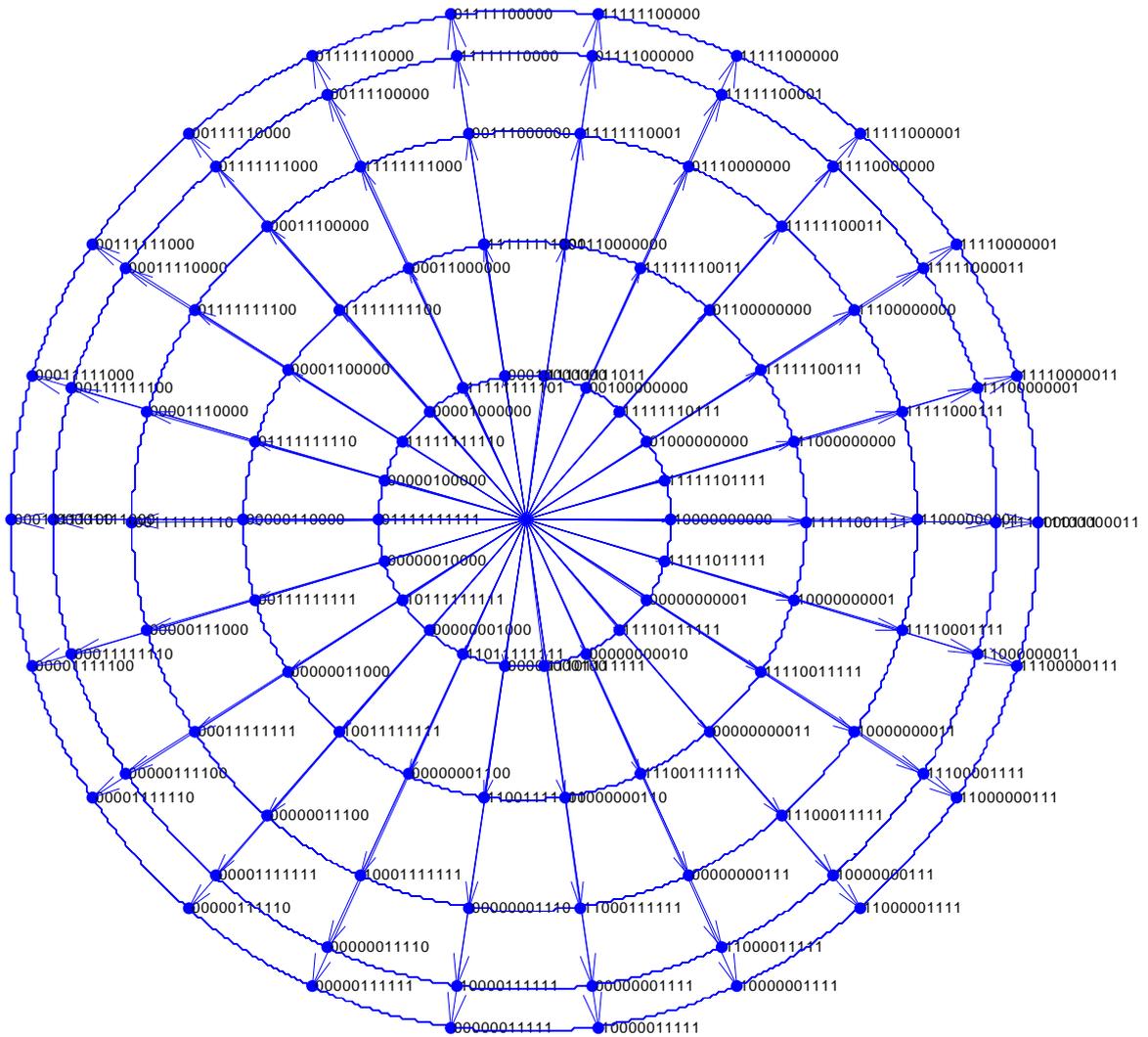


Fig. 3.14 : Vecteurs « tension » d'un onduleur 11 phases dans le premier plan

6.4. Sélection du secteur

Une commande aux valeurs moyennes permet d'obtenir tout vecteur dont l'extrémité se situe à l'intérieur du secteur ; L'algorithme adopté pour la détermination du secteur S auquel le point M (*extrémité du vecteur désiré*) appartient consiste à calculer les coordonnées de ce point. L'interprétation de l'argument permet de trouver le secteur auquel appartient le point ainsi que les rapports cycliques associés.

6.5. Séquencement des vecteurs « tension »

Une fois que l'on a déterminé les vecteurs qui seront activés pendant une période il reste à définir la séquence de leur activation. Ce séquencement n'a aucun effet sur la valeur moyenne. Par contre, le contenu spectral des tensions générées ainsi que les pertes par commutation des interrupteurs en seront affectés [73]. Afin de minimiser les pertes de commutation et meilleur contenu spectral, deux vecteurs consécutifs activés ne diffèrent que par une seule commutation et l'ordre d'un vecteur activé

est inversé dans le deuxième demi période d'échantillonnage, comme c'est illustré dans la Figure 3.15.

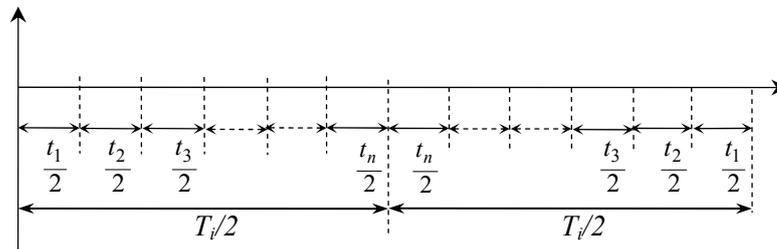
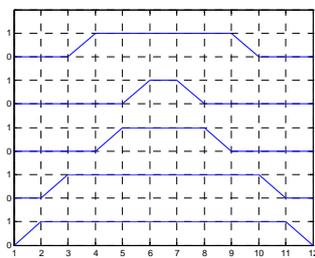
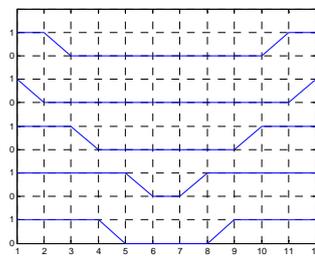


Fig. 3.15 : Arrangement des vecteurs « tension » à activer

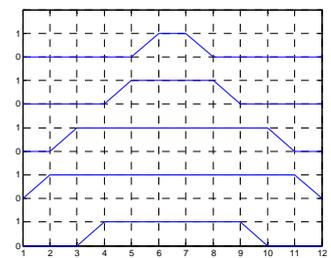
Les figures suivantes présentent la solution permettant de centrer les impulsions de commande de façon symétrique dans tous les secteurs pour un onduleur 5 bras.



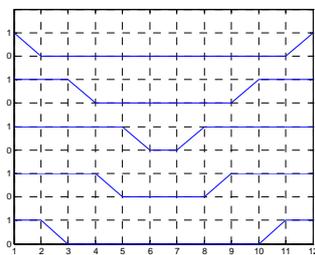
1



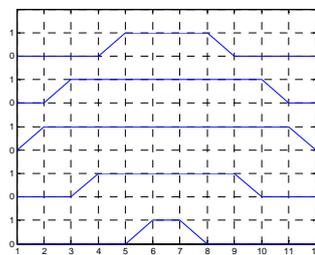
2



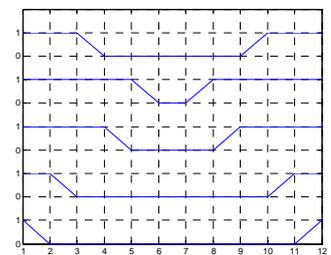
3



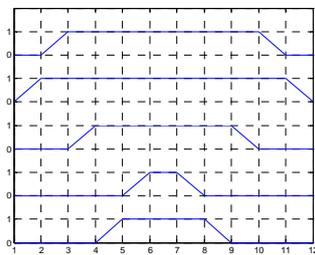
4



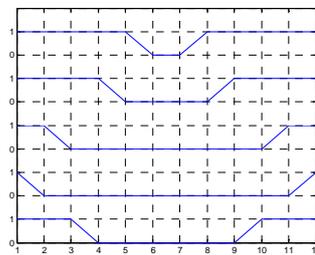
5



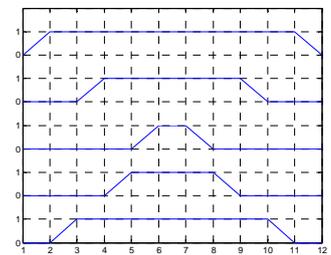
6



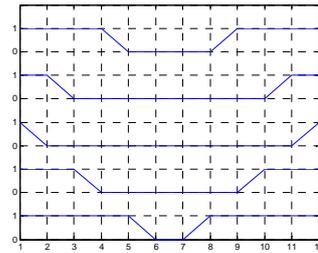
7



8



9



10

Fig. 3.16: Etats de commutation des demi-bras de l'onduleur (5 phases) pour chaque secteur

L'ordre des vecteurs activés dépend du nombre de secteur (pair ou impair). Il est illustré par des vecteurs dans la Figure 3.17, 3.18 pour onduleurs 5 et 7 bras respectivement. Les lignes rejoignent les vecteurs qui ne diffèrent que par une seule commutation.

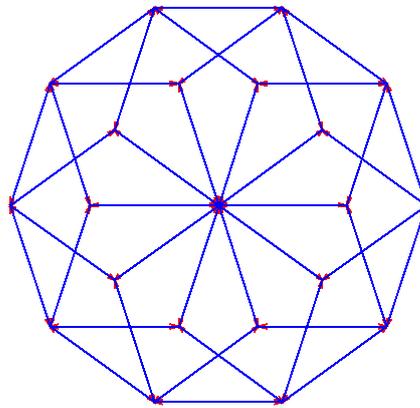


Fig. 3.17 : Ordre des vecteurs « tension » activés dans le premier plan pour onduleurs 5 phases.

Le tableau ci-dessous montre les fonctions de connexion pour la première moitié du période d'échantillonnage, l'ordre sera inversé dans la deuxième moitié. Le passage d'un secteur à l'autre est toujours avec un vecteur nul

Tableau 3.2 : Séquences choisies des vecteurs « tension » pour onduleur 5 phases par secteur

$V_s(:,1)=$	$V_s(:,2)=$	$V_s(:,3)=$	$V_s(:,4)=$	$V_s(:,5)=$
0 0 0 0 0	1 1 1 1 1	0 0 0 0 0	1 1 1 1 1	0 0 0 0 0
1 0 0 0 0	1 1 1 0 1	0 1 0 0 0	1 1 1 1 0	0 0 1 0 0
1 1 0 0 0	1 1 1 0 0	0 1 1 0 0	0 1 1 1 0	0 0 1 1 0
1 1 0 0 1	1 1 0 0 0	1 1 1 0 0	0 1 1 0 0	0 1 1 1 0
1 1 1 0 1	0 1 0 0 0	1 1 1 1 0	0 0 1 0 0	0 1 1 1 1
1 1 1 1 1	0 0 0 0 0	1 1 1 1 1	0 0 0 0 0	1 1 1 1 1
$V_s(:,6)=$	$V_s(:,7)=$	$V_s(:,8)=$	$V_s(:,9)=$	$V_s(:,10)=$
1 1 1 1 1	0 0 0 0 0	1 1 1 1 1	0 0 0 0 0	1 1 1 1 1
0 1 1 1 1	0 0 0 1 0	1 0 1 1 1	0 0 0 0 1	1 1 0 1 1
0 0 1 1 1	0 0 0 1 1	1 0 0 1 1	1 0 0 0 1	1 1 0 0 1
0 0 1 1 0	0 0 1 1 1	0 0 0 1 1	1 0 0 1 1	1 0 0 0 1
0 0 0 1 0	1 0 1 1 1	0 0 0 0 1	1 1 0 1 1	1 0 0 0 0
0 0 0 0 0	1 1 1 1 1	0 0 0 0 0	1 1 1 1 1	0 0 0 0 0

La figure ci-dessous montre l'ordre des vecteurs « tension » dans l'espace $\alpha_1-\beta_1$ pour onduleur 7 bras. Pour chaque demi période d'échantillonnage, on commence par le vecteur zéro tension et on parcourt tous les vecteurs du secteur correspondant dans l'ordre indiqué jusqu'on retourne à zéro. Dans l'autre demi -période, on parcourt les vecteurs « tension » dans l'ordre inverse. Cet ordre assure que les états de commutation des interrupteurs de l'onduleur sont identiques au début et à la fin du période d'échantillonnage.

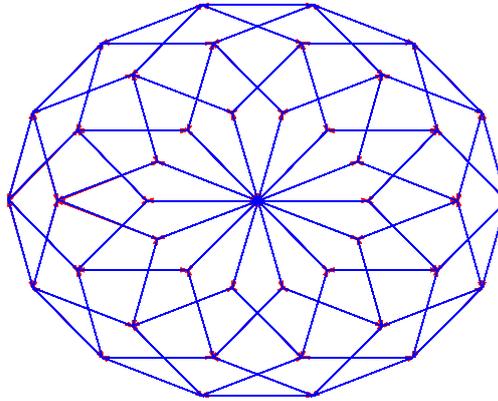
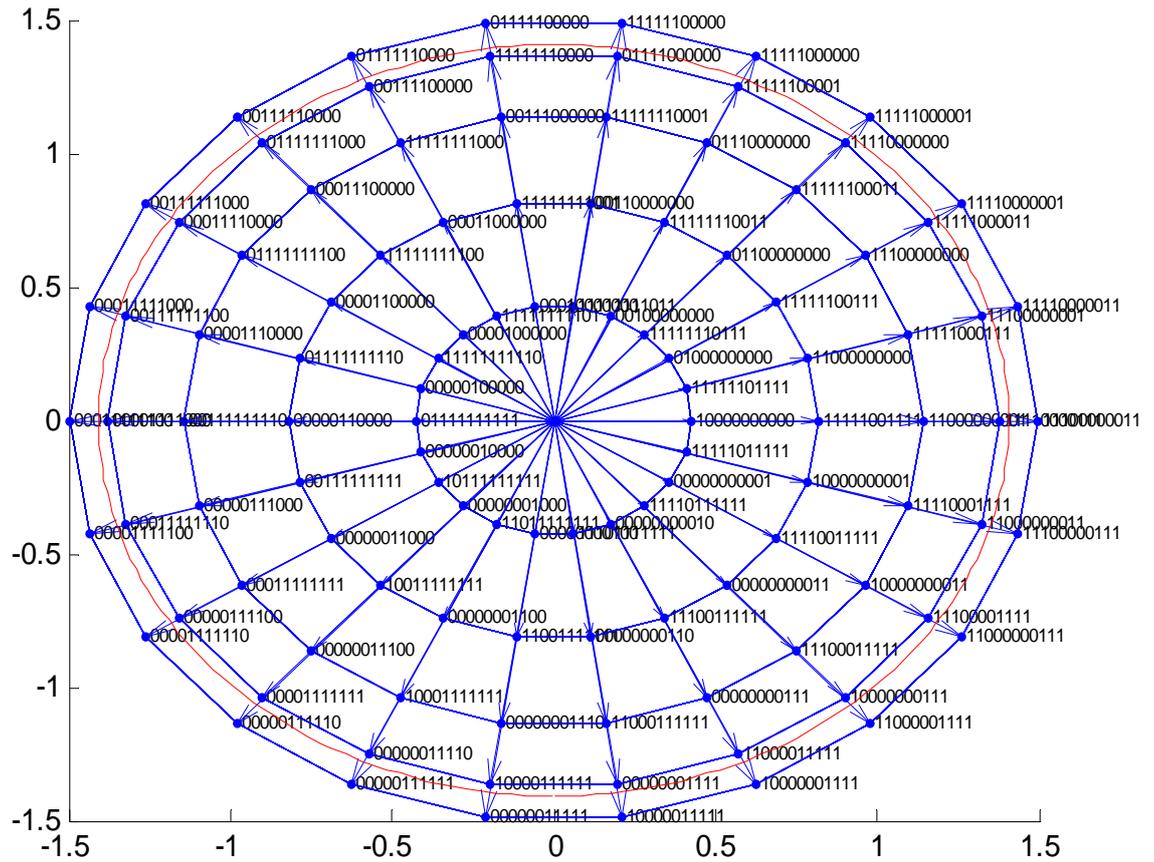


Fig. 3.18 : Ordre des vecteurs « tension » activés pour onduleur à 7 phases.

Le tableau ci-dessous montre les fonctions de connexion pour onduleur 7 phases des vecteurs « tension » à activer durant la première moitié du période d'échantillonnage.

Tableau 3.3 : Séquences choisies des vecteurs «tension » pour onduleur 7 phases par secteur

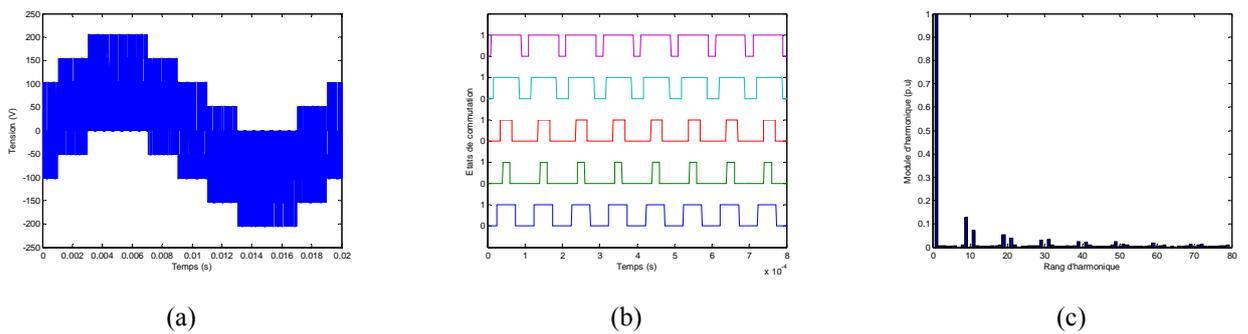
$V_{s1}(:,1)=$ 0 0 0 0 0 0 0 1 0 0 0 0 0 0 1 1 0 0 0 0 0 1 1 0 0 0 0 1 1 1 1 0 0 0 1 1 1 1 0 0 1 1 1 1 1 1 0 1 1 1 1 1 1 1 1 1	$V_{s1}(:,2)=$ 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 0 1 1 1 1 1 1 0 0 1 1 1 1 0 0 0 1 1 1 1 0 0 0 0 1 1 0 0 0 0 0 0 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0	$V_{s1}(:,3)=$ 0 0 0 0 0 0 0 0 1 0 0 0 0 0 0 1 1 0 0 0 0 1 1 1 0 0 0 0 1 1 1 1 0 0 0 1 1 1 1 0 0 1 1 1 1 1 1 0 1 1 1 1 1 1 1 1
$V_{s1}(:,4)=$ 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 0 1 1 1 1 1 1 0 0 1 1 1 1 0 0 0 0 1 1 1 0 0 0 0 1 1 0 0 0 0 0 0 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0	$V_{s1}(:,5)=$ 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1 0 0 0 0 0 0 1 1 0 0 0 0 1 1 1 0 0 0 0 1 1 1 1 0 0 1 1 1 1 1 0 0 1 1 1 1 1 1 0 1 1 1 1 1 1 1	$V_{s1}(:,6)=$ 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 0 0 1 1 1 1 1 0 0 1 1 1 1 0 0 0 0 1 1 1 0 0 0 0 1 1 0 0 0 0 0 0 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0
$V_{s1}(:,7)=$ 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1 0 0 0 0 0 0 1 1 0 0 0 0 1 1 1 0 0 0 0 1 1 1 1 0 0 1 1 1 1 1 0 0 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1	$V_{s1}(:,8)=$ 1 1 1 1 1 1 1 0 1 1 1 1 1 1 0 0 1 1 1 1 1 0 0 1 1 1 1 0 0 0 0 1 1 1 0 0 0 0 1 1 0 0 0 0 0 0 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0	$V_{s1}(:,9)=$ 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1 0 0 0 0 0 0 1 1 0 0 0 0 1 1 1 0 0 0 0 1 1 1 1 0 0 1 1 1 1 1 1 0 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1
$V_{s1}(:,10)=$ 1 1 1 1 1 1 1 1 0 1 1 1 1 1 1 0 0 1 1 1 1 0 0 0 1 1 1 1 0 0 0 0 1 1 1 0 0 0 0 1 1 0 0 0 0 0 0 1 0 0 0 0 0 0 0 0	$V_{s1}(:,11)=$ 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1 0 0 0 0 0 0 1 1 0 0 0 0 1 1 1 1 0 0 0 1 1 1 1 0 0 1 1 1 1 1 1 0 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1	$V_{s1}(:,12)=$ 1 1 1 1 1 1 1 1 1 0 1 1 1 1 1 1 0 0 1 1 1 1 0 0 0 1 1 1 1 0 0 0 0 1 1 0 0 0 0 0 1 1 0 0 0 0 0 0 1 0 0 0 0 0 0 0



(c)

Fig. 3.19 : Tension sinusoïdale imposée dans le premier plan pour les onduleurs 5, 7 et 11 phases.

L'analyse de la stratégie proposée est basée sur le taux d'harmoniques des tensions de sortie et les états de commutation des interrupteurs de l'onduleur. Les figures 3.20, 3.21 et 3.22 présente les résultats de simulation de la stratégie proposée pour les onduleurs 5, 7 et 11 bras respectivement.



(a)

(b)

(c)

Fig. 3.20 : (a) Tension de phase (b) Etats de commutation (c), Analyse spectrale pour onduleur 5 phases

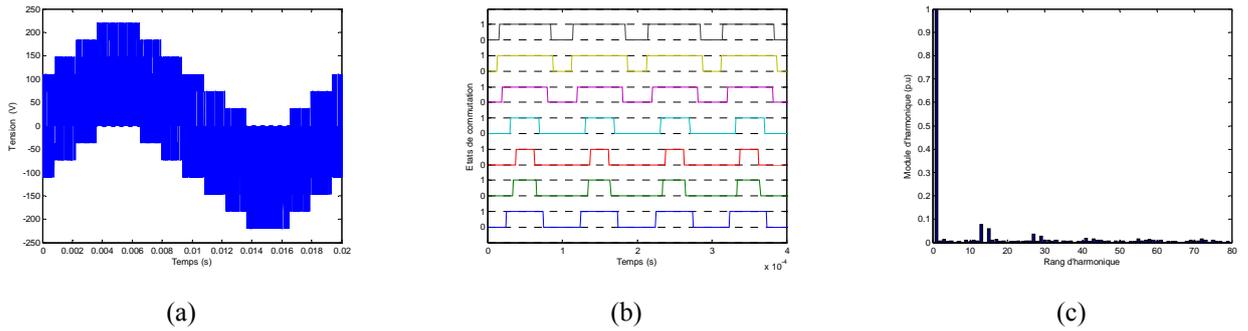


Fig. 3.21 : (a) Tension de phase (b) Etats de commutation (c), Analyse spectrale pour onduleur 7 phases

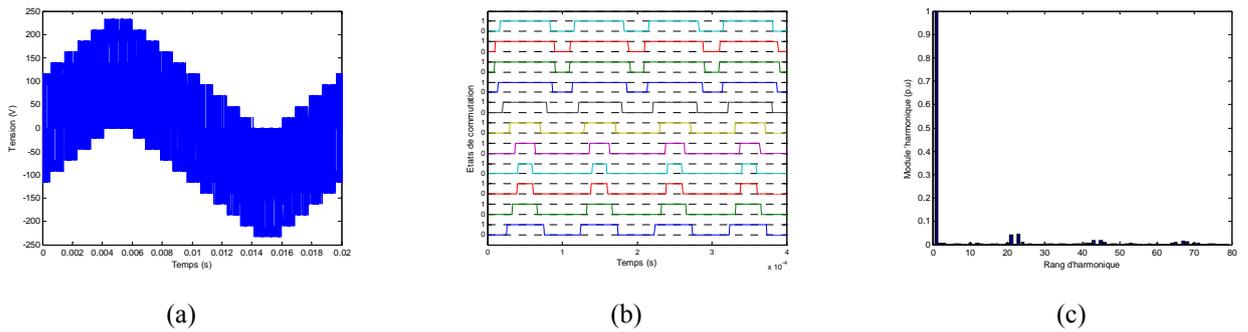


Fig. 3.22 : (a) Tension de phase (b) Etats de commutation (c), Analyse spectrale pour onduleur 11 phases

Pour conclure sur la pertinence de cette stratégie proposée par rapport à d'autres stratégies, on a simulé la MLI Triangulo-sinusoïdale deux Niveaux. Cette stratégie définit les états de commutation de l'onduleur par la comparaison du vecteur tension de référence avec une porteuse triangulaire bipolaire de fréquence $f_p=21f_s$. Les figures 3.23, 3.24 et 3.25 présentent les résultats de simulation de la stratégie MLI triangulo-sinusoïdale pour les onduleurs 5, 7 et 9 bras respectivement.

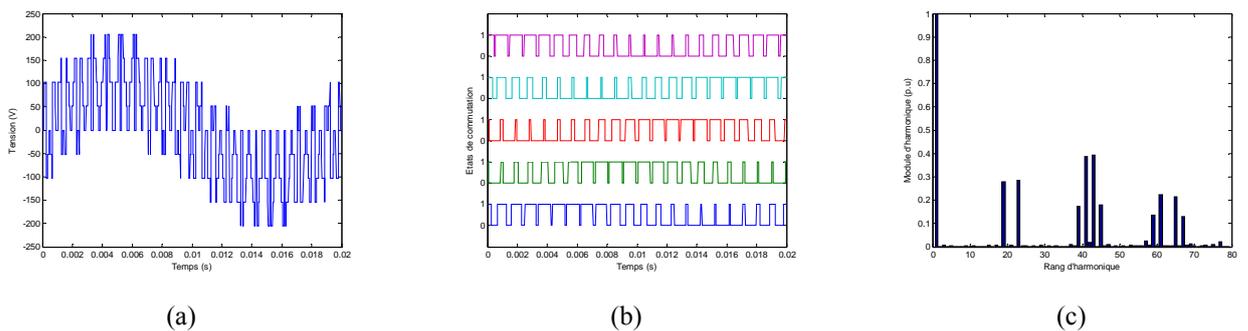


Fig. 3.23 : (a) Tension de phase (b) Etats de commutation (c), Analyse spectrale pour onduleur 5 phases

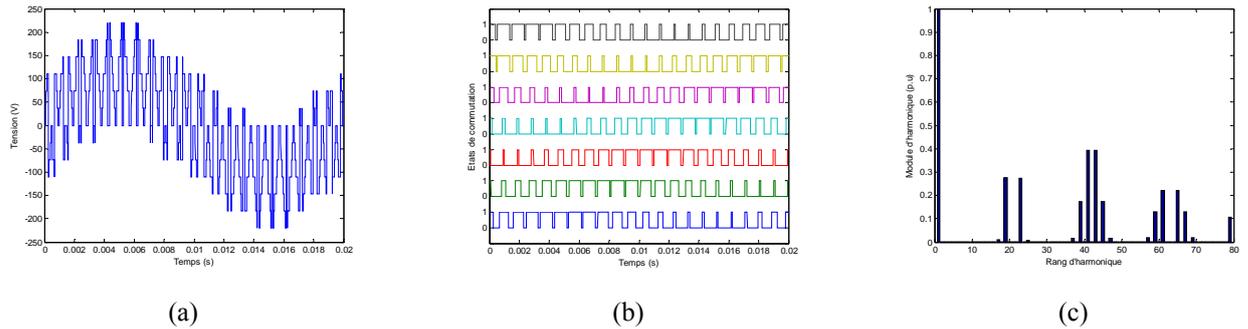


Fig. 3.24 : (a) Tension de phase (b) Etats de commutation (c), Analyse spectrale pour onduleur 7 phases

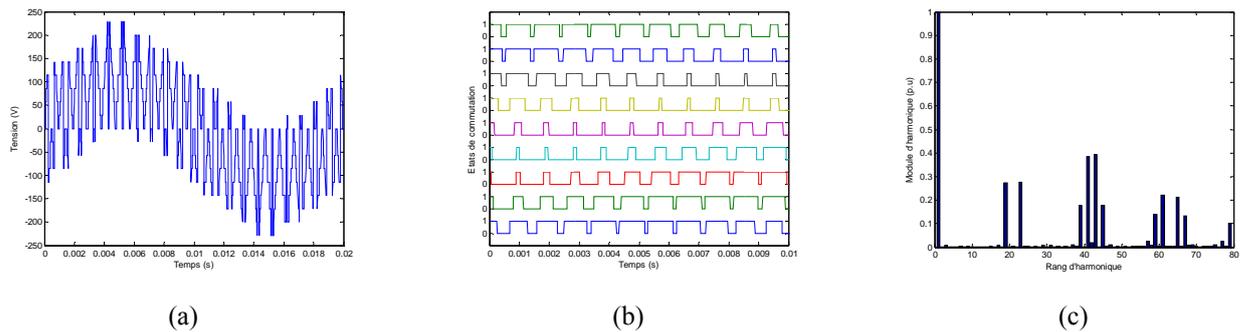


Fig. 3.25 : (a) Tension de phase (b) Etats de commutation (c), Analyse spectrale pour onduleur 9 phases

L'analyse du spectre de chaque tension développée montre :

- L'efficacité de la stratégie MLI vectorielle par rapport à la MLI triangulo-sinusoidale.
- Les harmoniques qui apparaissent dans le spectre de la MLI vectorielle sont associés au premier plan.
- Les harmoniques qui apparaissent dans le spectre de la MLI triangulo-sinusoidale sont associés à l'indice de modulation, l'emploi d'un grand indice éloigne la première harmonique.
- La montée en nombre de phase apporte une amélioration de la qualité de tension.

8. ONDULEURS N NIVEAUX N-BRAS

Les convertisseurs multiniveaux ont été principalement employés dans des applications de grande puissance, telles que la compensation statique de puissance réactive et la vitesse variable. Dans ces applications, dues aux limitations de la technologie des semi-conducteurs de puissance actuellement disponible, le concept multiniveaux constitue une alternative. Ils ont, en général, les avantages suivants en comparant à ceux de deux niveaux conventionnels: [73 - 75, 79]:

- leur capacité de manipuler des hautes tensions avec des dispositifs à une tension limitée;
- déformation harmonique réduite dans la tension;
- interférence électromagnétique réduite et bonne compatibilité électromagnétique;
- effet de tension sur les dispositifs de commutation est réduit,

- dv/dt inférieure dans la tension produite;
- des pertes par commutation réduites;
- efficacité accrue;
- effort réduit sur les roulements du moteur dans des applications d'entraînement.

des topologies d'onduleurs multiniveaux de tension sont basées sur la synthèse d'une forme d'onde de tension de plusieurs niveaux de tension à courant continu (C.C) typiquement obtenus à partir de plusieurs condensateurs ou de sources de C.C [80 - 83]. À mesure que le nombre de niveaux augmente, la tension synthétisée à plus d'étages et produit une forme d'onde qui approche la référence plus exactement. Il y a plusieurs topologies des onduleurs multiniveaux, elles sont classifiées dans trois catégories principales: à diode flottante, à cellule imbriquées, et en cascade.

Pour la commande de ces onduleurs, beaucoup de techniques de MLI ont été proposées au cours des années. Les plus utilisées sont ceux basés sur la technique triangulo-sinusoidale, la technique d'hystérésis, la technique d'élimination sélective d'harmonique (SHEPWM) et vectorielle (SVPWM) qui est notre objet [84 - 95].

Cependant, la réalisation de SVPWM représente une difficulté principalement due au temps de calcul excessive une fois appliquée aux onduleurs avec un nombre de niveaux plus élevé. En conséquence, plusieurs méthodes ont été proposées pour réduire le temps de calcul, leur contribution principale est sur :

- ✓ algorithmes pour choisir la séquence de vecteurs plus proches au vecteur de référence,
- ✓ calculer leurs temps d'activation
- ✓ organiser l'ordre de ces trois vecteurs afin de réduire le nombre de commutation et/ou la teneur en harmoniques de la tension produite.

Nous présentons ici une méthode systématique simple pour déterminer les vecteurs à activer et de les organiser afin d'assurer un contenu harmonique le plus faible. En plus, une méthode plus simple de calcul du temps d'activation sera présentée aussi.

8.1.Topologies des onduleurs multi-niveaux

Diverses topologies de circuit ont été proposées pour une meilleure utilisation des onduleurs multi-niveaux de tension. Les plus développées sont classifiées dans trois catégories: diode flottante, cellules imbriquées, et cascade montrés dans les figures. 3.26. (a, b, c) respectivement. La combinaison d'une structure de diode flottante avec la topologie cascade de pont- H donne une structure NPC (figure 3.27.c).

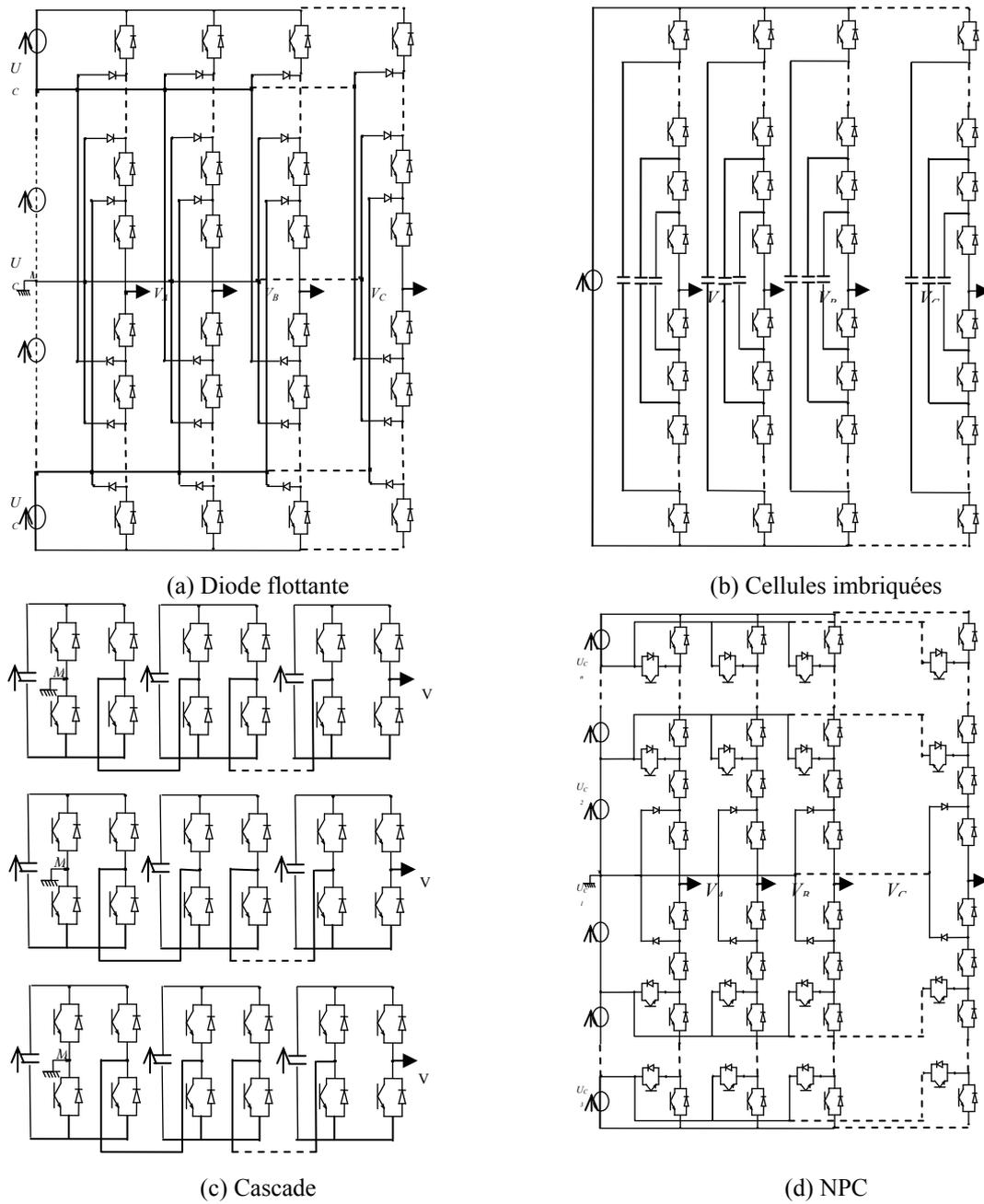


Fig. 3.26. Différentes topologies d'onduleurs multi-niveaux.

Nous définissons la tension d'entrée U_c , pour un niveau donné N_l , par:

$$U_c = \frac{U_{dc}}{N_l - 1} \quad (3.27)$$

Par conséquent, chaque tension de phase peut prendre une des valeurs données dans l'ensemble:

$$\{-m, -(m-1), -(m-2), \dots, 0, \dots, (m-2), (m-1), m\} U_c$$

Avec m est un entier dépend du niveau de l'onduleur N_l :

$$m = (N_l - 1)/2 \quad (3.28)$$

8.2. Analyse de l'espace vectorielle de l'onduleur multiniveaux multiphasés

Dans l'onduleur multiniveaux multiphasés, le nombre de vecteurs tension N_a est donné par :

$$N_a = N_t^n \tag{3.29}$$

La représentation des vecteurs « tension » de l'onduleur de trois niveaux à cinq phases ($N_t=3$, et $n=5$) dans le plan α_1 - β_1 est sur la Figure 3.27.



Fig.3.27. : Représentation des vecteurs « tension » d'un onduleur cinq-phases 3 niveaux

L'analyse de cette distribution de vecteur est très compliquée surtout avec nombre de phases et de niveaux élevés.

9. MLI VECTORIELLE MULTINIVEAUX MULTIPHASEE GENERALISEE

Cet algorithme est inspiré des algorithmes de SVM pour les onduleurs à deux niveaux, le vecteur de référence est employé pour choisir l'ensemble des vecteurs de tension adjacents.

L'équation (3.10) définit la MLI vectorielle ; le vecteur « valeur moyenne » désiré $\overrightarrow{V_{ref}}$ est obtenu par modulation de la durée d'application de vecteurs « tension » $\overrightarrow{V_i}$ qu'est capable de générer l'onduleur.

On peut l'exprimer en employant la matrice de connexion des demi-bras et le vecteur des temps d'activation comme suit :

$$\begin{bmatrix} 1 \\ v_2^* \\ v_3^* \\ \cdot \\ \cdot \\ v_n^* \end{bmatrix} = \frac{1}{T_e} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ s_1^1 & s_2^1 & \dots & s_k^1 \\ s_1^2 & s_2^2 & \dots & s_k^2 \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ s_1^n & s_2^n & \dots & s_k^n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} t_1 \\ t_2 \\ t_3 \\ \cdot \\ \cdot \\ t_k \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

$s_1^1, s_2^1, s_3^1, \dots, s_k^1$ les fonctions de connexion des demi-bras, elles peuvent prendre les valeurs :
 $-m, -(m-1), -(m-2), \dots, 0, \dots, (m-2), (m-1), m$

L'algorithme de MLI vectorielle multiniveaux multiphasé développé effectue trois tâches principales:

- ✓ la normalisation et la décomposition du vecteur de référence,
- ✓ Résolution du problème deux niveaux (le calcul des durées d'activation des vecteurs et au même temps la génération d'un ordre optimum des vecteurs « tension » dans deux niveaux).
- ✓ Génération des vecteurs à activer

Le diagramme de l'algorithme proposé est présenté dans la figure 3.10.

9.1. Normalisation du vecteur de référence

L'amplitude du vecteur de référence doit être normalisée pour que le vecteur normalisé soit inférieur à N_I-1 . Pour cela il faut diviser le vecteur de référence par U_c .

$$v_{ref} = \frac{V_{ref}}{U_c} \quad (3.31)$$

9.2. Décomposition du vecteur de référence

Le vecteur de référence normalisé peut se décomposer en deux parties ; une entière l'autre fractionnaire. Il peut s'écrire :

$$v_{ref} = v_i + v_f \quad (3.32)$$

On ajoutant une dimension à cette équation, il peut s'écrire :

$$\begin{bmatrix} 1 \\ v_2^* \\ v_3^* \\ \cdot \\ \cdot \\ v_n^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ v_i^1 \\ v_i^2 \\ \cdot \\ \cdot \\ v_i^n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ s_{d1}^1 & s_{d2}^1 & \dots & s_{dk}^1 \\ s_{d1}^2 & s_{d2}^2 & \dots & s_{dk}^2 \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ s_{d1}^n & s_{d2}^n & \dots & s_{dk}^n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} t_1 \\ t_2 \\ t_3 \\ \cdot \\ \cdot \\ t_k \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

Pour la partie fractionnaire, on applique même algorithme de la figure 3.10 :

$$\begin{bmatrix} 1 \\ v_f^1 \\ v_f^2 \\ \cdot \\ \cdot \\ v_f^n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ s_{d1}^1 & s_{d2}^1 & \dots & s_{dk}^1 \\ s_{d1}^2 & s_{d2}^2 & \dots & s_{dk}^2 \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ s_{d1}^n & s_{d2}^n & \dots & s_{dk}^n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} t_1 \\ t_2 \\ t_3 \\ \cdot \\ \cdot \\ t_k \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

On peut réduire l'écriture de l'équation par la définition des vecteurs v_f , D , t

$$\begin{bmatrix} 1 \\ v_f \end{bmatrix} = Dt \quad (3.35)$$

La méthode de décomposition LU illustrée plus haut est employée ensuite pour calculer les temps d'activation des n+1 vecteur.

La triangulation de la matrice D permet d'avoir une seule commutation entre deux vecteurs consécutifs.

9.3. Génération et organisation des vecteurs

La séquence finale des vecteurs à appliquer est donnée par la matrice V_s :

$$V_s = v_i + D_s \quad (3.36)$$

D_s est une matrice triangulaire supérieure.

L'arrangement des vecteurs « tension » est similaire au cas deux niveaux; l'ordre des éléments dans l'ordre est renversé dans la deuxième moitié de la période de modulation.

10. SIMULATION DE LA MLI VECTORIELLE MULTINIVEAUX MULTIPHASEE

Des exemples pour indiquer la simplicité de l'algorithme MLI vectorielle pour tout nombre de niveaux sont montrés sur les figures ci-dessous :

Les figures (3.28 et 3.29) représentent la tension de phase et son spectre pour onduleurs 5 niveaux de 5 et 7 phases respectivement.

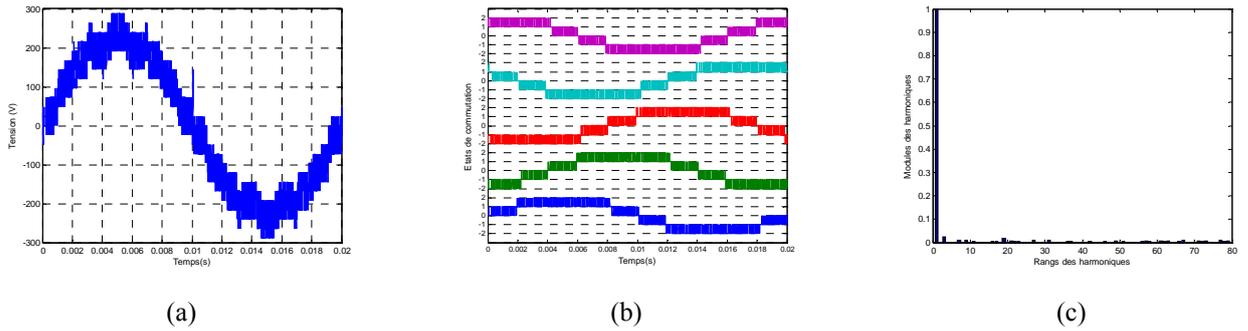


Fig. 3.28 (a) Tension de phase (b) Etats de commutation (c), Analyse spectrale pour onduleur 5 phases

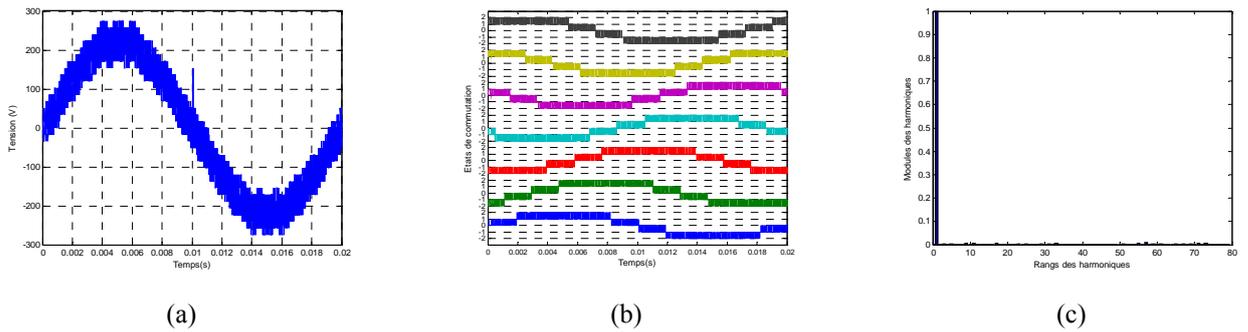


Fig. 3.29 : (a) Tension de phase (b) Etats de commutation (c), Analyse spectrale pour onduleur 7 phases

Les figures (3.30 et 3.31) représentent la tension de phase et son spectre pour onduleurs 9 niveaux de 5, 7 phases respectivement.

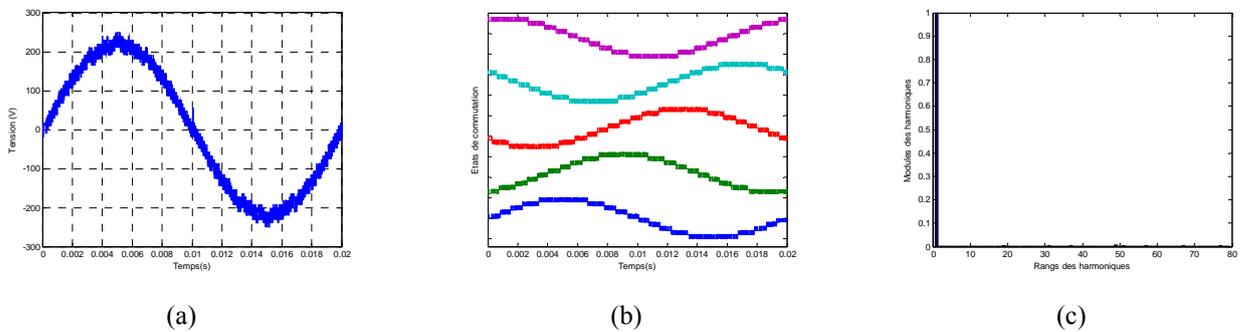


Fig. 3.30 (a) Tension de phase (b) Etats de commutation (c), Analyse spectrale pour onduleur 5 phases

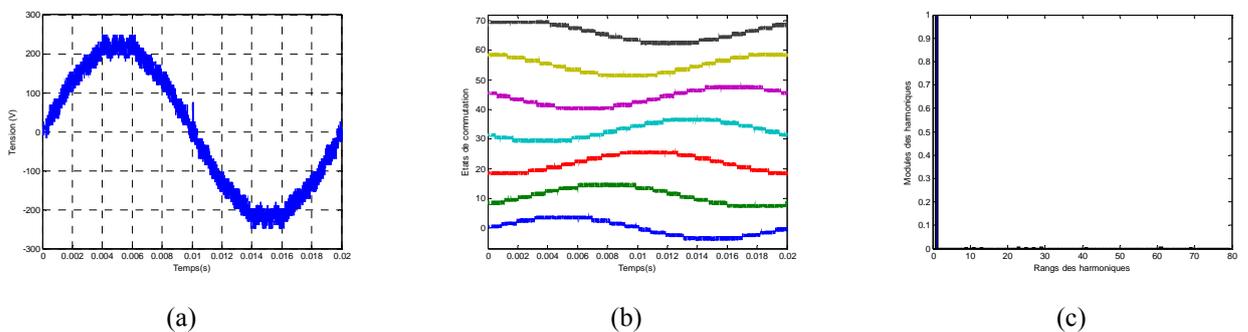


Fig. 3.31 : (a) Tension de phase (b) Etats de commutation (c), Analyse spectrale pour onduleur 7 phases

Pour comparaison, on a simulé la MLI triangulo-sinusoïdale pour le cas cinq niveau, on a comparé la référence avec quatre porteuse bipolaire. Les figures (3.32 et 3.33) représentent la tension de phase et son spectre pour onduleurs 5 niveaux de 5 et 7 phases respectivement.

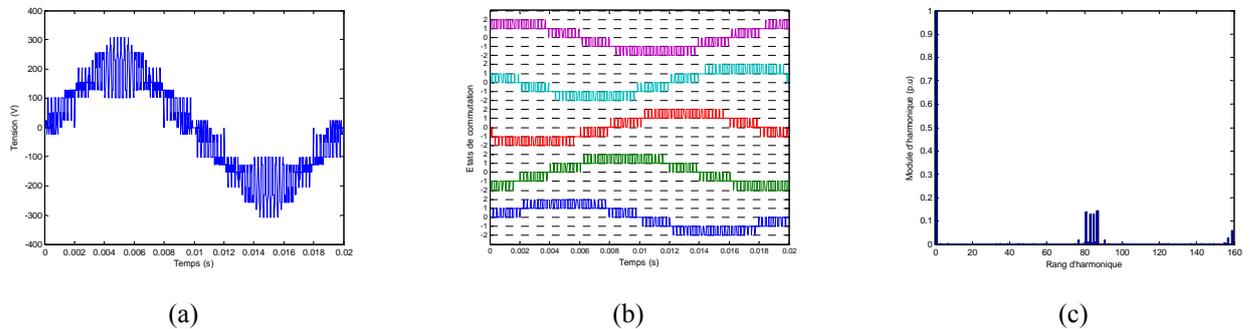


Fig. 3.32 (a) Tension de phase (b) Etats de commutation (c), Analyse spectrale pour onduleur 5 phases

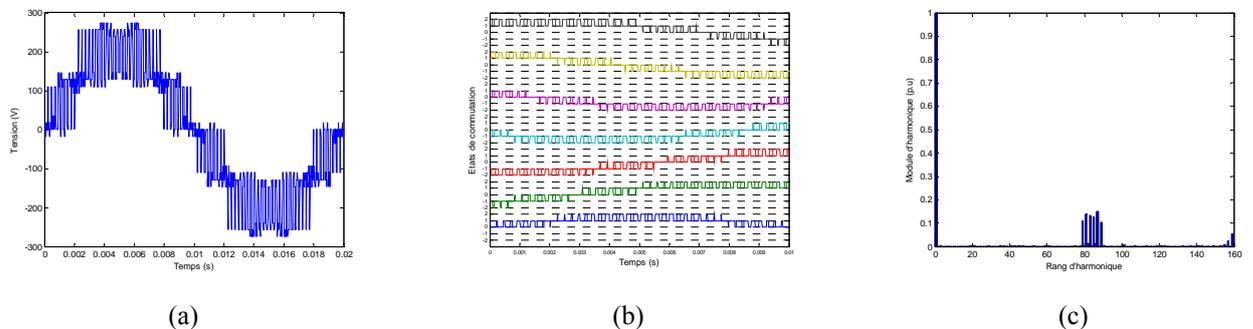


Fig. 3.33 : (a) Tension de phase (b) Etats de commutation (c), Analyse spectrale pour onduleur 7 phases

Une analyse plus profonde du spectre d'harmoniques de tension résultant de la MLI prouve que les harmoniques de rang inférieur restent relativement faibles et l'augmentation du nombre de niveau a un effet sur la réduction du contenu d'harmoniques.

11. CONCLUSION

La modulation vectorielle de largeur d'impulsions, développée dans ce chapitre, est très puissante. Elle présente les aspects suivants:

- ✓ Calcul dans le repère diphasé.
- ✓ Centrage des impulsions.
- ✓ Une seule commutation (ouverture et fermeture) de chacun des transistors par période d'échantillonnage.

Des niveaux et des phases plus élevés de SVM seront simulés avec la même simplicité.

1. INTRODUCTION

Ce chapitre a pour objet de rappeler les difficultés rencontrées lors de la commande des systèmes multi-machines. A la fin, on doit permettre juger de la pertinence des algorithmes utilisés pour commander de tels systèmes.

Dans un premier temps, les caractéristiques d'entraînement d'un système multi-machines sont rappelées afin de définir le cahier des charges de leur commande. Dans un second temps, nous passons à la modélisation d'un système de machines connectées en série en vue de les commander indépendamment. Cela nous amène à un système d'équation de $(2n \times \text{nombre de machines})$. Vue de ce nombre élevé d'équations, nous nous limiterons à un exemple d'un système de deux machines pentaphasées. L'extension à un système de m machines peut se faire facilement en prenant en considération l'interconnexion appropriée.

Par la suite, les phases de mise en œuvre de la commande vectorielle sont analysées. Pour le contrôle des courants et donc le couple, ainsi que pour le contrôle de la vitesse, on utilise des régulateurs linéaires Proportionnel-Intégral (*PI*), et des régulateurs basés sur la logique floue.

2. L'ENTRAINEMENT ELECTRIQUE POLYPHASE

L'entraînement polyphasé comporte une machine polyphasée, un onduleur de tension à n -bras mais également un dispositif de contrôle du flux d'énergie ainsi que des grandeurs comme le courant ou le flux magnétique. La particularité des systèmes polyphasés par rapport au classique entraînement triphasé est que des degrés de liberté supplémentaires apparaissent apparemment au niveau de l'onduleur. En fait on retrouve généralisée la problématique de la gestion du degré de liberté supplémentaire déjà mis en évidence pour un onduleur triphasé alimentant une charge triphasée comportant seulement deux courants indépendants.

Si on se limite, comme dans le cas triphasé, à une approche au premier harmonique, alors seules deux composantes de courant suffisent à imposer le couple: de ce fait les autres composantes du courant ne servent à rien, si ce n'est à créer des pertes Joule supplémentaires. Par conséquent, il peut apparaître non nécessaire de contrôler ces composantes. Cela offre des degrés de liberté au niveau de la commande. Si on tient compte par contre des harmoniques de courant pour l'élaboration du couple, alors ces degrés de liberté, apparents, disparaissent.

Il existe ainsi de ce fait théoriquement bien plus de possibilités d'atteindre un même couple global si on compare au cas d'une machine triphasée ; cela dépend du mode de répartition du couple opéré entre les différentes machines. Les choix entre ces différentes possibilités se font en fonction des caractéristiques de la machine ainsi que de critères d'optimisation. Si les caractéristiques de la machine sont figées une fois celle-ci fabriquée, les critères d'optimisation peuvent, eux, être modifiés en fonction de l'état de la machine. Par exemple, en fonctionnement normal à vitesse constante, on peut choisir d'optimiser le rendement énergétique ; obtenir le couple maximum à pertes données. On peut aussi préférer travailler à facteur de puissance le plus proche possible de l'unité...etc. En régime transitoire on préférera obtenir plus de couple même si cela s'opère au détriment du rendement.

3. PRINCIPE DE LA COMMANDE DES SYSTEMES MULTI-MACHINES POLYPHASEES

Dans le cas des machines polyphasées considérées, le nombre de courants indépendants étant supérieur à trois il n'est plus possible de se contenter d'un plan pour l'étude de la machine. Dans un plan on peut choisir des bases différentes (et donc des transformations différentes) qui mènent aux coordonnées classiquement dénommées (α, β) lorsque les grandeurs restent alternatives, (d, q) lorsque les grandeurs deviennent continues.

Pour une machine à $2k+1$ phases, on dénombre $k+1$ espaces propres orthogonaux. La somme vectorielle de ces sous-espaces donne l'espace vectoriel complet et la décomposition d'un vecteur sur ces espaces.

A partir seulement d'une paire des composants courants α, β du stator, on peut commander le flux et le couple dans une machine, il y'a une possibilité d'employer les degrés de liberté existants (c.-à-d., $(n-1)/2-1$ paires de composants courants x/y du stator) pour la commande d'autres machines qui seraient reliées en série à la première machine. Cependant, si la commande de machines reliées en séries doit être découplée un de l'autre, il est nécessaire que les courants produisant le flux et le couple d'une machine ne produisent pas le flux et le couple dans les autres machines. En d'autres termes, s'il est possible de relier les enroulements du stator de $m = (n-1)/2$ machines polyphasées de telle manière que ce qu'une machine voit comme composants courants du stator $d-q$ d'autres machines le voit comme composants de courants x/y , et vice versa, ils deviendraient possibles de commander indépendamment la vitesse (position, couple) de ces machines tout en les alimentant à partir d'un seul onduleur de tension commandé en courant. Plus simplement, et en prenant le cas de machine à cinq phases, il deviendra possible de réaliser la commande vectoriel indépendant de deux machines de cinq phases à l'aide d'un seul onduleur de tension, à condition que les enroulements du stator des deux machines soient reliés en série et qu'une transposition appropriée de phases est élaborée de sorte que l'ensemble des cinq courants de cinq-phase qui produisent la fmm tournante dans la première machine, ne produisent pas la fmm tournante dans la deuxième machine et vice versa. Cette explication constitue la base du système d'entraînement multimoteur polyphasé.

Dans le cas général un ensemble des stators de n phases doit être alimentés à partir d'un seul onduleur de n phases en reliant leurs enroulements en série et en employant la transposition de phase appropriée, comme il est illustré dans la figure 4.1 (les phases de la source sont identifiées par A, B, C). La transposition des phases décale le raccordement des phases d'une machine à l'autre.

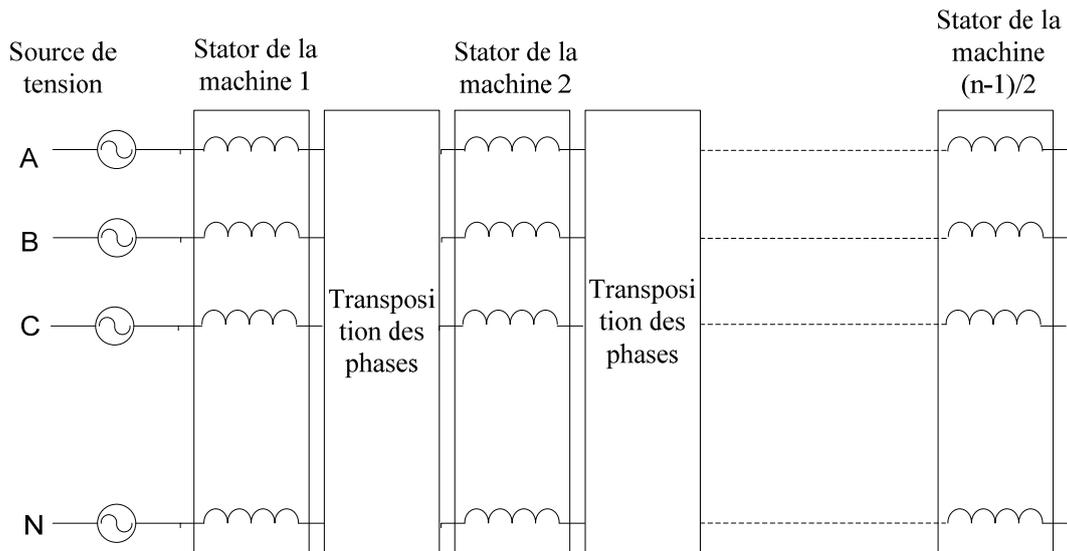


Fig. 4.1 : Alimentation de $(n - 1)/2$ machines connectées en série, par un onduleur de tension de n phases.

4. RACCORDEMENT D'UN SYSTEME MULTI-MACHINES

4.1. Cas Général

Si un ensemble de machines de n phases doit être reliées en série et les machines doivent être commandées indépendamment. Le raccordement en série simple des enroulements du stator ne donnera pas le résultat désiré. Il est nécessaire de les raccorder de façon que les courants produisant flux/couple d'une machine n'interviennent pas dans la production flux/couple dans toutes les autres machines. En d'autres termes les courants d'une machine doivent apparaître en tant qu'une des paires de x/y de courants pour toutes les autres machines.

Selon la matrice de transformation (2.33), les phases "1" de toutes les machines seront reliées directement en série (la première colonne dans (2.33)). La transposition de phase pour la phase "1" est 0 degrés et le décalage de phase est zéro. Cependant, la phase "2" de la première machine sera reliée à la phase "3" de la deuxième machine, qui sera encore reliée à la phase "4" de la troisième machine et ainsi de suite. La transposition de phase en déplaçant d'une machine à l'autre est égale à l'angle spatial et le décalage de phase est 1. Ceci est selon la deuxième colonne de la matrice de transformation qui contient les cosinus et les sinus avec des déplacements spatiaux égaux à α . De façon semblable, la phase "3" de la première machine (troisième élément dans la première rangée de (II.33)) est relié à la phase "5" de la deuxième machine, qui est encore reliée à la phase "7" de la troisième machine, et ainsi de suite. La transposition de phase est avec un décalage de phase égale à 2α . Ceci est selon de la troisième colonne de la matrice de transformation, où les déplacements spatiaux égaux à 2α .

L'explication donnée ci-dessus permet la construction d'une table de raccordement, qui est donnée au Tableau 4.1.

Tableau 4.1 : Matrice de connexion pour des machines à n phases

	A	B	C	D	E	F	G	H	I	j
M 1	A	B	C	D	E	F	G	H	I	...
M 2	A	A+1	C+2	D+3	E+4	F+5	G+6	H+7	I+8	...
M 3	A	B+2	C+4	D+6	E+8	F+10	G+12	H+14	I+16	...
M 4	A	B+3	C+6	D+9	E+12	F+15	G+18	H+21	I+24	...
M 5	A	B+4	C+8	D+12	E+16	F+20	G+24	H+28	I+32	...
...

4.2. Exemples de connexions

4.2.1. Connexion d'un système de deux machines pentaphasées connectées en série

On remarque que D+3 et E+4 dans le tableau 4.2 dépasse le nombre de phase disponible. La matrice de connexion pour deux machines pentaphasées est donnée sur le tableau suivant :

Tableau 4.2 : Matrice de connexion pour deux machines à 5 phases

	A	B	C	D	E
M1	A	B	C	D	E
M2	A	2A -1	2C-1	(2D -1)-E	E-1

La figure 4.2 montre ce système avec une illustration de la connexion des enroulements statoriques pentaphasés des deux machines.

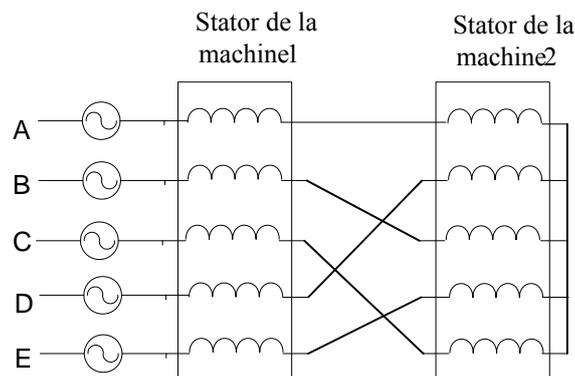


Fig. 4.2: Représentation de la connexion des stators de deux machines pentaphasées connectées en série

Selon le schéma de raccordement de la figure 4.1, la relation entre les tensions phase-neutre de l'onduleur et les tensions de phase des deux machines sont définies par :

$$\begin{aligned}
 V_A &= v_{as1} + v_{as2} \\
 V_B &= v_{bs1} + v_{cs2} \\
 V_C &= v_{cs1} + v_{es2} \\
 V_D &= v_{ds1} + v_{bs2} \\
 V_E &= v_{es1} + v_{ds2}
 \end{aligned}
 \tag{4.1}$$

Et la relation entre les courants de sortie de l'onduleur et les courants des phases de deux machines sont donnés avec:

$$\begin{aligned}
 i_A &= i_{as1} = i_{as2} \\
 i_B &= i_{bs1} = i_{cs2} \\
 i_C &= i_{cs1} = i_{es2} \\
 i_D &= i_{ds1} = i_{bs2} \\
 i_E &= i_{es1} = i_{ds2}
 \end{aligned}
 \tag{4.2}$$

4.2.2. Connexion d'un système de trois machines heptaphasées connectées en série

De même pour le cas de deux machines pentaphasées. Il y'a certains éléments de la matrices dont leurs valeurs dépassent le nombre de phase. La matrice de connexion de trois machines heptaphasées est donnée par le tableau suivant :

Tableau 4.3 : Matrice de connexion pour trois machines à 7 phases

	A	B	C	D	E	F	G
M1	A	B	C	D	E	F	G
M2	A	2A-1	2C-1	2D-1	2E-1-G	2F-1-G	G-1
M3	A	3B-2	3C-2	3D-2-G	3E-2-G	3F-2(1-G)	G-2

La figure 4.3 montre la connexion des enroulements statoriques des trois machines heptaphasées.

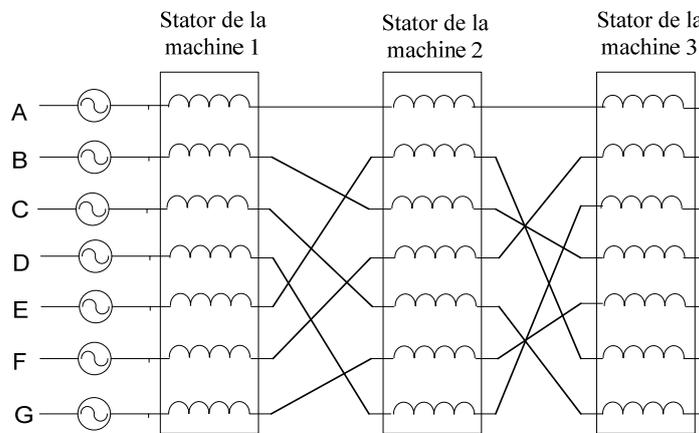


Fig. 4.3 : Diagramme de connexion pour trois machines à 7 phases

4.2.3. Connexion de quatre machines nanophasées connectées en série

Il y'a certains éléments de la matrices dont leurs valeurs dépassent le nombre de phase. Le tableau suivant illustre les connexions appropriées pour commander indépendamment quatre machines nanophasées.

Tableau 4.4 : Matrice de connexion pour quatre machines à 9 phases modifiée

	A	B	C	D	E	F	G	H	I
M1	A	B	C	D	E	F	G	H	I
M2	A	B+1	C+2	D+3	E+4	2F-1-1	2G-1-1	2H-1-1	I-1
M3	A	B+2	C+4	3D-2-1	3D-2-1	3F-2-1	3G-2I	3H-2I	I-2
M4	A	B+3	C+6	4D-3-1	4E-3-1	4F-3(2-1)	4G-3(2-1)	I-(H-1)	I-3

La figure 4.4 montre la connexion des enroulements statoriques des quatre machines.

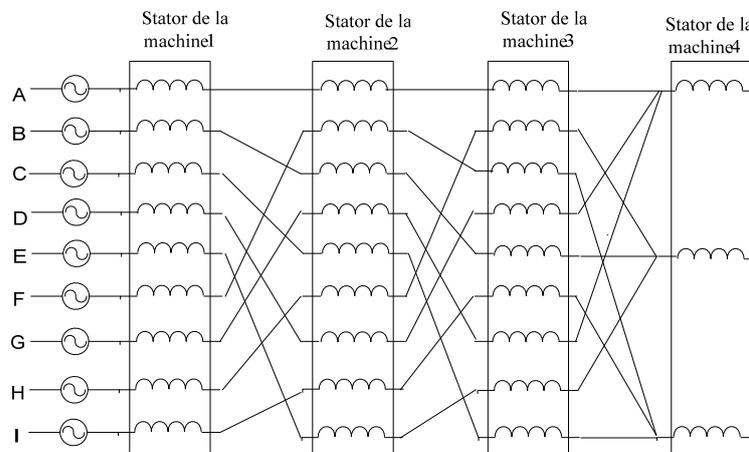


Fig. 4.4 : Diagramme de connexion pour trois machines à 9 phases et une quatrième triphasée.

4.3. Situation possible avec nombre de phase impair

Le tableau ci-dessous illustre tout les situations possibles de raccordement d'un système multi-machines polyphasées à un nombre impair de phase.

Tableau 4.5 : Situation possible avec nombre impair de phase

<i>n</i> est impair ≥ 5			
		Nombre de machines connectables	Nombre de phases des machines dans le système multi-machines
<i>n</i> est primaire	$n=5, 7, 11, 13, \dots$	$k = \frac{n-1}{2}$	<i>n</i>
<i>n</i> n'est pas primaire	$n=l^m, m=2, 3, 4, \dots$	$k = \frac{n-1}{2}$	$n, \frac{n}{l}, \frac{n}{l^2}, \dots, \frac{n}{l^{m-1}}$
	$n=n_1.n_2.n_3 \dots n_j$	$k < \frac{n-1}{2}$	n, n_1 ou n, n_2 ou ... ou n, n_j
	$n=n_1.n_2.n_3 \dots n_j, l^m, m=2, 3, 4, \dots$	$k < \frac{n-1}{2}$	n, n_1 ou n, n_2 ou ... ou n, n_j ou $\frac{n}{l}, \frac{n}{l^2}, \dots, \frac{n}{l^{m-1}}$

5. MODELISATION D'UN SYSTEME MULTI-MACHINES ASYNCHRONES

Il est supposé pour la modélisation, que toutes les hypothèses standards de la théorie générale des machines électriques sont applicables, y compris celle relatif à la distribution sinusoïdale du champ résultant dans la machine.

Le modèle du circuit électrique est d'ordre $3n$, il peut être représenté sous une forme matricielle par:

$$[v] = [R][i] + \frac{d([L][i])}{dt} \quad (4.3)$$

$$\text{Avec : } [R] = \begin{bmatrix} [R_{s1}] + [R_{s2}] + \dots + [R_{s((n-1)/2)}] & [0] & \dots & [0] & [0] \\ [0] & [R_{r1}] & [0] & \dots & [0] \\ \vdots & [0] & [R_{r2}] & [0] & \vdots \\ [0] & \vdots & [0] & \vdots & [0] \\ [0] & [0] & \dots & [0] & [R_{r((n-1)/2)}] \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

$$[L] = \begin{bmatrix} [L_{s1}] + \dots + [L_{s((n-1)/2)}] & [L_{sr1}] & [L_{sr2}] & \dots & [L_{sr((n-1)/2)}] \\ [L_{sr1}] & [L_{r1}] & [0] & \dots & [0] \\ [L_{sr2}] & [0] & [L_{r2}] & [0] & \vdots \\ \vdots & \vdots & [0] & \vdots & [0] \\ [L_{sr((n-1)/2)}] & [0] & \dots & [0] & [L_{r((n-1)/2)}] \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

$$[v] = [[v^{ond}] , [0] , \dots , [0]]^T, \quad [i] = [[i^{ond}] , [i^{r1}] , [i^{r2}] , \dots , [i^{r((n-1)/2)}]]^T \quad (4.6)$$

$$\begin{aligned} [v^{ond}] &= [V_1, V_2, \dots, V_n]^T \\ [i^{ond}] &= [i_1, i_2, \dots, i_n]^T \\ [i^{r1}] &= [i_{1r1}, i_{2r1}, \dots, i_{nr1}]^T \\ [i^{r((n-1)/2)}] &= [i_{1r((n-1)/2)}, i_{2r((n-1)/2)}, \dots, i_{nr((n-1)/2)}]^T \end{aligned} \quad (4.7)$$

Les couples électromagnétiques des deux machines en fonction des courants de l'onduleur sont donnés par les équations suivantes (4.7):

$$C_{emi} = -p_{mi} M_{mi} \sum_{l=0}^{n-1} \left\{ \left[\sum_{k=1}^n \left(i_r(k) i \left((k+l) - n \cdot \text{fix} \left(\frac{(k+l)}{n} \right) \right) \right) \right] \sin(\theta_{mi} - l\alpha) \right\} \quad (4.8)$$

L'indice « mi » désigne que la grandeur correspond à la machine i

n est le nombre de phase.

Pour deux machines pentaphasées, les couples électromagnétiques des deux sont donnés par :

$$C_{em1} = -p_1 M_1 \begin{pmatrix} (i_{A'ar1} + i_{B'br1} + i_{C'cr1} + i_{D'dr1} + i_{E'er1}) \sin \theta_1 + (i_{E'ar1} + i_{A'br1} + i_{B'cr1} + i_{C'dr1} + i_{D'er1}) \sin(\theta_1 + \alpha) + \\ (i_{D'ar1} + i_{E'br1} + i_{A'cr1} + i_{B'dr1} + i_{C'er1}) \sin(\theta_1 + 2\alpha) + (i_{C'ar1} + i_{D'br1} + i_{E'cr1} + i_{A'dr1} + i_{B'er1}) \sin(\theta_1 - 2\alpha) \\ + (i_{B'ar1} + i_{C'br1} + i_{D'cr1} + i_{E'dr1} + i_{A'er1}) \sin(\theta_1 - \alpha) \end{pmatrix} \quad (4.9)$$

$$C_{em2} = -p_2 M_2 \begin{pmatrix} (i_{A'ar2} + i_{B'br2} + i_{C'cr2} + i_{D'dr2} + i_{E'er2}) \sin \theta_2 + (i_{E'ar2} + i_{A'br2} + i_{B'cr2} + i_{C'dr2} + i_{D'er2}) \sin(\theta_2 + \alpha) + \\ (i_{D'ar2} + i_{E'br2} + i_{A'cr2} + i_{B'dr2} + i_{C'er2}) \sin(\theta_2 + 2\alpha) + (i_{C'ar2} + i_{D'br2} + i_{E'cr2} + i_{A'dr2} + i_{B'er2}) \sin(\theta_2 - 2\alpha) \\ + (i_{B'ar2} + i_{C'br2} + i_{D'cr2} + i_{E'dr2} + i_{A'er2}) \sin(\theta_2 - \alpha) \end{pmatrix} \quad (4.10)$$

La transformation à un repère de découplage (Park) des tensions s'écrit:

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_{x1} \\ V_{y1} \\ \vdots \\ V_{x((n-1)/2-1)} \\ V_{y((n-1)/2-1)} \\ V_0 \end{bmatrix} = P(\theta) \cdot C \cdot \begin{bmatrix} v_{s1}(1) + v_{s2}(1) + \dots + v_{s((n-1)/2)}(1) \\ \vdots \\ v_{s1}(i) + \dots + v_{s((n-1)/2)} \left(\chi_{i,((n-1)/2)} - \left(n \cdot \text{fix} \left(\frac{\chi_{i,((n-1)/2)}}{n} \right) \right) \right) \\ \vdots \\ v_{s1}(n) + \dots + v_{s((n-1)/2)} \left(\chi_{n,((n-1)/2)} - \left(n \cdot \text{fix} \left(\frac{\chi_{n,((n-1)/2)}}{n} \right) \right) \right) \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

Avec : **C** est la matrice de Concordia et **P** représente la matrice de transformation du repère stationnaire au repère rotatif de Park pour les $(n-1)/2$ couples de tension.

$$P(\theta) = \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & \sin \theta_1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ -\sin \theta_1 & \cos \theta_1 & 0 & 0 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \cos \theta_2 & \sin \theta_2 & 0 & \dots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & -\sin \theta_2 & \cos \theta_2 & 0 & 0 & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \dots & \vdots & 0 & 0 & \cos \theta_{((n-1)/2)} & \sin \theta_{((n-1)/2)} & 0 \\ 0 & \dots & \vdots & \dots & 0 & -\sin \theta_{((n-1)/2)} & \cos \theta_{((n-1)/2)} & 0 \\ 0 & 0 & \dots & \dots & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

$$\text{Et } \chi_{i,k} = i + (k-1)(i-1) \quad (4.13)$$

k est l'ordre de la machine connectée

i est l'ordre de phase de l'onduleur.

Par l'application des transformations de Park, les équations de tension du stator et du rotor prennent la forme :

$$\begin{aligned}
 V_d &= (R_{s1} + \dots + R_{s((n-1)/2)}) \dot{i}_d + (L_{m1} + (L_{ls1} + \dots + L_{ls((n-1)/2)})) \frac{di_d}{dt} + L_{m1} \frac{di_{dr1}}{dt} \\
 V_q &= (R_{s1} + \dots + R_{s((n-1)/2)}) \dot{i}_q + (L_{m1} + (L_{ls1} + \dots + L_{ls((n-1)/2)})) \frac{di_q}{dt} + L_{m1} \frac{di_{qr1}}{dt} \\
 V_{x1} &= (R_{s1} + \dots + R_{s((n-1)/2)}) \dot{i}_{x1} + (L_{m2} + (L_{ls1} + \dots + L_{ls((n-1)/2)})) \frac{di_{x1}}{dt} + L_{m2} \frac{di_{dr2}}{dt} \\
 V_{y1} &= (R_{s1} + \dots + R_{s((n-1)/2)}) \dot{i}_{y1} + (L_{m2} + (L_{ls1} + \dots + L_{ls((n-1)/2)})) \frac{di_{y1}}{dt} + L_{m2} \frac{di_{qr2}}{dt} \\
 &\dots\dots\dots \\
 V_{x((n-1)/2-1)} &= (R_{s1} + \dots + R_{s((n-1)/2)}) \dot{i}_{x((n-1)/2-1)} + (L_{m((n-1)/2)} + (L_{ls1} + \dots + L_{ls((n-1)/2)})) \frac{di_{x((n-1)/2-1)}}{dt} + L_{m((n-1)/2)} \frac{di_{dr((n-1)/2)}}{dt} \\
 V_{y((n-1)/2-1)} &= (R_{s1} + \dots + R_{s((n-1)/2)}) \dot{i}_{y((n-1)/2-1)} + (L_{m((n-1)/2)} + (L_{ls1} + \dots + L_{ls((n-1)/2)})) \frac{di_{y((n-1)/2-1)}}{dt} + L_{m((n-1)/2)} \frac{di_{qr((n-1)/2)}}{dt}
 \end{aligned} \tag{4.14}$$

Les équations de tensions du rotor sont comme suit :

$$\begin{aligned}
 0 &= R_{r1} \dot{i}_{dr1} + L_{m1} \frac{di_d}{dt} + (L_{lr1} + L_{m1}) \frac{di_{dr1}}{dt} + \omega_1 (L_{m1} i_q + (L_{lr1} + L_{m1}) \dot{i}_{qr1}) \\
 0 &= R_{r1} \dot{i}_{qr1} + L_{m1} \frac{di_q}{dt} + (L_{lr1} + L_{m1}) \frac{di_{qr1}}{dt} - \omega_1 (L_{m1} i_d + (L_{lr1} + L_{m1}) \dot{i}_{dr1}) \\
 0 &= R_{r2} \dot{i}_{dr2} + L_{m2} \frac{di_{x1}}{dt} + (L_{lr2} + L_{m2}) \frac{di_{dr2}}{dt} + \omega_2 (L_{m2} i_{y1} + (L_{lr2} + L_{m2}) \dot{i}_{qr2}) \\
 0 &= R_{r2} \dot{i}_{qr2} + L_{m2} \frac{di_{y1}}{dt} + (L_{lr2} + L_{m2}) \frac{di_{qr2}}{dt} - \omega_2 (L_{m2} i_{x1} + (L_{lr2} + L_{m2}) \dot{i}_{dr2}) \\
 &\dots\dots\dots \\
 0 &= R_{((n-1)/2)} \dot{i}_{d((n-1)/2)} + L_{m((n-1)/2)} \frac{di_{x((n-1)/2-1)}}{dt} + (L_{lr((n-1)/2)} + L_{m((n-1)/2)}) \frac{di_{d((n-1)/2)}}{dt} + \omega_{((n-1)/2)} (L_{m((n-1)/2)} i_{y((n-1)/2-1)} + (L_{lr((n-1)/2)} + L_{m((n-1)/2)}) \dot{i}_{q((n-1)/2)}) \\
 0 &= R_{((n-1)/2)} \dot{i}_{q((n-1)/2)} + L_{m((n-1)/2)} \frac{di_{y((n-1)/2-1)}}{dt} + (L_{lr((n-1)/2)} + L_{m((n-1)/2)}) \frac{di_{q((n-1)/2)}}{dt} - \omega_{((n-1)/2)} (L_{m((n-1)/2)} i_{x((n-1)/2-1)} + (L_{lr((n-1)/2)} + L_{m((n-1)/2)}) \dot{i}_{d((n-1)/2)})
 \end{aligned} \tag{4.15}$$

Les couples électromagnétiques des (n-1)/2 machines en termes de composants courants de l'onduleur sont :

$$\begin{aligned}
 C_{em1} &= p_1 L_{m1} (i_{dr1} i_q - i_d i_{qr1}) \\
 C_{em2} &= p_2 L_{m2} (i_{dr2} i_y - i_x i_{qr2}) \\
 &\dots\dots\dots \\
 C_{emi} &= p_{mi} L_{mi} (i_{dri} i_{y(i-1)} - i_{x(i-1)} i_{qri}) \\
 &\dots\dots\dots \\
 C_{em((n-1)/2)} &= p_{m((n-1)/2)} L_{m((n-1)/2)} (i_{d((n-1)/2)} i_{y((n-1)/2-1)} - i_{x((n-1)/2-1)} i_{q((n-1)/2)})
 \end{aligned} \tag{4.16}$$

Alors que le couple électromagnétique et le flux de la machine sont produits uniquement par les courants d, q , il s'ensuit que le flux et le couple de la machine 1 peuvent être contrôlés au moyen des courants d, q de l'onduleur; même chose; le flux et le couple de la machine 2 peuvent être contrôlés au moyen des courants $x_I - y_I$ de l'onduleur.

Le modèle de système de deux machines asynchrones pentahasées dans le repère de Park est donné par :

$$\begin{aligned}
 V_d &= (R_{s1} + R_{s2})i_d + (L_{ls1} + L_{m1} + L_{ls2})\frac{di_d}{dt} + L_{m1}\frac{di_{dr1}}{dt} \\
 V_q &= (R_{s1} + R_{s2})i_q + (L_{ls1} + L_{m1} + L_{ls2})\frac{di_q}{dt} + L_{m1}\frac{di_{qr1}}{dt} \\
 V_x &= (R_{s1} + R_{s2})i_x + (L_{ls2} + L_{m2} + L_{ls1})\frac{di_x}{dt} + L_{m2}\frac{di_{dr2}}{dt} \\
 V_y &= (R_{s1} + R_{s2})i_y + (L_{ls2} + L_{m2} + L_{ls1})\frac{di_y}{dt} + L_{m2}\frac{di_{qr2}}{dt}
 \end{aligned} \tag{4.17}$$

Les équations de tensions du rotor sont comme suit :

$$\begin{aligned}
 0 &= R_{r1}i_{dr1} + L_{m1}\frac{di_d}{dt} + (L_{lr1} + L_{m1})\frac{di_{dr1}}{dt} + \omega_1(L_{m1}i_q + (L_{lr1} + L_{m1})i_{qr1}) \\
 0 &= R_{r1}i_{qr1} + L_{m1}\frac{di_q}{dt} + (L_{lr1} + L_{m1})\frac{di_{qr1}}{dt} - \omega_1(L_{m1}i_d + (L_{lr1} + L_{m1})i_{dr1}) \\
 0 &= R_{r2}i_{dr2} + L_{m2}\frac{di_x}{dt} + (L_{lr2} + L_{m2})\frac{di_{dr2}}{dt} + \omega_2(L_{m2}i_y + (L_{lr2} + L_{m2})i_{qr2}) \\
 0 &= R_{r2}i_{qr2} + L_{m2}\frac{di_y}{dt} + (L_{lr2} + L_{m2})\frac{di_{qr2}}{dt} - \omega_2(L_{m2}i_x + (L_{lr2} + L_{m2})i_{dr2})
 \end{aligned} \tag{4.18}$$

Les couples des deux machines en termes de composants courants de l'onduleur sont :

$$\begin{aligned}
 C_{em1} &= p_1 L_{m1} (i_{dr1} i_q - i_d i_{qr1}) \\
 C_{em2} &= p_2 L_{m2} (i_{dr2} i_y - i_x i_{qr2})
 \end{aligned} \tag{4.19}$$

6. COMMANDE VECTORIELLE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE PENTAPHASEE

Les machines asynchrones ont fait l'objet de nombreuses études validant les concepts d'augmentation de couple massique en mode normal et de fonctionnement en mode dégradé. Le fait que c'est l'alimentation/commande qui impose la magnétisation de la machine permet de contrôler les harmoniques présents dans le flux. De ce fait on peut se placer dans des conditions où les hypothèses se fondant sur une approche au premier harmonique se vérifient, notamment en mode dégradé.

Dans ce qui suit, nous essayons de commander de façon indépendante deux machines asynchrone à cinq phases dont les bobinages ont été mis en série à travers un seul onduleur 5 bras, et trois machines heptaphasées en série alimentées par onduleurs 7 bras.

La difficulté pour commander une machine asynchrone réside dans le fait qu'il existe un couplage complexe entre les variables d'entrée, les variables de sortie et les variables internes de la machine comme le flux, le couple et la vitesse ou la position.

Pour la machine asynchrone polyphasée, la commande vectorielle consiste à réaliser un découplage des grandeurs génératrices du couple électromagnétique et du flux rotorique.

L'expression du couple électromagnétique de la machine asynchrone polyphasée est donnée par :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\psi_{dr} i_q - i_d \psi_{qr1}) \quad (4.20)$$

Puisque les flux et le couple sont indépendant des composants x/y, le schéma de la commande vectoriel pour la machine asynchrone à n phases est la même qu'une machine triphasée, sauf que la transformation de coordonnées comporte la création de n courants de phase indépendants (plus que trois) de la référence du stator.

Pour une commande performante de vitesse, on a choisi d'employer la technique de la logique floue pour le réglage de la vitesse.

7. REGULATION FLOUE DE VITESSE

7.1. Structure générale d'un système flou

Chaque système basé sur la logique floue est composé de quatre blocs principaux (Figure 4.5)

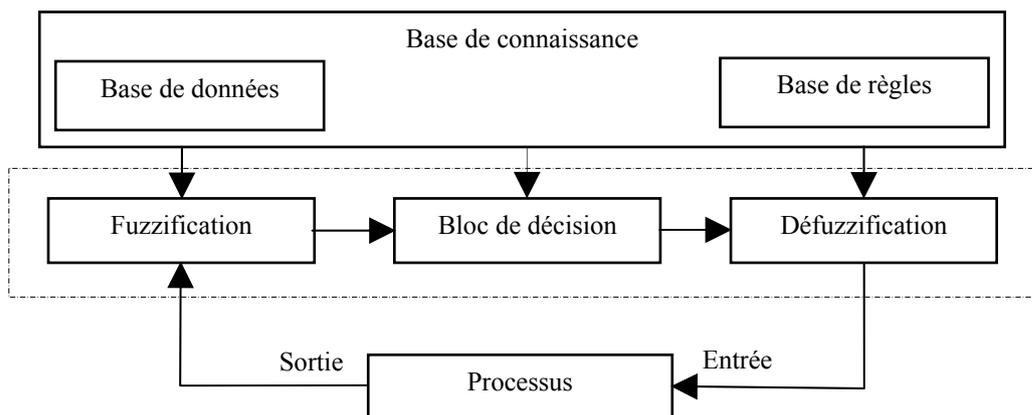


Fig. 4.5 : Structure générale d'un système basé sur la logique floue.

- 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.

7.2. Réglage de la vitesse par régulateur flou à gain fixe

La figure 4.6 présente le schéma de principe d'un régulateur flou (FLC, fuzzy logic controller) proposé par Mamdani pour les systèmes mono-entrée/mono-sortie.

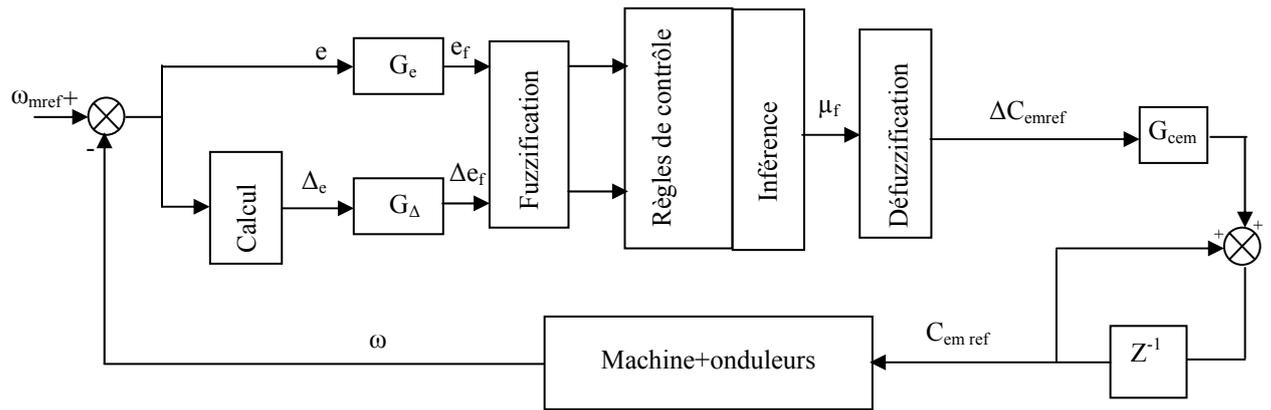


Fig. 4.6 : Schéma bloc d'un régulateur flou (FLC).

D'après ce schéma, le régulateur est composé:

- D'un bloc de calcul de la variation de l'erreur :

L'erreur (e) et sa variation (Δe) sont normalisées comme suit :

$$e_f = G_e \cdot e \quad (4.21)$$

$$\Delta e_f = G_{\Delta e} \cdot \Delta e \quad (4.22)$$

G_e , $G_{\Delta e}$ et $G_{\Delta u}$ représentent les gains d'adaptation et de normalisation. Ils jouent un rôle extrêmement important. En effet, ces gains fixeront les performances de la commande.

- D'un bloc de fuzzification de l'erreur et de sa variation :

Pour la fuzzification de l'erreur (e) et sa variation (Δe) de vitesse, on prend les fonctions d'appartenance triangulaire illustrées sur la (figure 4.7); les valeurs linguistique correspondantes sont caractérisées par des symboles tel que :

NG: négative grande ; NM: négative moyenne ; NP: négative petite ; ZE: zéro environ ; PP: positive petite ; PM: positive moyenne ; PG: positive grande.

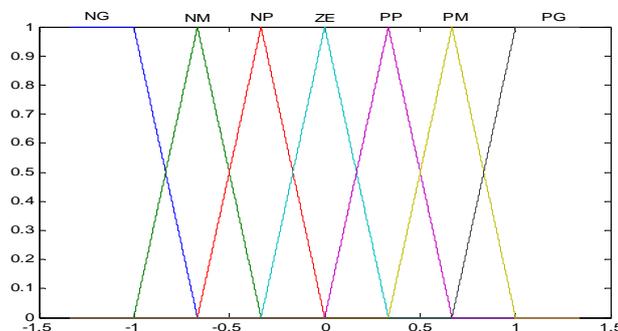


Fig. 4.7: Fuzzification continue avec sept fonctions d'appartenance.

- D'un bloc de défuzzification utilisé pour convertir la variation de la commande floue en une valeur numérique : Dans cette étape la variation de la commande ΔC_{emref} est calculée selon le (tableau (4.6)).

Tableau 4.6 : Tableau de calcul de la variation de la commande Δu .

e	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
Δe							
NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	ZE
NM	NG	NG	NG	NM	NP	ZE	PP
NP	NG	NG	NM	NP	ZE	PP	PM
ZE	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
PP	NM	NP	ZE	PP	PM	PG	PG
PM	NP	ZE	PP	PM	PG	PG	PG
PG	ZE	PP	PM	PG	PG	PG	PG

La défuzzification de ΔC_{emref} par la méthode de moyenne pondérée.

$$\Delta U = \frac{\sum_{i=1}^n u_i \mu_{\Delta u_i}}{\sum_{i=1}^n \mu_{\Delta u_i}} \quad (4.23)$$

- D'un bloc de Normalisation de la commande ΔC_{emref} qui doit être multiplié par G_{cem} .

7.3. La loi de commande

Cette loi est fonction de l'erreur et de sa variation $\mu=f(e, \Delta e)$ par conséquence, l'activation de l'ensemble des règles de décision donne la variation de la commande ($\Delta\mu$) nécessaire, permettant l'ajustement d'une telle commande μ .

La forme la plus générale de cette commande est :

$$C_{emref}(k+1) = C_{emref}(k) + G_{cem} \Delta C_{emref} \quad (4.24)$$

Où : G_{cem} gain associé à la commande $C_{emref}(k+1)$, en général choisi faible pour assurer la stabilité du système.

ΔC_{emref} : La variation de la commande.

7.4. Réglage de vitesse avec régulateur flou à gain adaptatif

On remplace dans la (figure 4.11) le régulateur flou à gain fixe de la vitesse par un régulateur flou à gain adaptatif. Dans ce cas, nous considérons le régulateur flou de type PI. Le gain (facteur d'échelle de sortie) de ce régulateur est ajusté en ligne, selon les états réels du processus sous contrôle. Bien que les caractéristiques d'un régulateur dépendent des facteurs d'échelle de sortie et d'entrée (c'est-à-dire, pour une meilleure performance l'ajustement simultané des facteurs d'échelle d'entrée et de sortie est recommandé). Notre objectif est d'adapter seulement le facteur d'échelle de sortie pour une valeur donnée du facteur d'échelle d'entrée. Le schéma bloc de notre régulateur adaptatif est montré sur la figure 4.9.

La figure 4.9 représenté une régulation de vitesse par un régulateur flou type PI à gain adaptatif. La valeur actuelle de commande (C_{emref}) est obtenue par (4.28).

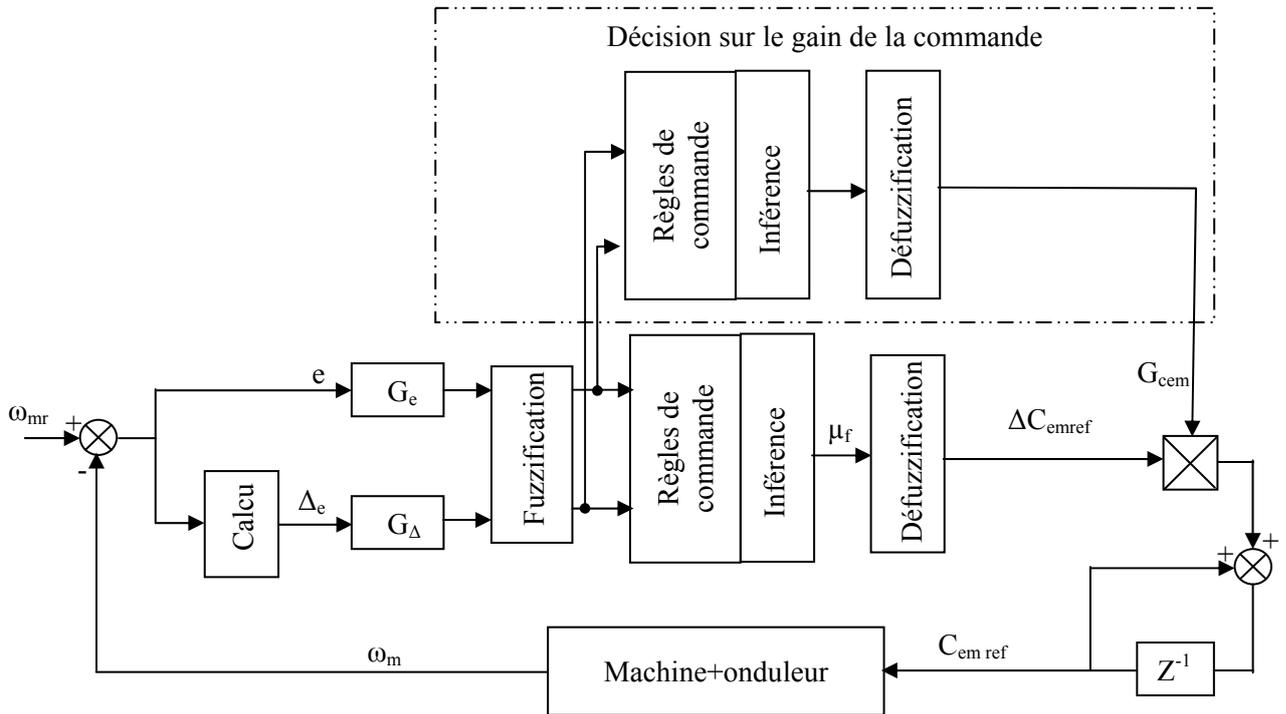


Fig. 4.9 : Schéma d'un régulateur flou avec gain adaptatif.

La (figure 4.9) composé de même que le gain G_{cem} fixe (figure 4.7) pour la variation de commande ΔC_{emref} , mais on ajoute deux blocs (règles de contrôle, Défuzzification) pour calculer le gain adaptatif :

- 1- Calcul du gain adaptatif selon le tableau (4.7).

Tableau 4.7 : calcul du gain adaptatif.

e	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
Δe	NG	TG	TG	G	PG	P	ZE
NM	TG	TG	G	G	M	P	TP
NP	TG	M	G	TG	TP	P	TP
ZE	P	PG	M	ZE	M	PG	P
PP	TP	P	TP	TG	G	MG	TG
PM	TP	P	M	G	G	TG	TG
PG	ZE	P	PG	G	GT	TG	TG

Avec : ZE : zéro environ ; TP : très positif ; P : petite ; PG : positif grand ; M : moyenne ; G : grand ; TG : très grand.

- 2- Défuzzification en utilisant la méthode de moyenne pondérée.

8. COMMANDE VECTORIELLE DE DEUX MACHINES PENTAPHASEES EN SERIE

Le modèle des deux machines alimentées en courant dans un référentiel lié au champ tournant est donné par les équations suivantes:

Pour la machine 1:

$$\begin{cases} V_{ds1} = (R_{s1} + R_{s2})I_{ds1} + (\sigma_1 L_{s1} + L_{s2}) \frac{dI_{ds1}}{dt} - \omega_{r1} (\sigma_1 L_{s1} + L_{s2}) I_{qs1} \\ V_{qs1} = (R_{s1} + R_{s2})I_{qs1} + (\sigma_1 L_{s1} + L_{s2}) \frac{dI_{qs1}}{dt} - \omega_{r1} \left(\Phi_{r1} \frac{L_{s1}}{M_1} + L_{s2} I_{ds1} \right) \end{cases} \quad (4.25)$$

Pour la machine 2:

$$\begin{cases} V_{ds2} = (R_{s1} + R_{s2})I_{ds2} + (\sigma_2 L_{s2} + L_{s1}) \frac{dI_{ds2}}{dt} - \omega_{r2} (\sigma_2 L_{s2} + L_{s1}) I_{qs2} \\ V_{qs2} = (R_{s1} + R_{s2})I_{qs2} + (\sigma_2 L_{s2} + L_{s1}) \frac{dI_{qs2}}{dt} - \omega_{r2} \left(\Phi_{r2} \frac{L_{s2}}{M_2} + L_{s1} I_{ds2} \right) \end{cases} \quad (4.26)$$

La commande vectorielle classique permet la création des tensions de références de la même manière qu'en triphasé comme le montre la figure 4.8.

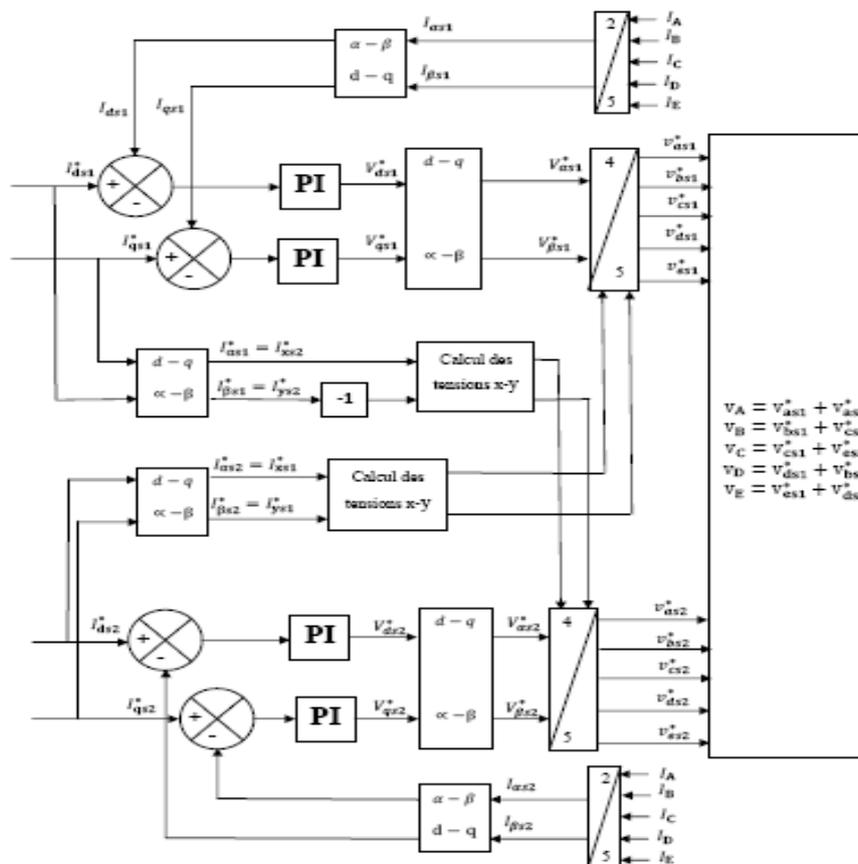


Fig. 4.10 : Schéma bloc de la commande vectorielle directe pour deux MAS pentaphasés.

Après le calcul des tensions de références, on procède à la somme des tensions pour obtenir les tensions d'alimentation pour les deux machines en série, en utilisant la transposition des tensions indiquées précédemment.

8.1. Alimentation par un onduleur deux niveaux

Des résultats de simulation sont obtenus pour deux machines asynchrones à cage identiques avec des paramètres montrés dans l'annexe A.

Les figures ci-dessous montrent les Performances de la commande vectorielle indirecte de deux machines asynchrones pentaphasées en série alimentées par onduleur cinq bras deux niveaux (avec des régulateurs PI et flou à gain variable respectivement).

8.1.1. Résultats de simulation de la régulation PI de vitesse

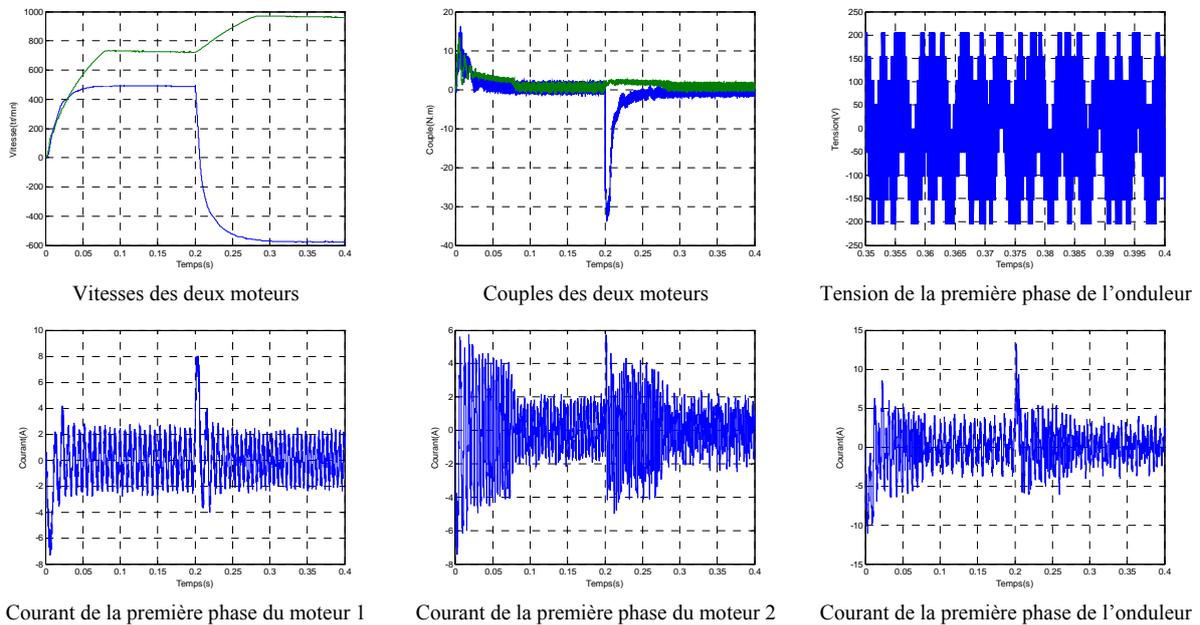
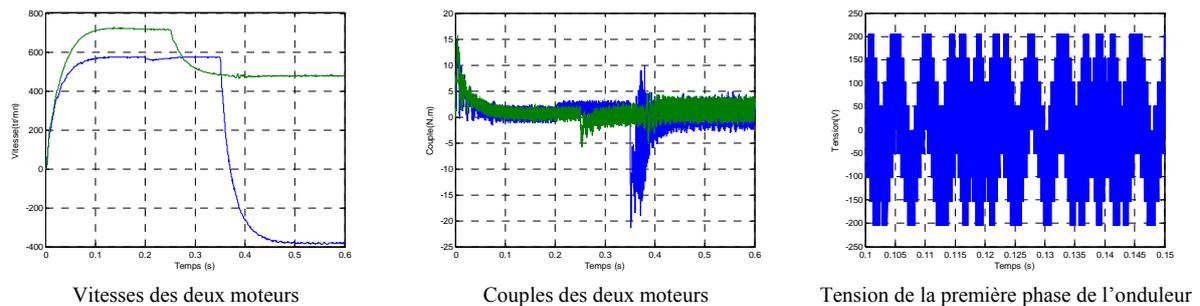


Fig. 4.11 : Performances de la commande vectorielle indirecte de deux machines asynchrones pentaphasées en série alimentées par un onduleur 5 bras deux niveaux (Régulation PI de vitesse)

8.1.2. Résultats de simulation de la régulation floue à gain variable de vitesse

Cette régulation est testée pour un changement de vitesse et de la charge. Des couples de charge sont appliqués aux instants 0.2s et 0.4s sur les moteurs 1 et 2 respectivement.



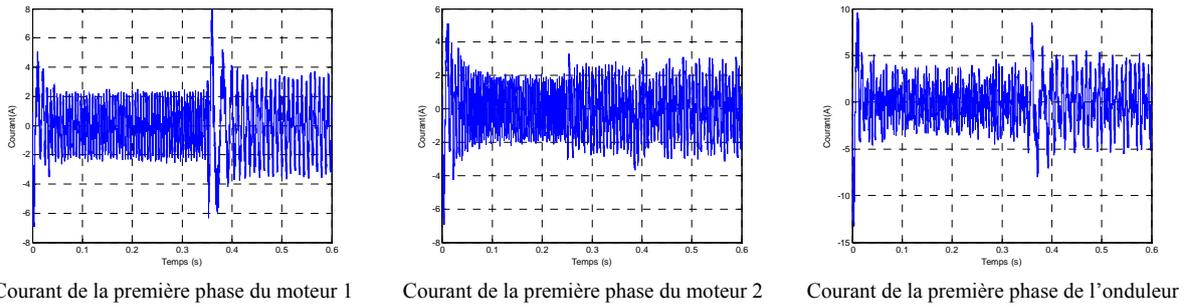


Fig.4.12. Performances de la commande vectorielle indirecte de deux machines asynchrones pentaphasées en série alimentées par onduleur cinq bras deux niveaux (Régulation floue à gain variable de vitesse).

De ces résultats, on remarque que la vitesse suit bien sa référence sans dépassement, avec un temps de réponse moins de (0.1s) au démarrage.

Le régulateur flou rejette rapidement et efficacement la perturbation, d'où l'amélioration de la robustesse du réglage de vitesse vis-à-vis de la perturbation.

8.2. Alimentation par un onduleur neuf niveaux

Les résultats de simulation ont été effectués pour les mêmes conditions que précédemment. Les figures ci-dessous montrent les Performances de la commande vectorielle indirecte de deux machines asynchrones en série alimentées par onduleur neuf niveaux (avec des régulateurs PI et flous respectivement).

8.2.1. Résultats de simulation de la régulation PI de vitesse.

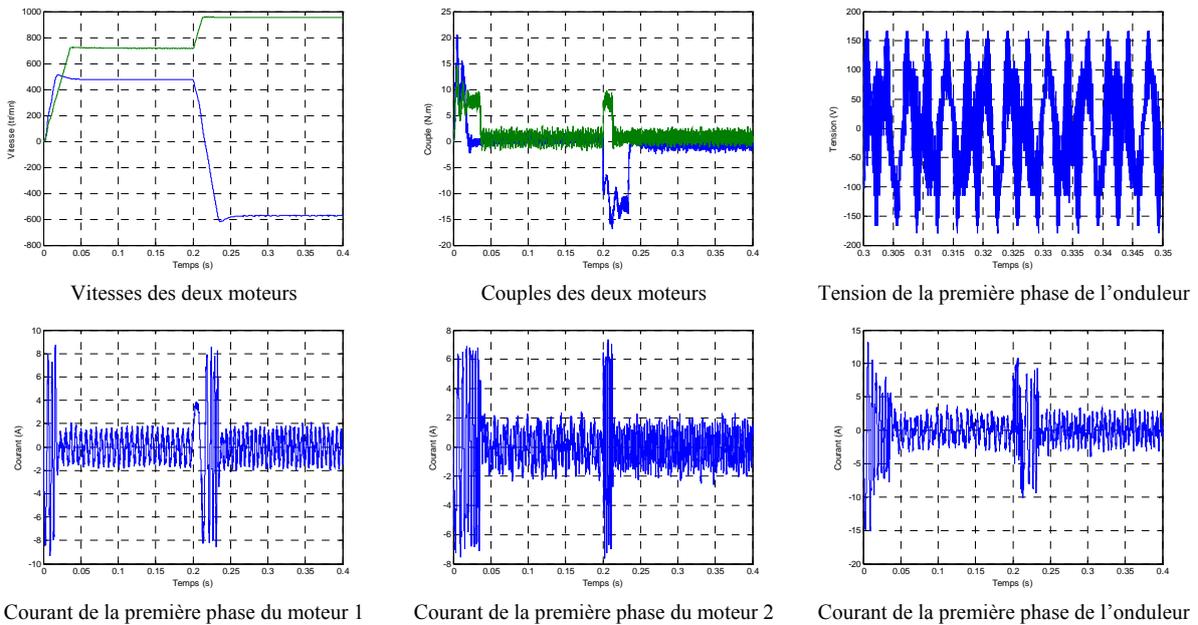


Fig. 4.13. Performances de la commande vectorielle indirecte de deux machines asynchrones pentaphasées en série alimentées par onduleur 5 bras neuf niveaux (Régulation PI de vitesse)

8.2.2. Résultats de simulation de la régulation floue à gain fixe de vitesse.

Cette régulation est testée pour un changement de vitesse et de la charge. Des couples de charge sont appliqués à l'instant $t=0.3s$ sur les deux machines.

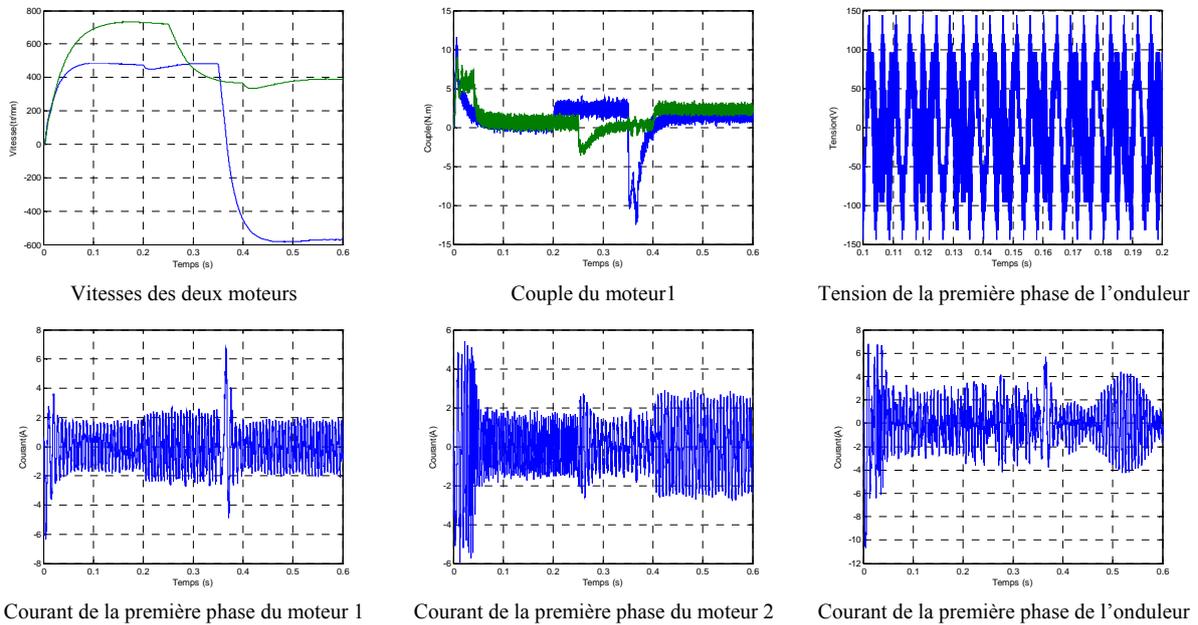


Fig. 4.14. Performances de la commande vectorielle indirecte de deux machines asynchrones pentaphasées en série alimentées par onduleur 5 bras neuf niveaux (Régulation floue de vitesse).

8.2.3. Résultats de simulation de la régulation floue à gain variable de vitesse.

Cette régulation est testée pour un changement de vitesse et de la charge. Des couples de charge sont appliqués aux instants $t=0.35s$ et $t=0.4s$ sur les deux machines respectivement.

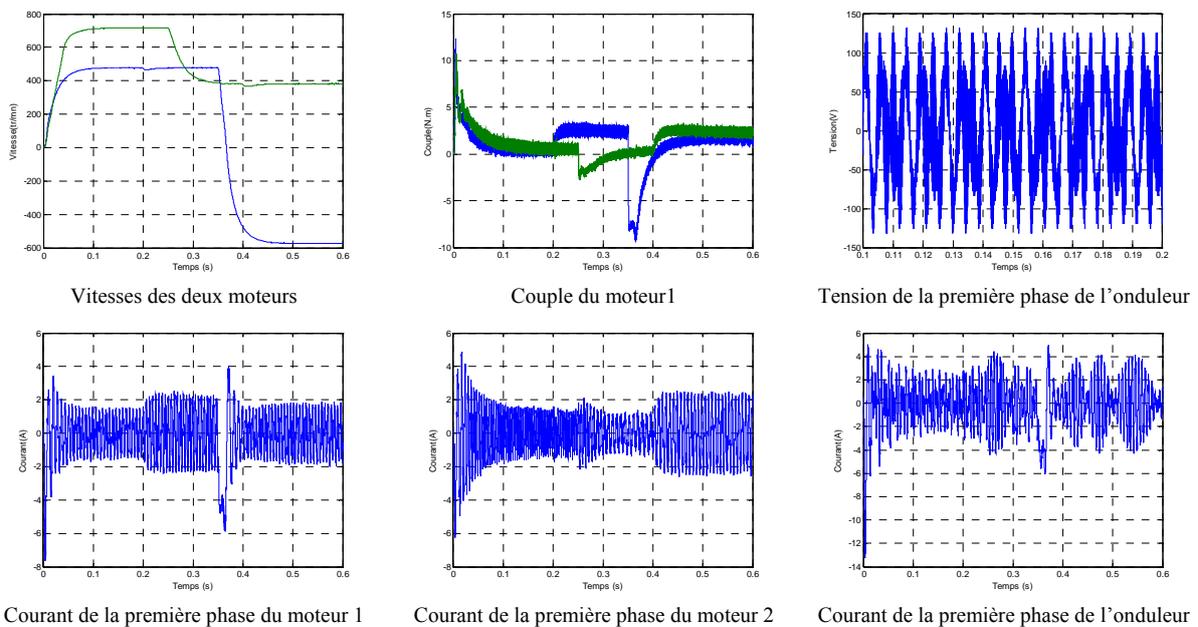


Fig 4.15. Performance de la commande vectorielle indirecte de deux machines asynchrones pentaphasées en série alimentées par onduleur 5 bras neuf niveaux (Régulation floue à gain variable de vitesse).

Les performances de la commande vectorielle indirecte avec régulation (PI, floue à gain fixe, floue à gain variable) de vitesse de deux machines asynchrones pentaphasées ont été visualisées pour une variation de vitesse et une application d'un couple de charge.

On constate que :

- La vitesse atteint sa valeur de consigne pour un onduleur multi-niveaux à un temps plus court par rapport à celui de deux niveaux.
- La réponse en vitesse indique le découplage complet de la commande des deux machines.
- Les courants et les tensions de l'onduleur ont une allure sinusoïdale déformée à cause de l'interférence entre les tensions et les courants des deux machines.
- Les perturbations dues au couple de charge sont rejetées rapidement.

9. COMMANDE VECTORIELLE DE TROIS MACHINES HEPTAPHASEES EN SERIE

Selon le schéma de raccordement de la figure 4.2, la relation entre les tensions phase-neutre de l'onduleur et les tensions de phase des trois machines sont définies par :

$$\begin{aligned}
 V_A &= v_{as1} + v_{as2} + v_{as3} \\
 V_B &= v_{bs1} + v_{cs2} + v_{ds3} \\
 V_C &= v_{cs1} + v_{es2} + v_{gs3} \\
 V_D &= v_{ds1} + v_{gs2} + v_{cs3} \\
 V_E &= v_{es1} + v_{bs2} + v_{fs3} \\
 V_F &= v_{fs1} + v_{ds2} + v_{bs3} \\
 V_G &= v_{gs1} + v_{fs2} + v_{es3}
 \end{aligned} \tag{4.27}$$

Et la relation entre les courants de sortie de l'onduleur et les courants des phases de trois machines sont donnés avec:

$$\begin{aligned}
 i_A &= i_{as1} + i_{as2} + i_{as3} \\
 i_B &= i_{bs1} + i_{cs2} + i_{ds3} \\
 i_C &= i_{cs1} + i_{es2} + i_{gs3} \\
 i_D &= i_{ds1} + i_{gs2} + i_{cs3} \\
 i_E &= i_{es1} + i_{bs2} + i_{fs3} \\
 i_F &= i_{fs1} + i_{ds2} + i_{bs3} \\
 i_G &= i_{gs1} + i_{fs2} + i_{es3}
 \end{aligned} \tag{4.28}$$

9.1. Alimentation par un onduleur deux niveaux

Des résultats de simulation sont obtenus pour trois machines asynchrones à cage identiques avec des paramètres montrés dans l'annexe A.

La figure 4.16 représente les Performances de la commande vectorielle directe de trois machines asynchrone heptaphasées en série alimentées par onduleur 7 bras deux niveaux (Régulation PI de vitesse).

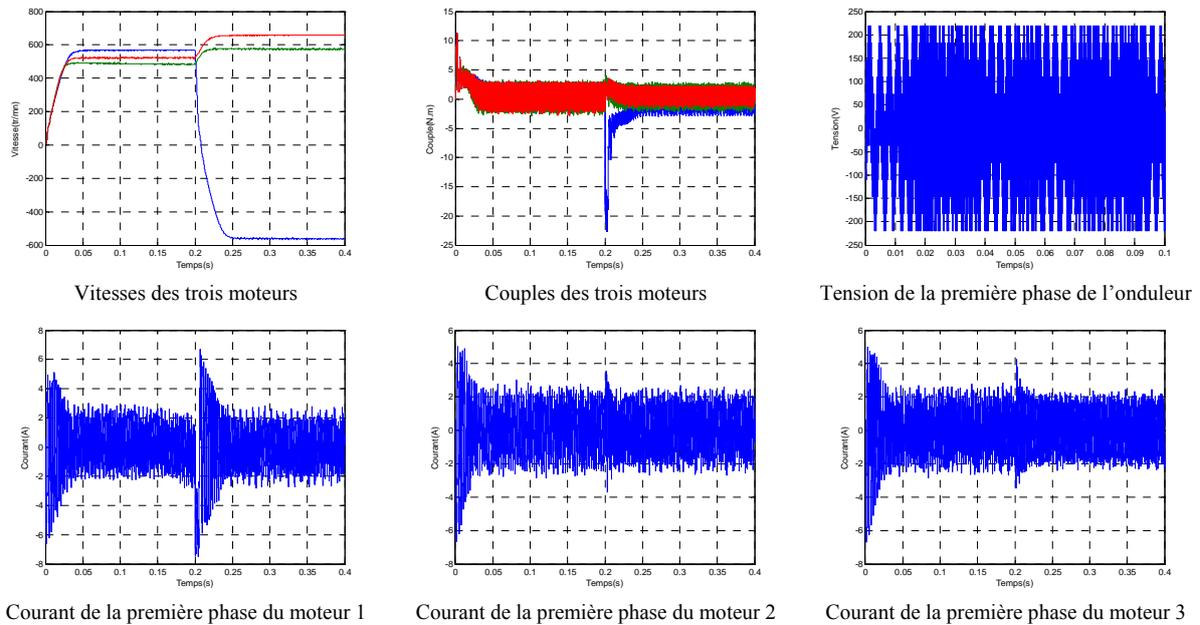
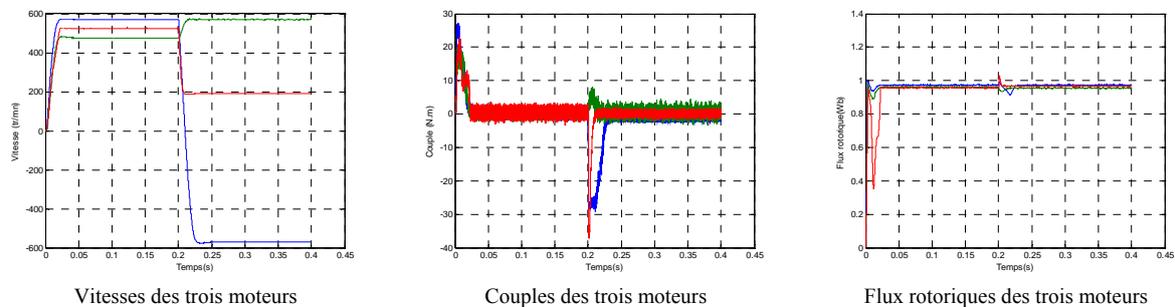


Fig. 4.16. : Performances de la commande vectorielle directe de trois machines asynchrones heptaphasées en série alimentées par onduleur 7 bras deux niveaux (Régulation PI de vitesse)

9.2. Alimentation par un onduleur neuf niveaux

Les figures 4.17 et 4.18 représentent les performances de la commande vectorielle directe de trois machines asynchrone heptaphasées en série alimentées par onduleur 7 bras neuf niveaux (Régulation de vitesse par PI et flou à gain variable respectivement).

9.2.1. Résultats de simulation de la régulation PI de vitesse.



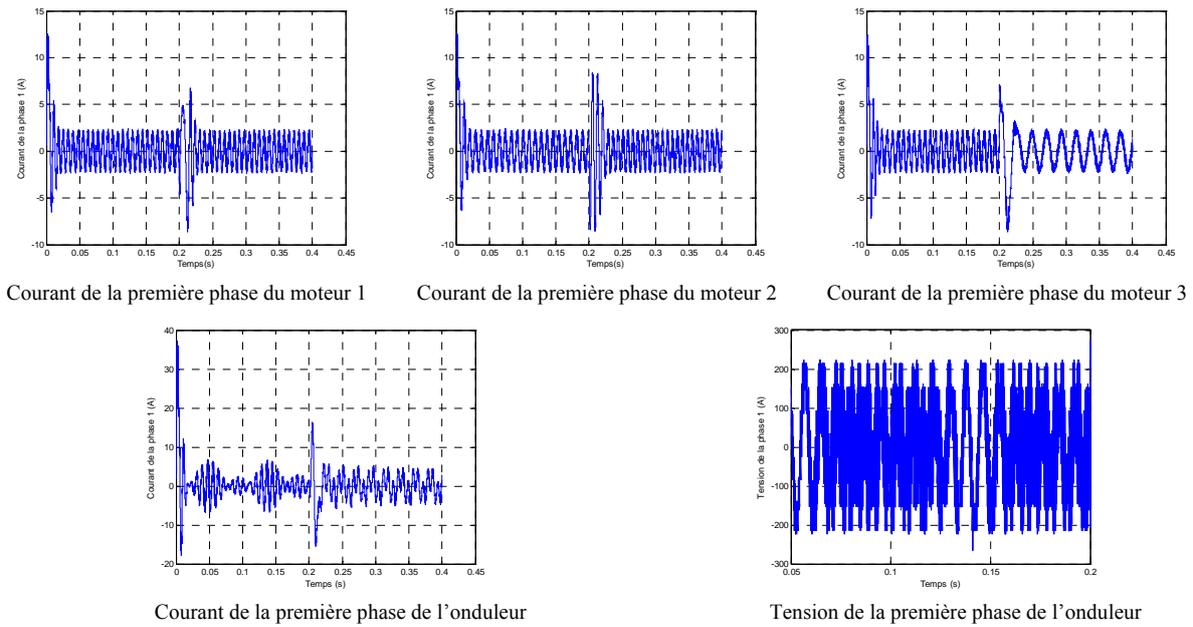
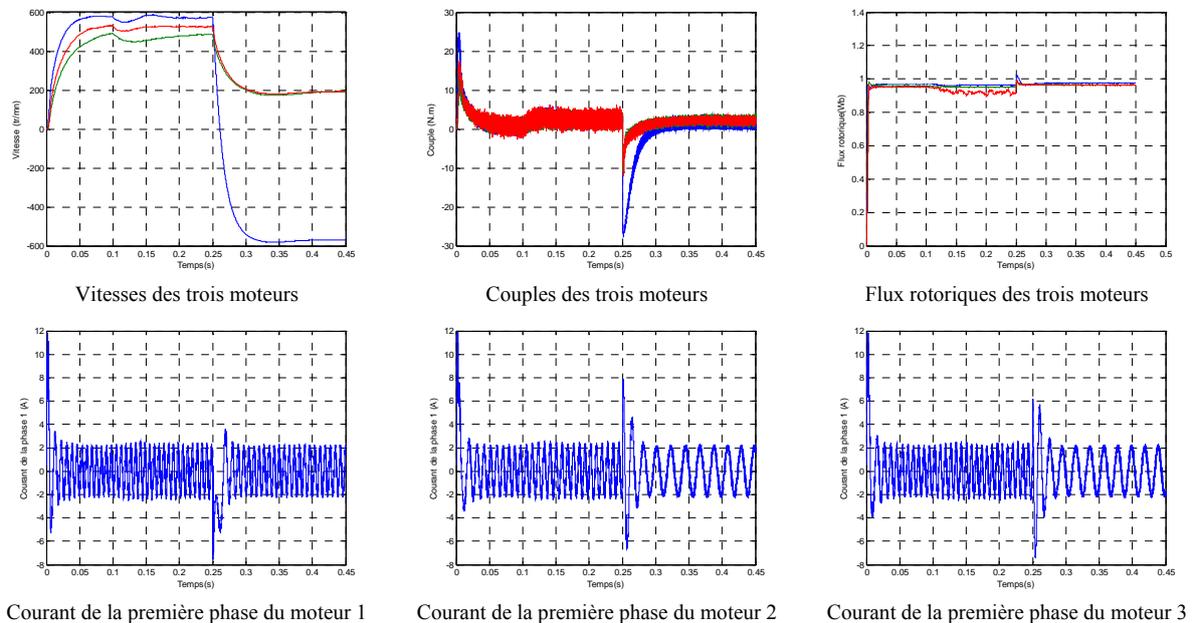
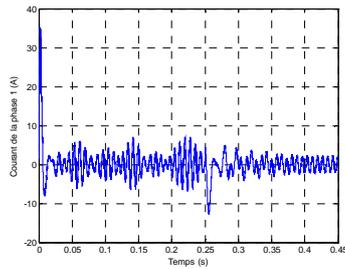


Fig.4.17. Performances de la commande vectorielle directe de trois machines asynchrones heptaphasées en série alimentées par onduleur MLI 7 bras neuf niveaux (Régulation PI de vitesse).

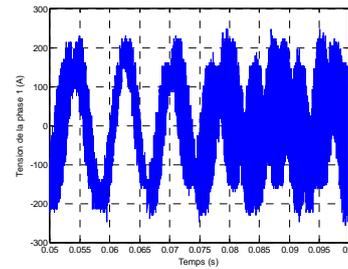
9.2.2. Résultats de simulation de la régulation floue à gain variable de vitesse.

Cette régulation est testée pour un changement de vitesse et de la charge. Des couples de charge sont appliqués à l'instant $t=0.1s$ sur les trois machines.





Courant de la première phase de l'onduleur



Tension de la première phase de l'onduleur

Fig. 4.18. Performances de la commande vectorielle directe de trois machines asynchrones heptaphasées en série alimentées par onduleur sept bras neuf niveaux (Régulation floue à gain variable de vitesse)

Les performances de la commande directe avec régulation PI de vitesse de trois machines asynchrones pentaphasées ont été visualisées pour une variation de vitesse et une variation de la charge.

On constate que :

- La vitesse atteint sa valeur de consigne pour une machine heptaphasée à un temps plus court par rapport à celui d'une machine pentaphasée.
- La réponse en vitesse indique le découplage complet de la commande des trois machines.
- Les ondulations du couple pour une machine heptaphasée sont moindres que celles de la machine pentaphasée.

10. CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons étudié la commande vectorielle par orientation du flux rotorique d'un système multi-machines polyphasées.

Nous avons présenté la commande vectorielle de deux machines asynchrones pentaphasées et trois machines heptaphasées connectées en série alimentées par un onduleur MLI de deux et neuf niveaux. La transposition des phases des deux machines nous a permis de commander les deux machines indépendamment.

Les résultats de simulation montrent un bon suivi de la vitesse de référence. Cette commande dépend d'un choix approprié des paramètres de contrôleurs proportionnel-intégral ou des gains de normalisation pour les régulateurs flous.

L'inconvénient de régulation par ces dernières méthodes c'est la sensibilité du régulateur PI aux variations paramétriques de la machine. Face à cet inconvénient, on propose une technique de commande basée sur le mode de glissement et qui fera l'objet du chapitre suivant.

1. INTRODUCTION

La dégradation de la qualité de l'environnement a conduit ces dernières années la majorité des états à prendre des mesures pour réduire les émissions de polluants. Cette pollution provient principalement d'émissions gazeuses et tout particulièrement des véhicules thermiques. Pour contribuer à une amélioration de la qualité de l'air, le véhicule électrique (VE) est une option technologique envisageable [96].

La conception de la motorisation d'un V.E. doit tenir compte de nombreuses contraintes techniques, économiques et opérationnelles du marché de l'automobile telles que :

- rendement élevé dans le plus grand domaine possible de couple et de vitesse,
- couple élevé à vitesse quasi-nulle,
- possibilité de récupération d'énergie au freinage,
- puissance spécifique élevée (réduction des poids et volumes),
- utilisation de matériaux peu coûteux,
- automatisation possible de la construction,
- réduction du nombre de semi-conducteurs de puissance,
- robustesse, étanchéité, faible niveau de bruit, etc.

Dans ce contexte, nous avons proposé pour cette application un entraînement asynchrone polyphasé répondant au cahier des charges de traction.

Le réglage par mode de glissement est considéré comme une des approches les plus simples pour la commande des systèmes ayant un modèle imprécis. Le but de ce chapitre est d'appliquer le concept de commande par mode de glissement à la commande des systèmes polyphasés multi-machines.

Dans ce chapitre, nous présenterons dans un premier temps les différentes configurations d'un véhicule électrique. Puis, nous développons une modélisation cinématique et dynamique d'un véhicule à quatre roues dont deux sont motrices. Ensuite, nous introduisons quelques notions générales sur la conception de la commande par mode de glissement, et nous essayerons d'étudier la commande par mode de glissement avec surface de commutation non linéaire. Enfin, nous étudierons les capacités du contrôle direct du couple sur la propulsion d'un véhicule électrique basée sur une motorisation asynchrone polyphasée.

2. DIFFERENTES CONFIGURATIONS DES VEHICULES ELECTRIQUES

Pour répondre à des conditions de fonctionnement plus étendues, des solutions hybrides sont possibles. Elles permettent d'associer les qualités du moteur thermique qui, alimenté par du carburant, confère une autonomie importante, à celles du moteur électrique non polluant (émissions gazeuses et bruit). La figure (5.1) montre schématiquement les principaux concepts de véhicules équipés de moteurs électriques.

Dans la solution hybride série, le moteur thermique entraîne un générateur électrique qui débite sur une batterie en tampon et alimente le ou les convertisseurs du ou des moteurs électriques de traction. L'inconvénient majeur, outre le coût élevé, est un rendement global

très médiocre car l'énergie transite successivement dans un nombre élevé de convertisseurs (thermodynamique, mécanique, électromécanique, électrochimique, électronique, électromécanique, mécanique).

La motorisation hybride parallèle permet aux deux moteurs, thermique et électrique, de pouvoir fonctionner ensemble ou séparément. Le fonctionnement simultané et optimisé des deux moteurs permet d'améliorer le rendement et de réduire la pollution.

La motorisation tout électrique peut être décomposée en éléments décrits dans la figure (5.1) Il s'agit de la source embarquée d'énergie électrique, de l'ensemble convertisseur électronique, moteur et commande et, enfin, de la transmission mécanique.

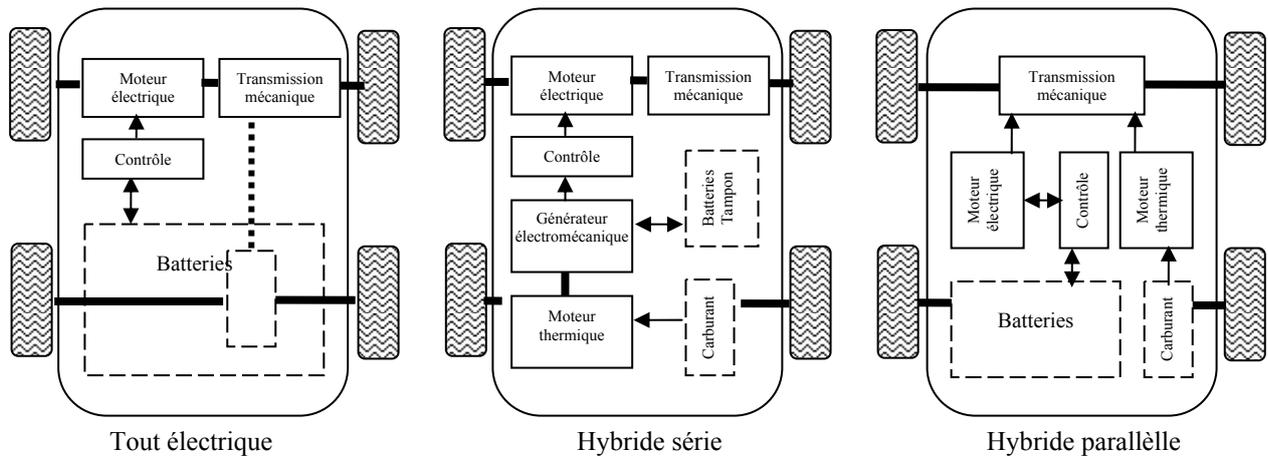


Fig. 5.1 Motorisations "tout électrique" et hybrides

Selon la motorisation du véhicule, deux grandes classes de configuration peuvent être distinguées : la configuration monomoteur et la configuration multi moteur.

2.1. Configuration monomoteur

La traction est assurée par un seul moteur d'entraînement électrique et une chaîne de transmission mécanique de la puissance motrice, constituée généralement d'un pont différentiel qui comporte un réducteur mécanique (le plus souvent à rapport fixe) et un différentiel de vitesses [97].

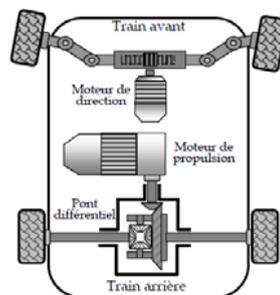


Fig. 5.2 : Plate-forme mobile monomoteur

2.2. Configuration multi moteur

A puissance égale, l'utilisation de plusieurs moteurs permet un encombrement réparti et plus adapté aux dimensions des motrices. A tension d'alimentation égale, les courants des machines seront plus faibles qu'avec un seul moteur, les contraintes sur les composants et les effets de CEM sont alors réduits.

Dans cette configuration, on a au minimum deux chaînes de traction indépendantes. Il existe deux configurations à deux roues motrices, selon qu'elles sont placées en avant (Fig. 5.3.a) ou en arrière (Fig. 5.3.b), et une configuration à quatre roues motrices indépendantes (Fig. 5.3.c) [97 - 99].

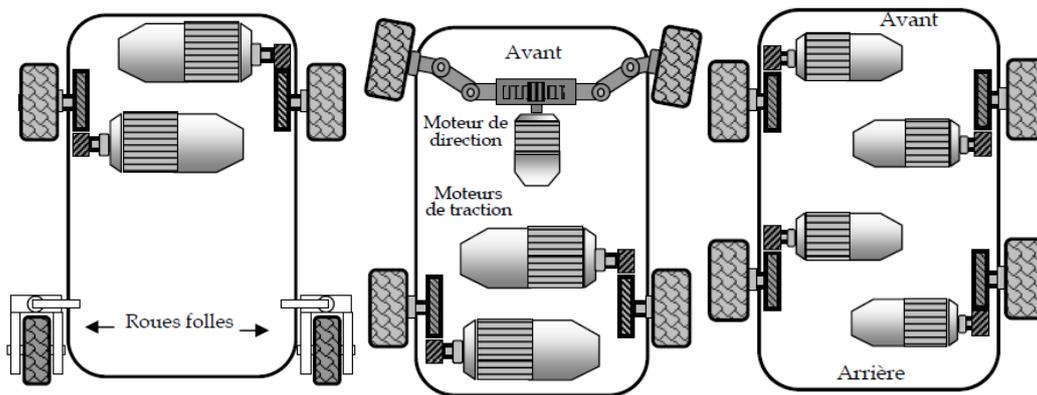


Fig. 5.3 : Schéma synoptique d'une chaîne de traction électrique

3. MODELISATION DU VEHICULE

Afin de commander et de contrôler le véhicule, certains modèles plus ou moins exacts sont nécessaires. Ceux-ci concernent la cinématique du véhicule, la dynamique du véhicule et ces actionneurs. Ainsi, ce paragraphe a pour objectif ; la modélisation de la dynamique d'un véhicule pour les comportements latéral et longitudinal. Ce dernier est un système intrinsèquement non linéaire de par sa cinématique et ses caractéristiques dynamiques (actionneurs). La commande d'un tel système est donc un problème qui, pour être résolu de façon satisfaisante, doit prendre ces non-linéarités en considération. Nous allons préciser ici les différents modèles associés à un véhicule, par extension, à un robot mobile, de type voiture.

3.1. Modélisation et commande longitudinale et latérale d'un véhicule

Il est possible de dissocier les comportements dynamiques latéral et longitudinal par une approche statico-dynamique, qui consiste à considérer le comportement latéral du véhicule à vitesse stabilisée, puis son comportement longitudinal [100]. Nous présentons donc successivement et indépendamment les modélisations latérale et longitudinale.

3.1.1. Modélisation et commande latérale

Un modèle du comportement latéral du véhicule, c'est-à-dire du comportement dynamique de son cap en réponse à la commande du volant, est nécessaire à l'élaboration du système de

commande pour l'asservissement sur trajectoire du véhicule. Les caractéristiques de cette dynamique latérale sont essentiellement dues à :

- l'actionneur du volant,
- la cinématique (donc à la géométrie) du véhicule,
- l'inertie en lacet du véhicule.

Dans le cas où le véhicule se déplace sur un terrain plan. Les variables choisies pour décrire le processus de commande latérale sont l'angle du volant β , le cap du véhicule ψ , et la position (X, Y) du point situé au milieu de l'essieu arrière du véhicule, point choisi pour être asservi sur la trajectoire de consigne, ou point de commande. Justifions le choix de ce point, qui est moins manœuvrable que les autres points de l'axe longitudinal du véhicule (Alors que l'orientation de la vitesse des autres points de l'axe dépend de l'angle des roues avant et peut donc être commandée, la vitesse du point situé au niveau de l'essieu arrière est toujours orientée selon l'axe longitudinal).

L'entrée de commande du modèle latéral est la commande de l'actionneur du volant « l'angle du volant β », et ses sorties sont la position et le cap, ou posture, du véhicule (X, Y, ψ) .

Les variables (X, Y, β, ψ) peuvent être obtenues à partir du modèle cinématique d'un tricycle.

La modélisation cinématique d'un véhicule à quatre roues est souvent effectuée comme celle du tricycle de la figure 5.4, avec roue avant directrice et roues arrières motrices. Dans des conditions d'adhérence parfaite (roulement sans glissement), cette cinématique est régie par les équations suivantes [100]:

$$\begin{cases} \dot{X} = V \cos(\psi) \\ \dot{Y} = V \sin(\psi) \\ \dot{\psi} = \frac{V}{L} \tan(\beta) \end{cases} \quad (5.1)$$

Où X et Y sont les coordonnées du milieu de l'essieu arrière du modèle, ψ est son cap (c'est-à-dire l'orientation de la vitesse du point de commande), β est l'angle de la roue directrice et V est la vitesse du milieu de l'essieu arrière. L est l'empattement du véhicule, c'est-à-dire la distance entre essieux.

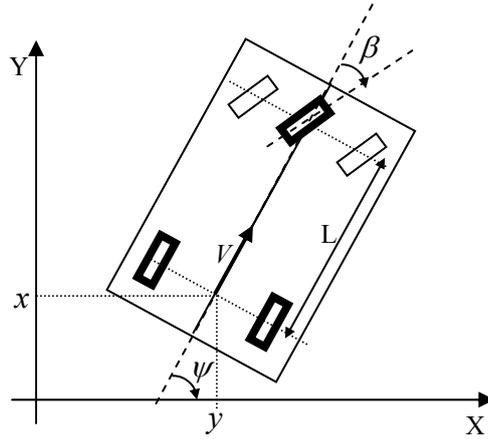


Fig. 5. 4 Modèle tricycle

La variation de cap du véhicule en fonction de l'angle du volant dépend du mécanisme de direction :

$\dot{\psi} = \frac{V}{L}\beta$ (Modèle linéarisé aux petits angles β) qui donne une relation reliant l'angle des roues β et le cap ψ .

3.1.2. Modélisation et commande longitudinale

Pour concevoir une commande de la vitesse du véhicule, il est nécessaire de disposer de son modèle longitudinal.

3.11.2.1. Equations de la dynamique longitudinale

L'équation de la dynamique longitudinale du véhicule (relation fondamentale de la dynamique) s'écrit, en projection selon l'axe longitudinal du véhicule :

$$M \cdot \gamma = M \cdot \frac{dV}{dt} = F_L + F_{PERT} \quad (5.2)$$

Où ; M est la masse du véhicule, γ est l'accélération longitudinale du véhicule, V est sa vitesse. F_L est la force de traction longitudinale appliquée au niveau des roues. F_{PERT} sont des forces perturbatrices.

A. Force longitudinale transmise au niveau des roues

Il s'agit de la force transmise par l'intermédiaire des pneus. Dans un large domaine de fonctionnement, cette force est proportionnelle au glissement longitudinal (pseudo-glissement) :

$$F_L = D \cdot g_L \quad (5.3)$$

Où ; D est la rigidité longitudinale des pneus, et g_L est le pseudo-glissement. Ce dernier s'exprime par l'équation (5.31) définie précédemment (dans le cas d'accélération) :

$$g_L = \left(1 - \frac{v}{R_r \cdot \omega}\right) \tag{5.4}$$

Où ; R_r est le rayon des roues, et ω est la vitesse angulaire des roues. v est sa vitesse longitudinale égale à la vitesse longitudinale du véhicule ($v = V$). La valeur du pseudo-glissement dépend du terrain et des pneus, mais on estime en général que sa valeur maximale est de 0,15 [100].

D'après les équations (5.4), pour calculer ω ou au moins déterminer de quels facteurs elle dépend, il faut modéliser la chaîne propulsive et le freinage.

La chaîne propulsive comprend deux moteurs asynchrone pentaphasée couplés aux roues à travers un réducteur de vitesse, comme le montre la figure 5.5.

La conduite de la plate forme s'effectue par le contrôle de sa vitesse linéaire V_L , et de sa vitesse de rotation ou vitesse différentielle,

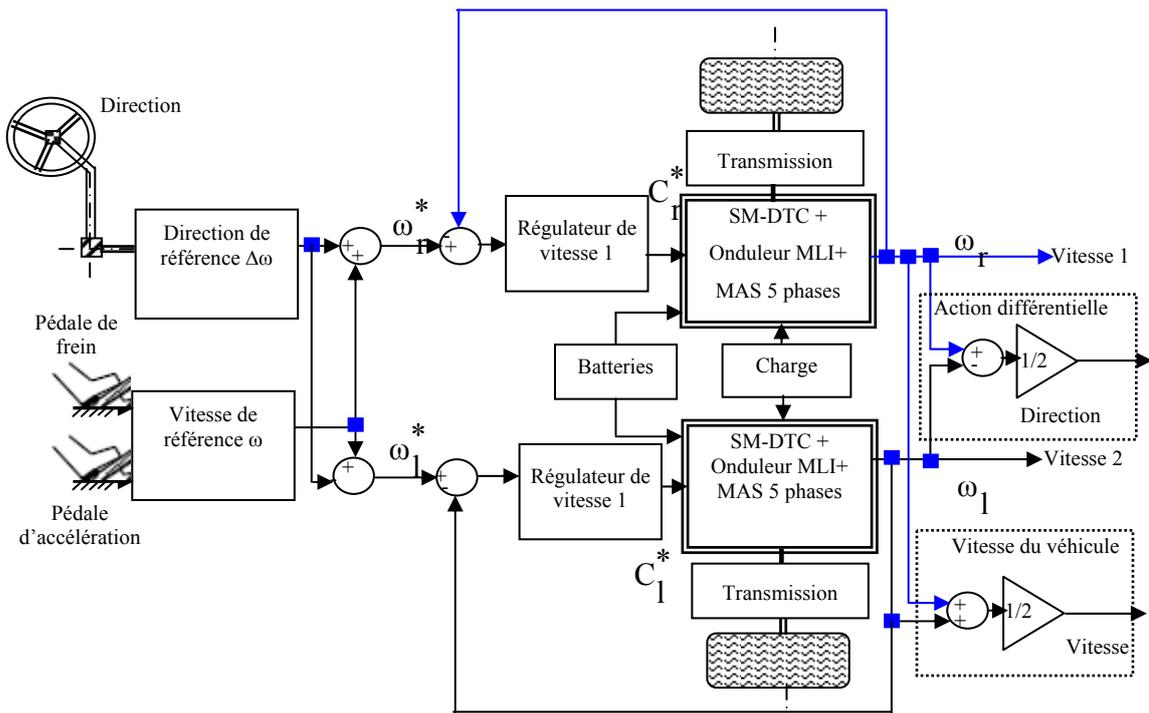


Fig. 5.5 : Schéma du système d'entraînement proposé

D'après l'expression du pseudo-glissement, la vitesse ω peut être reliée à la vitesse longitudinale du véhicule par la relation :

$$\omega = \frac{V}{R_r \cdot (1 - g_L)} \tag{5.5}$$

On considère que l'on a de façon approchée (comme $g_L \leq 0.15$) :

$$\omega = \frac{V}{R_r} \quad (5.6)$$

La vitesse de rotation pour chaque moteur dépend du type de conduite et du régime choisi. Pour le régime à ligne directe, les vitesses de rotation pour chaque moteur deviennent:

$$\omega_l = \omega_r = \frac{v}{R_r} \quad (5.7)$$

Pour le régime de rotation, les vitesses angulaires pour chaque moteur sont différentes et exprimées comme suit [101, 109]:

$$\omega_r = \frac{2V}{\left[\begin{array}{c} \rho + \frac{2d}{2} \\ 1 + \frac{2d}{2} \\ \rho - \frac{2d}{2} \end{array} \right] \cdot R_r} = \frac{V}{R_r} + \Delta\omega \quad (5.8)$$

$$\Delta\omega = d \frac{V}{\rho \cdot R_r} \quad (5.9)$$

La vitesse linéaire et la vitesse rotationnelle du véhicule sont indiquées par:

$$V = R_r \omega = R_r \frac{\omega_l + \omega_r}{2} \quad (5.10)$$

B. Forces perturbatrices

Les forces perturbatrices considérées ont trois origines : les résistances de l'air (F_{AIR}), au roulement (F_{ROU}), et en pente (F_{PEN}) :

$$F_{PERT} = F_{AIR} + F_{ROU} + F_{PEN} \quad (5.11)$$

B.1. Résistance de l'air

L'expression de la résistance aérodynamique est la suivante :

$$F_{AIR} = -0.5 \cdot \rho \cdot S \cdot C_x \cdot v_{air}^2 \quad (5.12)$$

Où ; ρ désigne la masse volumique de l'air, S : la surface frontale du véhicule, C_x : le coefficient de pénétration dans l'air, et v_{air} la vitesse du véhicule par rapport à la masse d'air. En l'absence de vent ($v_{air} = V$), on peut considérer cette force comme proportionnelle au carré de la vitesse du véhicule. Pour des vitesses inférieures à 60 Km/h, la décélération qu'elle provoque est négligeable.

B.2. Résistance au roulement

Cette résistance provient du travail de déformation des roues et de la chaussée. Cette résistance augmente théoriquement avec la vitesse. Cependant, elle varie très peu pour des vitesses inférieures à 60 km/h. elle est donnée par la relation :

$$F_{ROU} = M\gamma_{ROU} \quad (5.13)$$

Dans la plage des basses vitesses, la décélération observée est effectivement constante.

B.3. Résistance en pente

La résistance en pente s'exprime en fonction de la pente p du terrain suivant la relation :

$$F_{PEN} = -M \cdot g \cdot \sin(p) \quad (5.14)$$

Où g est l'accélération de la pesanteur. La pente p est estimée à l'aide de la centrale inertielle présenté à bord du véhicule (qui fournit en fait le tangage de celui-ci, et non directement la pente du terrain).

4. COMMANDE DIRECTE DU COUPLE (DTC)

Outre les commandes vectorielles utilisant des matrices de rotation à $p\theta$ et $3 p\theta$ permettant de se placer dans des repères où les consignes de courant sont constantes en régime permanent, la commande directe du couple (DTC) permet de travailler sans capteur de position [105]. Comme en triphasé, le repère de travail en DTC est associé au stator : les grandeurs de consigne sont directement le couple et le flux statorique.

Deux approches se distinguent. On peut utiliser une table de commutation dont le vecteur tension de sortie dépend de la valeur du flux ainsi que des valeurs de sortie des deux correcteurs à hystérésis liés au flux et au couple. Dans le cas polyphasé, une première approche simple [105] considère que le couple est déterminé par les grandeurs flux et courants existant dans le plan principal ($d1, q1$) : le contrôle s'opère alors en utilisant uniquement ce qui se passe dans ce plan. L'élaboration de la table de commutation s'opère en découpant en secteurs le plan principal et en choisissant des familles de vecteurs tension.

La DTC classique présente l'avantage de commande du flux statorique et du couple par deux contrôleurs d'hystérésis, qui donnent la tension d'entrée du moteur en choisissant les vecteurs appropriés de tension de l'onduleur par une table de commutation afin de garder le flux et le couple dans les limites de deux bandes d'hystérésis [106, 110 - 112]. La figure 5.6 donne le schéma général de la DTC classique.

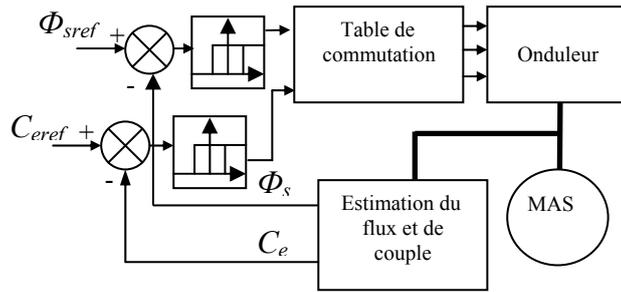


Fig. 5.6 : Schéma général de la DTC classique.

La réponse dynamique rapide de la DTC classique a été entièrement préservée, alors que les réponses d'état d'équilibre étaient sensiblement améliorées même à une basse fréquence de commutation, mais était très sensible aux incertitudes des paramètres du moteur.

Pour illustrer le comportement de la structure de commande par DTC appliquée à la MAS pentaphasée alimentée par un onduleur de tension pentaphasé commandé par DTC classique avec réglage PI de vitesse.

Les résultats sont obtenus en utilisant uniquement les vecteurs de plus grande amplitude :

$$\begin{aligned}
 V_1 &= 1 \quad 1 \quad 0 \quad 0 \quad 1 \\
 V_2 &= 1 \quad 1 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \\
 V_3 &= 1 \quad 1 \quad 1 \quad 0 \quad 0 \\
 V_4 &= 0 \quad 1 \quad 1 \quad 0 \quad 0 \\
 V_5 &= 0 \quad 1 \quad 1 \quad 1 \quad 0 \\
 V_6 &= 0 \quad 0 \quad 1 \quad 1 \quad 0 \\
 V_7 &= 0 \quad 0 \quad 1 \quad 1 \quad 1 \\
 V_8 &= 0 \quad 0 \quad 0 \quad 1 \quad 1 \\
 V_9 &= 1 \quad 0 \quad 0 \quad 1 \quad 1 \\
 V_{10} &= 1 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 1
 \end{aligned}$$

La table de commutation de la commande directe du couple d'une machine pentaphasée est représentée ci-dessous :

Tableau.5.1 : Table de commutation de la DTC d'une machine asynchrone pentaphasée

secteur		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
flux	couple										
0	0	V ₈	V ₉	V ₁₀	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₇
	1	V ₁₀	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₇	V ₈	V ₉
1	0	V ₄	V ₅	V ₆	V ₇	V ₈	V ₉	V ₁₀	V ₁	V ₂	V ₃
	1	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₇	V ₈	V ₉	V ₁₀	V ₁

Les figures 5.7 et 5.8 montrent l'évolution de la vitesse, du couple électromagnétique, du flux statorique dans le plan (α, β) et du courant statorique avec une régulation PI et floue de vitesse respectivement.

Les résultats de simulation permettent de constater que:

Le couple électromagnétique suit parfaitement sa référence.

Le flux statorique atteint bien sa référence et la trajectoire du flux statorique conserve une forme pratiquement circulaire.

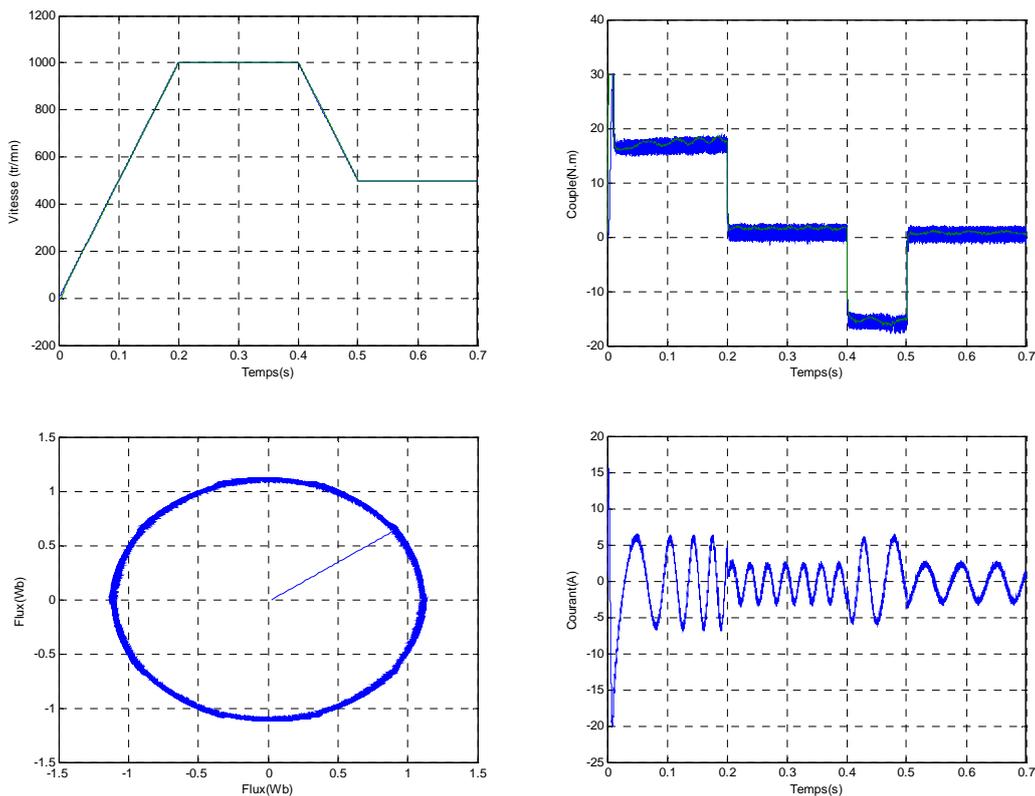


Fig. 5.7 : DTC avec réglage de vitesse par un régulateur PI.

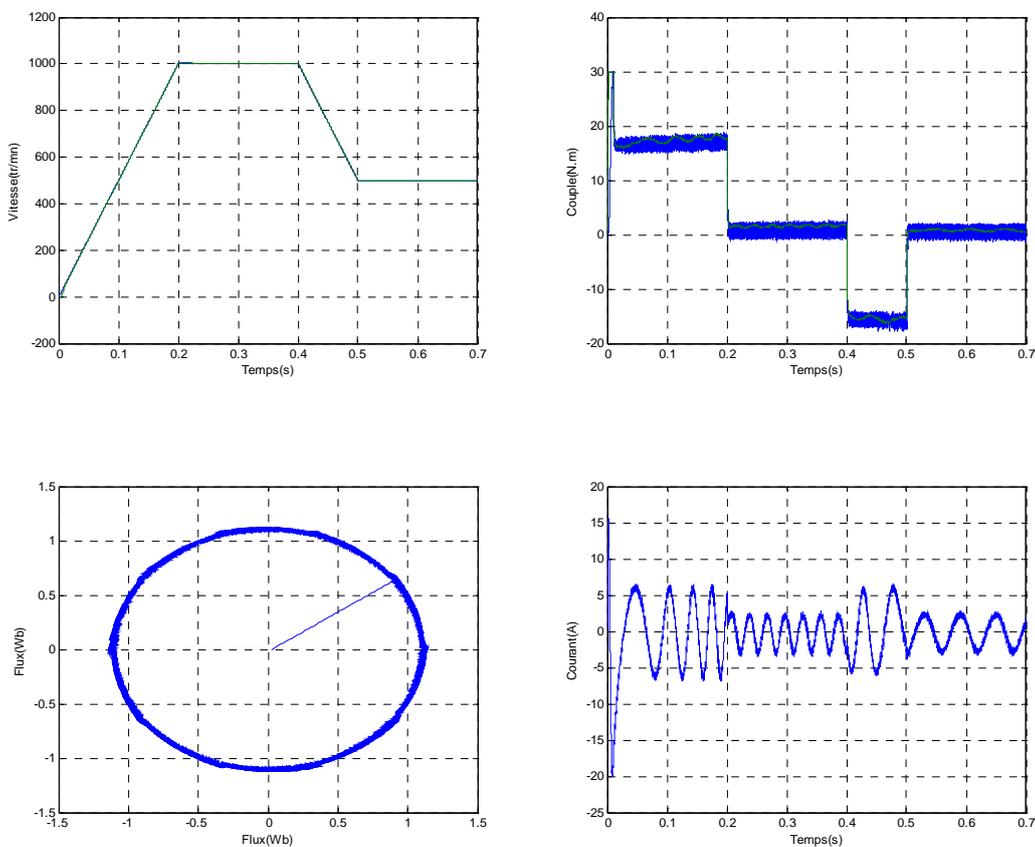


Fig. 5.8 : DTC avec réglage de vitesse par un régulateur flou à gain fixe.

5. MODE DE GLISSEMENT – COMMANDE DIRECTE DU COUPLE

La commande par mode glissant (SMC) est une approche très efficace pour la solution du problème dû à ses critères de conception bien établis, exécution facile, réponse dynamique rapide, et robustesse aux variations de paramètres. La figure (5.9) donne le schéma général de la SM DTC [102, 104, 107, 108].

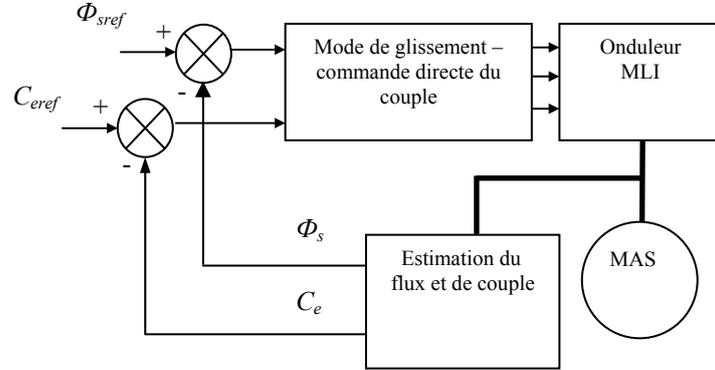


Fig. 5.9 : Structure de SM-DTC sans table de commutation.

5.1 Modèle du moteur asynchrone pentaphasé dans le repère fixe

La seule différence entre le modèle de machine de cinq-phase et le modèle correspondant de la machine triphasé est la présence des équations de composantes x/y. Les composants x/y du rotor sont entièrement découplés des composants d-q. Les équations de composantes d'ordre zéro pour le stator et le rotor peuvent être omises davantage due à l'enroulement de rotor court-circuités et au raccordement étoile de l'enroulement du stator. Ceci signifie que le modèle de la machine asynchrone de cinq-phase dans une référence arbitraire devient identique au modèle d'une machine triphasée. Le modèle du moteur asynchrone, développé dans la référence stationnaire ($\alpha \beta$) est décrit par (5.15). Ce modèle contient quatre variables électriques (courants et flux), une variable mécanique et deux variables de commande (tension du stator) [113, 114].

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \gamma \cdot x_1 + \frac{\Gamma}{T_r} \cdot x_3 + n_p \cdot \Gamma \cdot x_4 \cdot x_5 + \delta \cdot V_{s\alpha} \\ \dot{x}_2 = \gamma \cdot x_2 + \frac{\Gamma}{T_r} \cdot x_4 - n_p \cdot \Gamma \cdot x_5 \cdot x_3 + \delta \cdot V_{s\beta} \\ \dot{x}_3 = \frac{M}{T_r} \cdot x_1 - \frac{1}{T_r} \cdot x_3 - n_p \cdot x_4 \cdot x_5 \\ \dot{x}_4 = \frac{M}{T_r} \cdot x_2 - \frac{1}{T_r} \cdot x_4 + n_p \cdot x_3 \cdot x_5 \\ \dot{x}_5 = \eta \cdot (x_2 \cdot x_3 - x_1 \cdot x_4) - \frac{T_L}{J} \end{cases} \quad (5.15)$$

Où les tensions du stator et les variables d'états sont:

$$\begin{cases} V_s^T = [V_{s\alpha} \quad V_{s\beta}]^T \\ X^T = [x_1 \quad x_2 \quad x_3 \quad x_4 \quad x_5]^T \\ \quad = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad \Phi_{r\alpha} \quad \Phi_{r\beta} \quad \Omega]^T \end{cases} \quad (5.16)$$

$$\begin{cases} \delta = \frac{1}{\sigma L_s}, \eta = \frac{n_p M}{J L_r}, \gamma = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right), \Gamma = \frac{1-\sigma}{\sigma M} \\ \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}, T_s = \frac{L_s}{R_s}, T_r = \frac{L_r}{R_r} \end{cases} \quad (5.17)$$

5.2 Sélection des surfaces de commutation

Il est bien connu que la norme carrée du flux statorique joue un rôle important dans les performances d'un moteur et est également lié au couple électromagnétique. Nous voulons alors commander le couple actif u_T et la norme carrée de flux $u_\Phi = \Phi^2$ qui sont définis comme suit:

$$\begin{aligned} u_T &= x_2 \cdot y_1 - x_1 \cdot y_2 \\ u_\Phi &= y_1^2 + y_2^2 \end{aligned} \quad (5.18)$$

Définissons les erreurs comme suit:

$$\begin{cases} e_1 = u_T - u_{Tref} \\ e_2 = u_\Phi - u_{\Phi ref} \end{cases} \quad (5.19)$$

Où u_{Tref} et $u_{\Phi ref}$ sont les valeurs de référence du couple actif et de la norme de flux, respectivement.

La commande par mode glissant est d'abord employée pour trouver la surface de glissement $S = 0$. En cas, nous adoptons la fonction intégrale pour le couple actif et pour la norme de flux pour obtenir:

$$\begin{cases} S_1 = e_1 + K_1 \int e_1 dt \\ S_2 = e_2 + K_2 \int e_2 dt \end{cases} \quad (5.20)$$

avec K_1 et K_2 sont des constants positives.

5.3 Condition de Convergence

Pour que les variables de commande convergent exponentiellement à leurs valeurs de référence, il est nécessaire que les surfaces soient nulles.

En outre, la réalisation de la commande par mode de glissement est conditionnée par la vérification de la condition de Lyapunov:

$$(S_i \cdot \dot{S}_i < 0), \quad i=1,2 \quad (5.21)$$

Et la condition d'invariance

$$(\dot{S}_i = 0), \quad i=1,2 \quad (5.22)$$

5.4. Synthèse de la fonction de commutation

Notre but consiste à l'élaboration d'une loi de commande en utilisant la théorie de commande par mode glissant. Le dérivé des surfaces S_1 et S_2 sera:

$$\dot{S} = F + D \cdot V \quad (5.23)$$

Où:

$$F = \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \end{bmatrix}; \quad D = \begin{bmatrix} \frac{L_r \cdot y_2}{\alpha \cdot M} + x_2 & -\frac{L_r \cdot y_1}{\alpha \cdot M} + x_1 \end{bmatrix} \quad (5.24)$$

$$\begin{cases} F_1 = \left(\frac{\beta}{\alpha + K_1} \right) \cdot u_T + n_p \cdot x_5 \cdot \left(\phi_d + \frac{L_r}{\alpha \cdot M} \cdot u_\Phi \right) - K_1 \cdot u_{Tref} - \dot{u}_{Tref} \\ F_2 = 2 \cdot R_s \cdot \phi_d - u_{\Phi ref} - K_2 u_{\Phi ref} + K_2 \cdot u_\Phi \end{cases} \quad (5.25)$$

et

$$\begin{cases} \alpha = M - \frac{L_s \cdot L_r}{M} \\ \beta = \frac{L_s \cdot R_r + L_r \cdot R_s}{M} \\ \phi_d = x_1 \cdot y_1 + x_2 \cdot y_2 \end{cases} \quad (5.26)$$

Et pour vérifier la condition de stabilité de Lyapunov, il est nécessaire d'avoir :

$$\dot{S} = \mu \cdot \text{Sgn}(S) \quad (5.27)$$

En égalisant (18) et (14), nous avons la loi générale de commande :

$$V = -D^{-1} \cdot \mu \cdot \text{Sgn}(S) - D^{-1} \cdot F \quad (5.28)$$

Nous pouvons l'écrire comme:

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{eq\alpha} \\ V_{eq\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{c\alpha} \\ V_{c\beta} \end{bmatrix} \quad (5.29)$$

Avec la définition de la commande équivalente comme:

$$\begin{bmatrix} V_{eq\alpha} \\ V_{eq\beta} \end{bmatrix} = -D^{-1} \cdot \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \end{bmatrix} \quad (5.30)$$

Et la commande de commutation comme:

$$\begin{bmatrix} V_{c\alpha} \\ V_{c\beta} \end{bmatrix} = -D^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \mu_1 & 0 \\ 0 & \mu_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \text{Sgn}(S_1) \\ \text{Sgn}(S_2) \end{bmatrix} \quad (5.31)$$

Puisque la commande de commutation est incluse dans la commande générale, il est nécessaire de choisir μ_1 et μ_2 suffisamment grands:

$$\begin{cases} \mu_1 > |F_1| \\ \mu_2 > |F_2| \end{cases} \quad (5.32)$$

5.5. Problème de Chattering

Il est bien connu que la technique de mode glissant produit des vibrations indésirables; ce problème peut être remédié en remplaçant la fonction de commutation par la fonction de saturation [105]:

$$Sat(S_i) = \begin{cases} 1, & S_i > \lambda_i \\ -1, & S_i < -\lambda_i \\ \frac{S_i}{\lambda_i}, & |S_i| < \lambda_i \end{cases} \quad (5.33)$$

Avec $\lambda_i > 0$ est le facteur smooth.

5.6. Estimation du couple résistant :

Dans le but d'annuler une éventuelle erreur statique qui peut dégrader les performances du réglage, nous proposons une estimation du couple résistant par sa reconstruction à partir des variables d'état du système.

D'après l'équation mécanique du système (5.15), nous avons :

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{P^2 M_{sr}}{J L_r} \phi_r i_{qs} - \frac{f}{J} \omega_r - \frac{P}{J} C_r \quad (5.34)$$

Et on peut aussi calculer numériquement la dérivée de la vitesse :

$$\hat{\omega}_r(k) = \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{\omega_r(k-1) - \omega_r(k-2)}{h} \quad (5.35)$$

Donc l'estimation du couple résistant est donnée par :

$$\hat{C}_r = \frac{J}{P} \left[\frac{P^2 M_{sr}}{J L_r} \hat{\phi}_r(k) \hat{i}_{qs}(k) - \frac{f}{J} \omega_r(k) - \hat{\omega}(k) \right] \quad (5.36)$$

6. RESULTAT DE SIMULATION DE LA COMMANDE DTC-MODE DE GLISSEMENT:

Toutes les simulations qui ont suivi dans ce chapitre sont faites avec une alimentation par onduleur de tension. La commande est adoucie en appliquant une commande douce à un seul seuil.

6.1. Profil de vitesse d'essais

Avant de pouvoir calculer le couple qui devra fournir les moteurs, il est nécessaire de définir une vitesse de référence. Celui-ci représente le mouvement que le véhicule devra parcourir. Une forme trapézoïdale de vitesse est choisie, cela permet des calculs simples et elle représente également une forme réalisable. La vitesse de référence du véhicule est représentée selon la loi de la figure 5.10 :

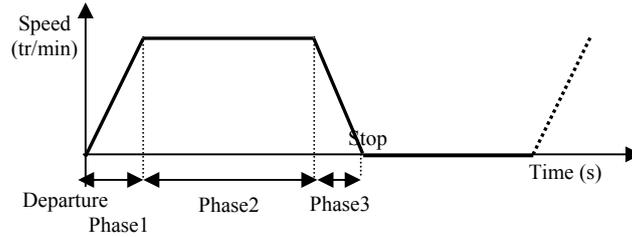


Fig. 5.10 : Vitesse de référence du véhicule.

Cette forme est définie par trois phases:

Phase 1: Accélération constante; la vitesse augmente linéairement

Phase 2: Accélération nulle; vitesse constante

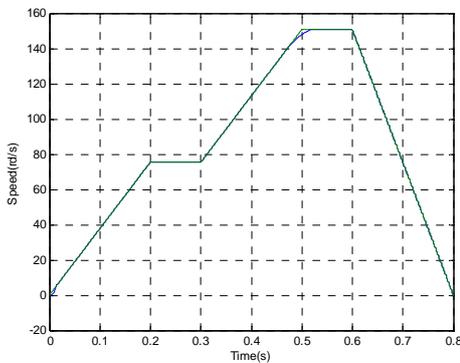
Phase 3: Accélération constante; la vitesse diminue linéairement

6.2. Réponses de vitesse et de couple

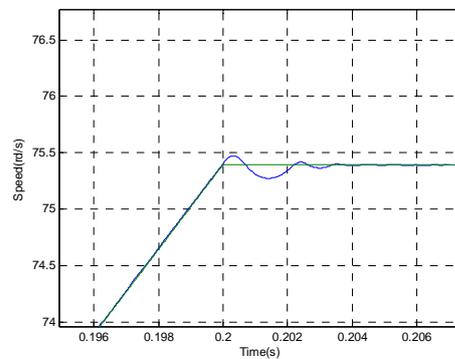
Des résultats de simulation sont obtenus pour deux moteurs asynchrones pentaphasés identiques avec des paramètres montrés dans l'annexe.

Les figures (5.11 : a, b, c) représentent les réponses de vitesse, de couple et de flux pour le moteur asynchrone pentaphasé respectivement.

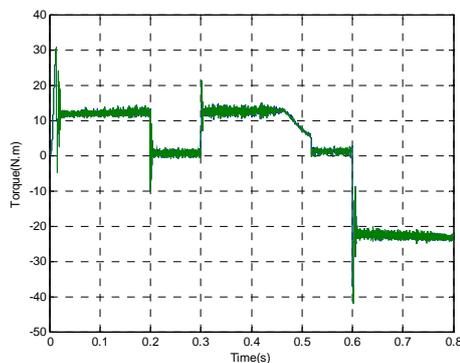
En outre, la tension de phase de l'onduleur et le courant de phase de la machine asynchrone sont montrés sur les figures (5.11 :d, e).



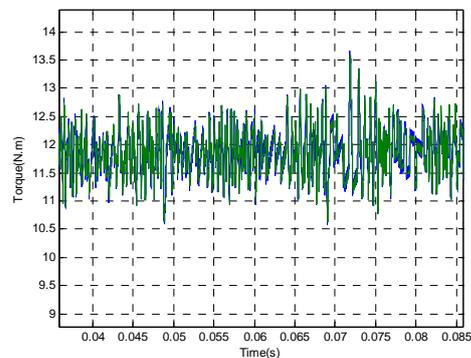
a: Vitesse du moteur



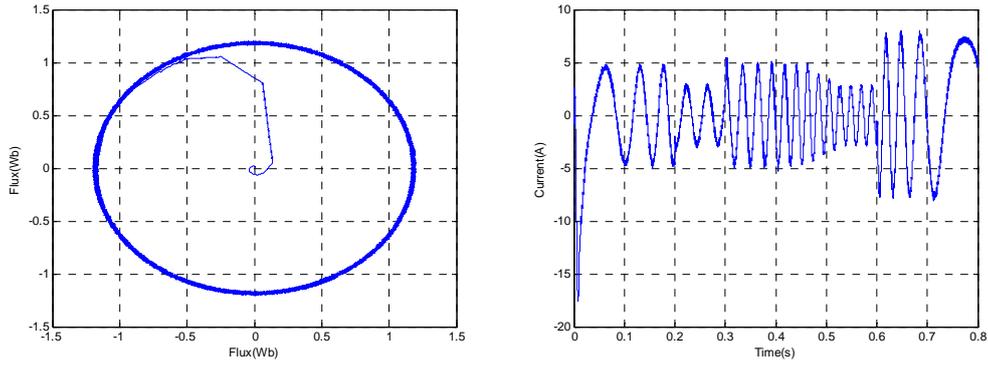
a*: Zoom sur la vitesse du moteur



b: Couple moteur

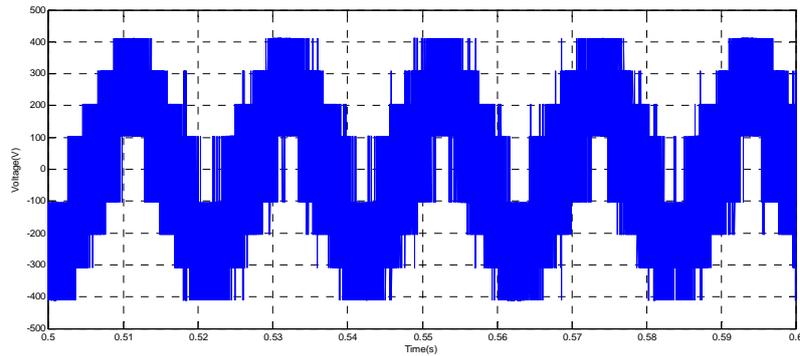


b*: Zoom sur le couple moteur



c: Flux du moteur

d: Courant d'une phase statorique



e: Tension d'une phase de l'onduleur

Fig. 5.11: Réponse en vitesse et en couple de la commande SMDTC.

Nous remarquons que le réglage donne des bonnes performances vis-à-vis la poursuite de la consigne sans dépassement et rejette totalement de la perturbation.

La technique MLI nous a permis d'obtenir des courants triphasés statoriques parfaitement sinusoïdaux, cela est illustré par les figures (5.11 : d, e), qui représentent un courant et une tension d'une même phase statorique (la phase a).

6.3. Essai de différentiel électrique

Afin d'examiner les performances du différentiel électrique utilisé dans le véhicule électrique, nous avons deux situations intéressantes:

- le régime de route droit, où les deux moteurs fonctionnent à la même vitesse.
- le régime de virage, où chaque moteur fonctionne à différentes vitesses.

La figure (5.12) représente les réponses de vitesse et de couple pour les deux moteurs à induction de véhicule à une route droite, et à un virage à gauche. Ils montrent les vitesses de référence et les vitesses du moteur.

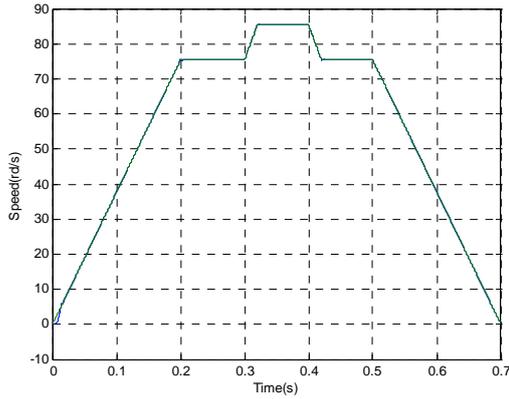


Fig. 5.12.a: Vitesse du moteur droit

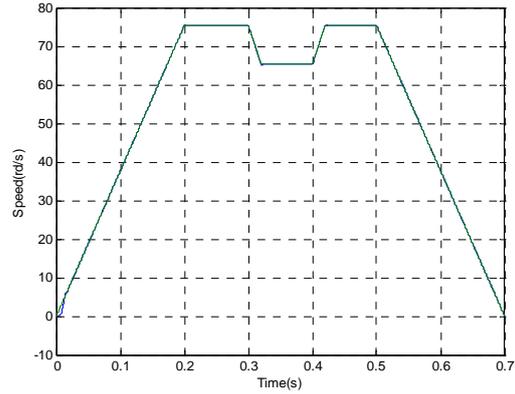


Fig. 5.12.b: Vitesse du moteur gauche

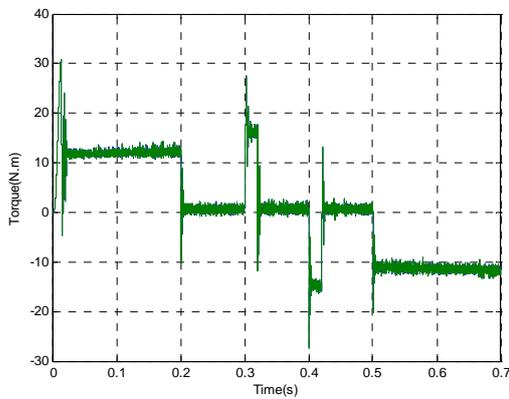


Fig. 5.12.c: Couple du moteur droit

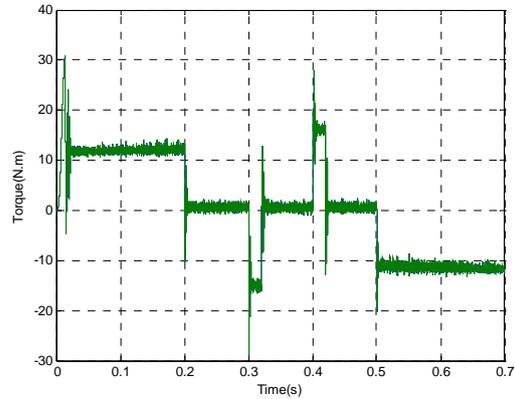


Fig. 5.12.d: Couple du moteur gauche

Fig. 5.12: Réponse en vitesse et en couple de l'essai du différentiel.

7. CONCLUSION

Ce chapitre a permis d'étudier, en simulation, le comportement du contrôle direct du couple pour une application de véhicule électrique. Ainsi, on a pu noter que les contraintes de fonctionnement avec le moteur du véhicule électrique étaient plus sévères, et ceci particulièrement dans les phases de démarrage et de hautes vitesses.

D'après les résultats obtenus on constate que cette commande associée à la technique de mode glissant peut bien répondre aux exigences de contrôle de ce type d'application.

Notamment, en ce qui concerne cette technique de réglage a permis d'obtenir une poursuite des vitesses à leurs références imposées en tout instant. Ainsi que la MLI a permis d'obtenir des courants parfaitement sinusoïdaux.

CONCLUSIONS & PERSPECTIVES.

La voie investiguée dans le cadre de notre thèse correspond à une volonté de prospecter plus avant les potentialités inhérentes d'une machine polyphasée notamment celle de la commande indépendante d'un groupe de machines interconnectées et alimentées par un seul onduleur. Cette vision ne se fait pas sans encombre, vu qu'elle implique une complexité au niveau de la commande.

Nous nous sommes attachés au travers du chapitre 1 de ce manuscrit à montrer la pluridisciplinarité des approches et des méthodes traitant la commande d'un groupe de machines. L'objectif de notre étude est la modélisation et la commande d'un système multi-machines polyphasées satisfaisant le critère de commande indépendante.

Pour une analyse électromagnétique fine de la machine polyphasée, un modèle numérique du moteur a été établi. Ce modèle est basé sur la méthode des éléments finis 2D, il nous a permis de déterminer les caractéristiques et les performances du moteur avec moins d'hypothèses simplificatrices.

Après avoir mis au point le modèle éléments finis, la modélisation d'une machine polyphasée, et celle d'un système multi-machines polyphasées connectées en série, dans le repère de Park ont été établies. Cela nous a permis d'établir l'ensemble des équations exprimant la dépendance entre les courants des machines interconnectées, en partant de la matrice de connexion généralisée.

Par la suite, une MLI vectorielle généralisée de l'onduleur à n bras minimisant les pertes par commutation a été présentée. Elle consiste tout d'abord à choisir les vecteurs « tension » les mieux adaptée à une séquence avec minimum de commutation, puis à calculer le temps d'activation de ces vecteurs par deux méthodes.

L'élément principal qui peut rendre l'utilisation de la MLI laborieuse, correspond à La phase de détermination des temps de conduction des interrupteurs. C'est pour cette raison que nous proposons au chapitre 3, des méthodologies appropriées pour optimiser automatiquement les valeurs de ces temps. Cette optimisation paramétrique est obtenue en utilisant différentes méthodes.

Puis nous avons explicité une commande vectorielle indépendante des machines asynchrones polyphasées interconnectées et alimentées par un seul onduleur. Cette commande a été, par la suite, améliorée en intégrant la technique MLI vectorielle. Cette dernière consiste au calcul de vecteur moyen avec minimum nombre de commutation. Elle s'est avéré être très adapté pour la commande de systèmes multi-machines.

La pertinence des architectures de commande proposées a été testée au travers de simulations. Celles-ci ont permis d'explicitier les différents modes de fonctionnement du système multi-machines.

Nous avons clôturé ce manuscrit par la présentation du véhicule électrique avec un système d'entraînement multi-machines. Les simulations effectuées nous ont permis de vérifier la viabilité de tel système pour cette application ainsi que le mécanisme de différentiel électrique proposé.

Du point de vue des outils logiciels et matériels réalisés dans le cadre de nos travaux de recherches, nous avons développé des programmes Matlab pour simuler la dynamique d'un système multi-machines. Ainsi nous avons pu évaluer objectivement la pertinence des contrôles proposés. Ces programmes constituent à présent un outil pour simuler des systèmes multi-machines. Par ailleurs, les programmes créés peuvent s'intégrer aisément à d'autres projets grâce à leurs modularités.

Perspectives

Les résultats obtenus lors de nos analyses démontrent donc la faisabilité et la pertinence des techniques de commande développées pour la commande des systèmes multimachines, et la convenance de ces dernières pour l'entraînement d'un véhicule électrique routier. Cependant, afin de compléter cette étude, quelques éléments nécessitent une poursuite des recherches, notamment :

- Une modélisation fine des systèmes multi-machines est sans doute un point central à atteindre, pour arriver un jour à contrôler des systèmes multi-machines comme on le fait pour un moteur électrique.
- S'inspirer des différentes approches, méthodes et outils développés par ces diverses disciplines scientifiques (robotique, éthologie, systèmes multi-agents) afin de pouvoir proposer la commande la plus viable et la plus appropriée pour faire coopérer un groupe de machines.
- S'inspirer plus du vivant il est certain que nous avons encore beaucoup à apprendre des mécanismes organisationnels des sociétés d'insectes. Celles-ci constituent à notre sens l'illustration parfaite des capacités organisationnelles et d'adaptation d'un contrôle distribué et réactif d'un système complexe.

Annexe

PARAMETRES DE LA MACHINE PENTAPHASEE

Puissance nominale	: 1Kw
Couple nominal	: 10 N.m
Résistance statorique	: 4.85 Ω
Résistance rotorique	: 3.805 Ω
Inductance statorique	: 0.274 H
Inductance rotorique	: 0.274
Inductance Mutuelle	: 0.258 H
Moment d'inertie	: 0.031 Kg.m ²
Nombre de paires de pôles	: 2

PARAMETRES DE LA MACHINE HEPTAPHASEE

Résistance statorique	: 10 Ω
Résistance rotorique	: 6.3 Ω
Inductance statorique	: 0.04 H
Inductance rotorique	: 0.04
Inductance Mutuelle	: 0.42 H
Moment d'inertie	: 0.03 Kg.m ²
Nombre de paires de pôles	: 2

Bibliographie

- [1] T. M. Jahns, "Improved reliability in solid-state AC drives by means of multiple independent phase-drive units", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 4, No. 3, 321-331, 1980.
- [2] L. Werren, "Synchronous machine with 2 three-phase windings, specially displaced by 30°EL. Commutation reactance and model for converter-performance simulation", in *ICEM, Lausanne (Suisse)*, September 1984, vol. 2, pp. 781-784.
- [3] K.H. Ketteler, "Multisystem propulsion concept on the double star circuit", *EPE V2*, pp.159-166, 1995.
- [4] A. Kheloui, "Contribution à la modélisation et à la commande d'ensemble convertisseurs statiques-Machine synchrones de forte puissance", thèse de doctorat, INPL, Nancy, Décembre 1994.
- [5] N. Moubayed, F. Meibody-Tabar, B. Davat, "Alimentation par deux onduleurs de tension d'une machine synchrone double étoile", *Revue Internationale de Génie Electrique*, Vol. 1, No. 4, pp. 457-470, 1998.
- [6] F. Terrien, M.F. Benkhoris, "Analysis of double star motor drives for electrical propulsion", *IEE Elect mach and driv*, pp. 90-94, 1999.
- [7] M. Merabtene, M.F. Benkhoris, R. Le Doeuff, "An unified model to control the DSSM PWM inverter set Under balanced and unbalanced functioning", *EPE'03,Toulouse*, 2-4 September 2003.
- [8] M. Merabtene, M.F. Benkhoris, N. Mokhtari, R. Le Doeuff, "Torque strategies control of the double star synchronous machine drive under fault condition", *International Conference on Electrical Machines ICEM'2004, Cracow,Poland*, 5-8 September 2004.
- [9] A. Steimel, "Electric railway traction in europe", *IEEE industry application magazine*, pp 8-17, Nov. 1996.
- [10] H. Kurtz, "Rolling across europe's vanishing frontiers", *IEEE spectrum*, vol. 36, no. 2, pp 44-49, Fév. 1999.
- [11] G. Maggeto, "Advanced drive systems and infrastructure for electric or hybrid busses, van and passenger car", *EPE journal*, vol. 2, no. 2, pp 71-76, Juin. 1992.
- [12] B. Multon, "Motorisation des véhicules électriques", *Techniques de l'ingénieur*, réf. E3996, vol. E5, Paris, Fév. 2001.
- [13] G. Filliau, A. Bondu, L. Mazodier, "Le navire tout électrique", *Techniques de l'ingénieur, Traités réseaux électriques et applications*, réf. D5620, Paris, Fév. 2001.
- [14] A. Jaego, Z. Nowacki, "technological requirements in paper industry refer multimotor drives", *Proc. of EPE'99, Lausanne*, Sep. 1999.
- [15] H. Koc, "Modélisation et commande robuste d'un système d'entraînement de bande flexible", *Doctorat de l'université Louis Pasteur de Strasbourg*, Sep. 2000.

- [16] S. Ho, J. M. Kim, K. C. Jung, S. K. Sul, J. Choi, "Decoupling control of bridge rolls for steel mill drive system", IEEE Trans. on industry applications, vol. 35, no. 1, pp 119-125, Janv/ Fév. 1999.
- [17] S. Song, S. Sul, "A new tension controller of continuous strip processing line", IEEE Trans. on industry applications, vol. 36, no. 2, pp 633-639, Mars/ Avril. 2000.
- [18] S. Leirens, J. pierquin, "Modeling and control of an aluminum strip unwinder-rewinder", Proc. of ECC'03 European control conference, Cambridge, Sep. 2003.
- [19] M. Valenzuela, R. Lorenz, "Electronic line shafting control for paper machine drives", IEEE Trans. on industry applications, vol. 37, no. 1, pp 158-164, Janv/ Fév. 2001.
- [20] H. Hammache, D. Moussaoui, **N. Henini**, B. Naas, « Power optimization of double star induction machine», The eighth international conference on Sciences and Techniques of Automatic control STA'2007, Sousse, Nov 2007.
- [21] Toliyat H. A., T. A. Lipo, J. C. White, "Analysis of a Concentrated Winding Induction Machine for Adjustable Speed Drive Application Part I (Motor Analysis)", IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 6, no. 4, pp. 679-683, 1991.
- [22] Toliyat H. A., T. A. Lipo, J. C. White, "Analysis of a Concentrated Winding Induction Machine for Adjustable Speed Drive Applications-part II (Motor Design and Performance)", IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 6, no. 4, pp. 685-692, Dec. 1991.
- [23] Toliyat H. A., N. Qahtany, "Finite Element Analysis of a Concentrated Winding Multi-Phase Induction Machine", Proc. of ICEM'02, Brugge (Belgium), August 2002.
- [24] A. Bouscayrol, B. Davat, B. de Fornel, B. Francois, J. P. Hautier, F. Meibody-Tabar, M. Pietrzak-David, « *multi-machine multi-converter systems :application to electromechanical drives.* », *EPJ Applied physics*, Vol. 10 no. 2, pp131-147, May 2000.
- [25] G. Bisson, *Axes de mutualisation d'électroniques de commande et de puissance de systèmes électriques*, Mémoire d'Ingénieur du Conservatoire National des Arts et Métiers en électrotechnique, 2005.
- [26] M. Recksiek, C. Giebler *Method and device for redundantly supplying several electric servomotors or drive motors by means of a common power electronics unit*, International Patent WO 2007/0684501, 2007.
- [27] Damien Bidart, *Commande coopérative des systèmes monoconvertisseurs multimachines synchrones*, Thèse de doctorat de l'université de Toulouse, 2011.
- [28] A. Bouscayrol, *Structures d'alimentation et stratégies de commande pour des systèmes multimachines asynchrones Application à la motorisation d'un robot mobile*, Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 1995.
- [29] R. Peña Eguiluz, *Commande algorithmique d'un système mono-onduleur bimachine asynchrone destiné à la traction ferroviaire*, Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 2002.
- [30] A. Bouscayrol, P. Delarue, E. Semail, J.P. Hautier, J. Verhilles, *Application de la Représentation Énergétique Macroscopique à un système de traction multimachines*, Revue Internationale de Génie Electrique 5, no3-4, pp431-453, 2002.
- [31] A. Bouscayrol, M. Pietrzak-David, P. Delarue, R. Pena-Eguiluz, P.E. Vidal, X. Kestelyn, *Weighted control of traction drives with parallel connected AC machines*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 53, no. 6, pp.1799-1806, Décembre 2006.

- [32] S. Charlemagne, *Modélisation et commande d'un système de transport de bande textile, Application des concepts multimachines*, Thèse de doctorat de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, 2002.
- [33] J. Belhadj, I.S. Belkhodja, M. Pietrzak-David, B. de Fornel, *Direct torque control with an optimized observer for multi-machine systems*, The European Physical Journal Applied Physics, vol. 33, no. 1, pp 22-33, 2006.
- [34] Levi E., M. Jones, S. N. Vukosavic, H. A. Toliyat, "A novel Concept of a Multi-phase, Multi-motor Vector Controlled Drive System Supplied From a Single Voltage Source Inverter", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.19, no.2, pp. 320-335, March 2004.
- [35] L. Mokrani, « *Contribution à la conception optimisée des machines électriques, application au moteur linéaire à induction* »Thèse de Doctorat d'état, Batna, 2005.
- [36] F. Wurtz, « *une nouvelle approche pour la conception sous contraintes de machines électriques* », Thèse de Doctorat, INP de Grenoble, France, 1996.
- [37] C. Espanet, « *Modélisation et conception optimale de moteurs sans balais à structure inversée, application au moteur roue* », Thèse de Doctorat, Université de Franche-comté, France, 1999.
- [38] J.C. Sabonnadiere, « *Conception assistée par ordinateur (CAO) en génie électrique* », Thechnique de l'ingénieur, D3585, p. 1-22.
- [39] T. Nakata, N. Takahashi et K. Fujiwara, « *Physical meaning of $\text{grad}\Phi$ in eddy current analysis using magnetic vector potential* », IEEE on magnetics, vol 24, p. 178-181, Janvier 1988.
- [40] S. R. H. Hoole, « Rotor motion in the dynamic finite element analysis of rotating electrical machinery », IEEE Transactions on Magnetism, Vol.21, No. 6, pp. 2292-2295, Novembre 1985.
- [41] T. W. Preston, A. B. J. Reece, P.S. Sangha, « Induction motor analysis by time stepping techniques », IEEE Transactions on Magnetism, Vol.24, No. 1, pp. 471-473, January 1988.
- [42] D. Rodger, H. C. Lai, P. J. Leonard, « Coupled elements for problems involving movement », IEEE Transactions on Magnetism, Vol.26, No. 2, pp. 548-550, March 1990.
- [43] A. A. Abdelrazek, J. L. Coulomb, M. Féliachi, J. C. Sabonnadière, « Conception of an air-gap element for the dynamic analysis of the electromagnetic field in electric machines », IEEE Transactions on Magnetism, Vol.18, No. 2, pp. 655-659, March 1982.
- [44] E. Vassent, G. Meunier, J. C. Sabonnadière, « Simulation of induction machine operation using complex magnetodynamic finite elements », IEEE Transactions on Magnetism, Vol.25, No. 4, pp. 3064-3066, July 1989.
- [45] J. H. Saïc « *Mathématiques pour l'électricien, méthodes numériques* », Techniques de l'Ingénieur, (D 36 -1-16), Université Pierre et Marie Curie, Paris VI.
- [46] C. Sabonnadiere, J. L. Coulomb « *Calcul des champs électromagnétiques* » Techniques de l'Ingénieur, (D 3 020-1-20), Ecole Nationale Supérieure d'Ingénieurs Electriciens de Grenoble, France.
- [47] **N. Henini**, B. Tabache, A. Tlemcani, A. Kheloui, « *Predimensioning by optimization of an induction motorization intended to electric vehicle traction* », Mediterranean Journal of measurement and control (M.J.M.C), Mai 2011.
- [48] **N. Henini**, H. Hammache, L. Nezli, « *Approche pour le dimensionnement par optimisation du système d'entraînement d'un véhicule électrique* », Congrès international, énergie et environnement, Agadir, Oct 2007.

- [49] **N. Henini**, B. Tabache, A. Kheloui, T. Roubeche « Sizing methodology of EV drive system based on optimal power efficiency », SPEEDAM 2008, Italy.
- [50] D. C. White and H. H. Woodson, "*Electromechanical Energy Conversion.*" New York: Wiley, 1959.
- [51] E. Levi, M. Jones, and S. N. Vukosavic, "Even-phase multimotor vector controlled drive with single inverter supply and series connection of stator windings," *Proc. Inst. Elect. Eng.*, vol. 150, no. 5, pp. 580–590, 2003.
- [52] Lyra R. O. C., "Torque density improvement in a six-phase induction motor with third harmonic current injection", Ph.D. Dissertation, University of Wisconsin, Madison, 2002.
- [53] Lyra, R.O.C.; Lipo, T.A., "Torque density improvement in a six-phase induction motor with third harmonic current injection," *Industry Applications, IEEE Transactions on* , vol.38, no.5, pp. 1351-1360, Sep/Oct 2002
- [54] Apsley, J.; Williamson, S., "Analysis of multiphase induction machines with winding faults," *Industry Applications, IEEE Transactions on* , vol.42, no.2, pp. 465-472, March-April 2006,
- [55] Apsley, J.M.; Williamson, S.; Smith, A.C.; Barnes, M., "Induction motor performance as a function of phase number,"*Electric Power Applications, IEE Proceedings* - , vol.153, no.6, pp.-, November 2006
- [56] Levi E., R. Bojoi, F. Profumo, H. A. Toliyat, S. Williamson, "Multiphase induction motor drives- A technology status review", *Electric Power Applications, IET*, Vol. 1, issue 4, pp. 489-516, July 2007.
- [57] Toliyat H. A., N. Qahtany, "Finite Element Analysis of a Concentrated Winding Multi-Phase Induction Machine", Proc. of ICEM'02, Brugge (Belgium), August 2002, CDROM.
- [58] Kestelyn X., "Modélisation vectorielle multi-machines pour la commande des ensembles, convertisseurs-machines polyphasés", Thèse de l'Université des Sciences et Technologie de Lille 1, 04/12/03.
- [59] Locment F., « Conception et modélisation d'une machine synchrone à 7 phases à aimants permanents et flux axial : commande vectorielle en modes normal et dégradé», Thèse de l'Université des Sciences et Technologie de Lille 1, décembre 2006,
- [60] Fu .R, Lipo, T.A., "Disturbance-free operation of a multiphase current-regulated motor drive with an opened phase," *Industry Applications, IEEE Transactions on* , vol.30, no.5, pp.1267-1274, Sep/Oct 1994
- [61] Toliyat, H.A., "Analysis and simulation of five-phase variable-speed induction motor drives under asymmetrical connections," *Power Electronics, IEEE Transactions on* , vol.13, no.4, pp.748-756, Jul 1998
- [62] Gerada, C.; Bradley, K.J.; Summer, M.; Wheeler, P., "Operating induction motor drives with turn-to-turn faults," *Electric Machines and Drives, 2005 IEEE International Conference on* , vol., no., pp.770-776, 15-15 May 2005
- [63] Jacobina C.B., I.S. Freitas, T.M. Oliveira, E.R.C. Da Silva, , A.M.N. Lima, 'Fault tolerant control of five-phase AC motor drive', *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual* , vol.5, no., pp. 3486- 3492 Vol.5, 20-25 June 2004
- [64] Jack A. G., B. C. Mecrow, J. A Haylock, "A comparative study of permanent magnet and switched reluctance motors for high-performance fault-tolerant applications," *Industry Applications, IEEE Transactions on* , vol.32, no.4, pp.889-895, Jul/Aug 1996

- [65] Dwari, S.; Parsa, L., "Disturbance Free Operation of Permanent Magnet Motor Drives Under Short Circuit Faults Using Center-Split Winding," *Industry Applications Conference, 2007. 42nd IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2007 IEEE*, vol., no., pp.1329-1334, 23-27 Sept. 2007
- [66] Semail E., Kestelyn X., Locment F., "Fault Tolerant Multiphase Electrical Drives: The Impact of Design", *EPJ AP (European Physical Journal-Applied Physics)*, Vol 43, n°2, pp. 159-163, August 2008.
- [67] Locment F., Semail E., Kestelyn X., "Vectorial Approach Based Control of a Seven-Phase Axial Flux Machine Designed for Fault Operation", *IEEE Trans. on Industrial Electronics* Vol 55, n°10, pp. 3682- 3691, oct 2008.
- [68] Locment F., Semail E., Kestelyn X., "A vector controlled axial flux seven-phase machine in fault operation", *Proc. of ICEM'06, Chania, (Greece), Sept. 2006.*
- [69] Locment F., Semail E., Kestelyn X., Bouscayrol A., "Control of a Seven-phase Axial Flux Machine Designed for Fault Operation," *IEEE Industrial Electronics, Proc. of IECON 2006 - 32nd Annual Conference on*, pp.1101-1107, 6-10 Nov. 2006,
- [70] A. Nouh, "Contribution au Développement d'un Simulateur pour les Véhicules Electriques Routiers", Thèse de Doctoral, Université de Technologie de Belfort- Montbéliard et l'Université de Franche-Comté, 2008.
- [71] Louis J.P., « Modèles pour la commande des actionneurs électriques », *Traité EGEM, série Génie électrique, Hermes, 1ere édition, 2004.*
- [72] P. G. Ciarlet - « *Introduction à l'analyse numérique matricielle et à l'optimisation* » (1985, rééd. 2001), éd. Masson, coll. Math. Appl. pour la Maîtrise (ISBN 2-225-68893-1)
- [73] Grain P. Adam, Stephen J. Finney, Ahmed M. Massoud, and Barry W. Williams , "Capacitor Balance Issues of the Diode-Clamped Multilevel Inverter Operated in a Quasi Two-State Mode", *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 55, no. 8, august 2008.
- [74] Óscar López, et al, "Comparison of the FPGA Implementation of Two Multilevel Space Vector PWM Algorithms", *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 55, no. 4, april 2008.
- [75] N. Ouldcherchali, **N. Henini**, S. Boulkhrachef, L. Barazane, M.S. Boucherit, « *Contribution of SHEPWM technique in the control of NPC five levels inverter; Application to induction machine*», *ICEEE'08, Laghouat, Mai 2008.*
- [76] **N. Henini**, A. Tlemcani, L. Nezli, « Multiphase Multi-machine Drive System Based on a Novel Multiphase SVPWM », *JIEMCEM 2010, Oran.*
- [77] **N. Henini**, L. Nezli, B. Tabache, A. Tlemcani, « A Novel Generalized SVPWM strategy for multiphase multi-machine systems with independent control », *International Review on Modelling and Simulations (I.R.E.M.O.S)*, Aout 2010.
- [78] B. Singh, B. N. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad, A. Pandey, and D. Kothari, "A review of three-phase improved power quality AC-DC converters" , *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, no. 3, pp. 641–660, Jun. 2004.
- [79] A. Yazdani and R. Iravani, "A neutral-point clamped converter system for direct-drive variable-speed wind power unit," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 21, no. 2, pp. 596–607, Jun. 2006.
- [80] Sérgio Daher, and al, "Multilevel Inverter Topologies for Stand-Alone PV Systems", *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 55, no. 7, July 2008

- [81] A. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi, "A new neutral-point-clamped PWM inverter," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-17, no. 5, pp. 518–523, Sep./Oct. 1981.
- [82] J. Lai and F. Z. Peng, "Multilevel converters—A new breed of power converters," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 32, no. 3, pp. 509–517, May/Jun. 1996.
- [83] J. Rodriguez, J. Lai, and F. Z. Peng, "Multilevel inverters: A survey of topologies, controls, and applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 49, no. 4, pp. 724–738, Aug. 2002.
- [84] H. Chekireb and E. M. Berkouk, "Generalised algorithm of novel space vector modulation for N-level three-phase voltage source inverter", *Euro. Trans. Electr. Power*, 2008;
- [85] S. Tuncer, and Y. Tatar, "A new approach for selecting the switching states of SVPWM algorithm in multilevel inverter", *Euro. Trans. Electr. Power*, 2007
- [86] Celanovic N., Boroyevich D., "A fast space vector modulation algorithm for multilevel three-phase converter", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, pp. 637–61, 2001.
- [87] Bakhshai AR, Salighed Rad HR, Joos. G. Space vector modulation based on classification method in three-phase multilevel voltage inverters. *IEEE Industry Application Conference 2001*, pp. 597–602.
- [88] Rodriguez J, Correa P, Moran L. A vector control technique for medium voltage multilevel inverters. *IEEE Conference In Applied Power Electronics APEC 2001*, pp. 173–178.
- [89] Óscar López, et al, "Multilevel Multiphase Space Vector PWM Algorithm", *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 55, no. 5, May 2008.
- [90] Gupta A.K., Khambadkone A. M., "A space vector PWM scheme for multilevel inverters based on two level space vector PWM," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, pp. 1631–1639, 2006.
- [91] Wei S., W B., Li F., Liu C., "A general space vector PWM control algorithm for multilevel inverters", *Proc of conf IEEE APEC*, pp. 562–568, 2003.
- [92] Hou X., Li Y, Liu Y, "A novel general space vector modulation algorithm for multilevel inverter based on imaginary coordination", *Proc of conf IEEE, Power Electron. and Drive Systems*, pp. 392–396, 2003.
- [93] Song Q., Liu W., Yang G., Chen Y., "DSP based universal space vector modulator for multilevel voltage source inverters", *Proc of conf IEEE, Ind. Electron.*, vol. 2, pp. 1727–1732, 2003.
- [94] Prats M. M., Portillo R., Carraoco J. M., Franquelo L.G., "New fast space vector modulation for multilevel converters based on geometrical considerations", *Proc of conf IEEE, Ind. Electron.*, vol. 4, pp. 3134–3139, 2002.
- [95] Pou J., Rodriguez P. Boroyevich D., Pindado R., Candella L., "Efficient space vector modulation algorithm for multilevel converter with low switching frequencies in the devices", *Proc of conf IEEE, Power Electron., Spec*, pp. 2521–2526, 2005.
- [96] T. M. Jahns *et al.*, "Recent advances in power electronics technology for industrial and traction machine drives," *Proc. IEEE*, vol. 89, no. 6, pp. 963–975, Jun. 2002.
- [97] C. C. Chan, "The state of the art of electric and hybrid vehicles," *Proceeding of the IEEE*, vol. 90, n°2, pp. 247-275, February 2002.
- [98] K. Marouani, A. Kheloui "Commande directe du couple d'une machine asynchrone par PC", *Intern. Conf. on Electrical Engineering*, Boumerdes, 04 -06 Nov. 2000.

- [99] I. G. Bird, H. Zelaya de la Parra, «Practical evaluation of two stator flux estimator techniques for high performance direct torque control », IEE Power. Elect. And Varia. Speed Drives, Conference Publication N°. 429, 23-25 Sep. 1996.
- [100] Rivals I., « Modélisation et commande de processus par réseaux de neurones; application au pilotage d'un véhicule autonome », Thèse de Doctorat de l'Université Paris VI, 1995.
- [101] E. Ledezma A. Muñoz-Garcia T. A. Lipo "A Dual Three-Phase Drive System with a Reduced Switch Count", 0-7803-4943-1/98 *IEEE, Madison, USA*
- [102] L. Shir-Kuan and F. Chin-Hsing "Sliding-Mode Direct Torque Control of an Induction Motor" Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, pp. 2171 – 2178, 2001.
- [103] Nobuyoshi Mutoh, Takuro Horigome, Kazuya Takita "Driving Characteristics of an Electric Vehicle System with Independently Driven Front and Rear Wheels", *EPE 2003 – Toulouse*
- [104] A. Benchaib, and C. Edwards, "Nonlinear Sliding Mode Control of an Induction Motor," *Int. J. Adapt. Control Signal Process.*, Vol. 14, N° 2, pp.201-221, Mar/May 2000.
- [105] M. Zeraouia *et al.*, "Electric motor drive selection issues for HEV propulsion systems: A comparative study," in *Proc. IEEE VPPC*, Chicago, IL, pp. 280–286, Sep. 2005.
- [106] Takahashi, T. Nogushi, A new quick-response and high efficiency control strategy of induction motor, *IEEE Trans. Indus. Appli.*, Vol. 22, n. 5, Sept/Oct. 1986.
- [107] V. I. Utkin, "Sliding mode control design principles and applications to electric drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 40, N°. 1, pp. 23– 36, Feb. 1993.
- [108] L.G. Shiau and J.L. Lin, "Stability of sliding-mode current control for high performance induction motor position drives," *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, vol. 148, N°. 1, pp. 69-75, Jan. 2001.
- [109] B. Tabache, A. Kheloui, **N. Henini**, « An electric differential system for a two-wheel mobile plat-form using direct torque control with adaptive flux and speed observers », *SPEEDAM 2008*, Italy.
- [110] B. Tabache, A. Kheloui, M. Benbouzid, **N. Henini**, « SDTC-EKF control of induction motor based Electric vehicle », *International Review of Electrical Engineering (I.R.E.E.)*, Vol. 5, n. 3, Juin 2010.
- [111] B. Tabache, **N. Henini**, A. Kheloui, « Observation of Flux and Speed by an Extended Kalman Filter for Direct Torque Control of EV Induction Motor », *Conférence internationale sur la productique, Sétif CIP'07*, Nov 2007.
- [112] B. Tabache, A. Kheloui, **N. Henini**, « *Observateur adaptatif de flux et de vitesse pour la commande directe de couple d'une machine asynchrone*», *ICEEE'08, Laghouat, Mai 2008*.
- [113] B. Tabache, **N. Henini**, A. Kheloui, M. E. Benbouzid, « Sliding mode control for electric vehicle induction motor drive », *CGE 2009*, Alger.
- [114] **N. Henini**, L. Nezli, A. Tlemcani, Mo. Mahmoudi, « Improved multimachine multiphase electric vehicle drive system based on new SVPWM strategy and sliding mode - direct torque control », *Nonlinear Dynamics & system theory journal (N.D.S.T)*, Dec 2011.

