

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



ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

Département de Génie Electrique
Laboratoire de Commande des Processus

Thèse

En vue de l'obtention du diplôme de

DOCTORAT EN GENIE ELECTRIQUE

Option : Automatique

Présentée par

M^r ZAIMEDDINE RABAH

Ingénieur d'état en Electrotechnique de l'UMMTO

Magister en Génie Electrique de l'EMP

THEME

**Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone
Alimentée par des Onduleurs Multi-niveaux**

Soutenue publiquement le 03 / 07 / 2007 devant le jury composé de :

Président	M. Tadjine	Professeur, ENP
Rapporteur	E.M. Berkouk	Professeur, ENP
Examineurs :	L. Nezli	Maître de Conférence, ENP
	A. Kheloui	Maître de Conférence, EMP
	L. Refoufi	Professeur, UMBB
	S. Haddad	Professeur, UMMTO

Ecole Nationale Polytechnique 10 Avenue. Pasteur, El-Harrach, Alger, ALGERIE

REMERCIEMENTS

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

Je tiens tout particulièrement à exprimer mes sincères remerciements à Monsieur El Madjid Berkouk, Professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique, pour m'avoir encadré pendant ces longues années de thèse et surtout les conseils avisés qu'il m'a prodigués, témoignant de ses qualités scientifiques et humaines.

Je tiens à exprimer mes sincères remerciements à Monsieur M. Tadjine, Professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de présider le jury de cette thèse.

J'exprime aussi ma profonde reconnaissance à Monsieur L. Nezli, Maître de conférence à l'Ecole Nationale Polytechnique, pour avoir accepté de juger ce travail.

Que Monsieur A. Kheloui, Maître de Conférence à l'Ecole Militaire Polytechnique, trouve ici l'expression de ma profonde gratitude pour m'avoir fait l'honneur d'accepter de juger ce travail. Mais aussi pour m'avoir fait initier sur la commande DTC dans le cadre de Magister.

Je tiens également à exprimer mes plus vifs remerciements à Monsieur S. Haddad, Professeur à l'université de Mouloud Mammeri, pour m'avoir toujours honoré de sa présence dans le jury de soutenance, Ingénieur, Magister et Doctorat. Mais aussi de m'avoir formé à l'université de Mouloud Mammeri.

J'adresse de sincères remerciements à Monsieur L. Refoufi, Professeur à l'université de M'hamed Bougra de Boumerdes, pour sa gentillesse et pour les nombreuses discussions fructueuses que nous avons eues sur la commande.

Mes remerciements s'adressent aussi à tous les chercheurs et doctorants qui ont contribué à l'aboutissement de ce travail.

Je ne pourrais clore ces remerciements sans une pensée personnelle à toute ma famille et à ma future femme Elweez.

Mes neveux : Mohamed El Amin, Yacine, Hocine.

Mes nièces : Lydia, Imane, Naziha.

Je profite de cette occasion pour leur dire tous que je vous aime beaucoup.

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à :

La mémoire de celui à qui je dois tout le respect, toute la reconnaissance pour ses sacrifices et compréhension, mon cher père.

C'est lui qui me disait :

La doctrine qui enseigne que l'assemblage de tous les changements requis a été dû à une série de coïncidences est un affront non seulement au bon sens mais aux principes fondamentaux de l'explication scientifique.

Le cerveau de l'homme ne peut pas être en effet le siège de plusieurs raisons distinctes « il n y a au fond qu'une seule et unique manière d'expliquer le monde c'est la négation de toute diversité.

La science se heurte au pourquoi de la cause première, elle étudie le comment et non le pourquoi et que toute question logique une réponse.

La raison ne peut se passer de la révélation.

Le monde sans Dieu est un monde dangereux. Ayez confiance en Dieu et demander sa clémence, pour trouver le bonheur.

L'homme de sa naissance à sa mort, oscille entre la peur de vivre et la peur de mourir. Il y a que trois sorte de personnes les unes qui servent Dieu et l'ayant trouvé, les autres qui s'emploient à le chercher ne l'ayant pas trouvé, les autres qui vivent sans le chercher ni l'avoir trouvé.

La philosophie est amour de la sagesse mais la vraie sagesse est Dieu, l'amour de Dieu est donc la vraie philosophie.

La sagesse consiste en seule chose connaître la pensée qui gouverne tout et partout. Il y a un seul luxe dans la vie, c'est l'adoration de Dieu.

La plume court d'elle même. Heureux l'homme, ici – bas, qui partage tes idées. Ces lignes que j'ai tracé avec plaisir, dans les quelles j'ai trouvé mes

repères et avec les quelles je vis en ta compagnie me permettent de dire qu' un Homme de Principe c'est un Homme pour l'Eternité.

Il doit y avoir un endroit où les hommes de mérite pourraient jouir de leur récompense, bonheur et gratification de toute sortes. Je parle toujours à ton image et je vis avec un espoir de ta rencontre.

En cette nuit spirituelle, l'infiniment petit s'est exprimé à travers l'infiniment grand. Que Dieu le tout puissant t'accueille dans son vaste paradis.

J'ai appris, Père, que c'est la raison qui aura raison et que l'homme ne se nourrit pas que de pain. Tu m'a vacciné, j'ai la foi qui donne un sens à la vie et la méthode qui donne une efficacité à l'action.

J'ai repris mes capacités de croire aux valeurs absolues, ce n'est pas une réflexion éphémère sur un événement mais j'ai trouvé le secret perdu, la douceur de vivre.

Toi qui, la conscience de Dieu est la source principale de tes comportements, l'islam est une voie et non un but.

Toi qui ne posait pas des questions idiotes et rituelles concernant le temps, la santé, les repas.

Toi qui est simple et sombre, ton cœur et ton esprit dépouillé d'inutiles bagages, qui choisit et garde l'essentiel.

Sur les sommets l'air est trop rare pour qu'on y puisse vivre. Je pense qu tu es vivant et qu'on fait partie des cadavres.

Ça pleure des diamants.

O mon Dieu, vers toi monte nos louanges et nos plaintes.

De toi nous implorons le secours.

Et en toi nous mettons notre confiance !

Que les meilleures des prières et des bénédictions soient sur ton prophète et tous les croyants.

Je t'implore, o mon dieu, de me tirer des ténèbres de l'illusion, de m'honorer par la lumière de la compréhension, de m'accorder la connaissance de la science, de m'inspirer de la reconnaissance pour tes bienfaits et d'accepter ce travail, que je n'entreprends que pour l'amour de toi.

Tu es, certes, celui qui entend, celui qui exauce.

INTRODUCTION GENERALE.....	1
-----------------------------------	----------

**CHAPITRE I: **CRITIQUE DE LA COMMANDE VECTORIELLE
DE LA MACHINE ASYNCHRONE****

INTRODUCTION.....	5
1. MODELE TENSION.....	6
2. COMMANDE DE L'ONDULEUR DE TENSION.....	7
3. CONTROLE VECTORIEL DU FLUX ROTORIQUE	8
4. COMMANDE DU FLUX ET DU COUPLE.....	9
5. SYNTHESE DES REGULATEURS	10
6. RESULTATS DE SIMULATION NUMERIQUE	11
CONCLUSION.....	12

CHAPITRE II: **PRINCIPE DU CONTROLE DIRECT DU COUPLE**

I. INTRODUCTION.....	14
2. PRINCIPE DU CONTROLE DYNAMIQUE DU COUPLE	15
2.1. MODELISATION VECTORIELLE	15
DE LA MACHINE ET DU CONVERTISSEUR DE PUISSANCE	
2.2 CONTROLE DU VECTEUR FLUX STATORIQUE.....	18
2.3. CONTROLE DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE.....	21
2.4. LIMITE DE CONTROLE DU COUPLE	26
3. DESCRIPTION DE LA STRUCTURE DE CONTROLE	27
3.1. SELECTION DU VECTEUR TENSION V_s	27
3.2. STRUCTURE DU SYSTEME DU CONTROLE DIRECT DU COUPLE.....	29
3.3. ESTIMATION DU FLUX STATORIQUE.....	30
3.4. ELABORATION DU CONTROLEUR DU FLUX.....	31
3.5. ESTIMATION DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE.....	33
3.6. ELABORATION DU CONTROLEUR DU COUPLE.....	34
3.6.1. COMPARETEUR A TROIS NIVEAUX	34
3.6.2. LE COMPARETEUR A DEUX NIVEAUX.....	35
3.7. STRATEGIES DE COMMUTATION DANS LE DTC	36
3.7.1. ANALYSE DES DIFFERENTES STRATEGIES DE COMMUTATION.....	37
3.7.1.1. FONCTIONNEMENT A DEUX QUADRANTS	37
3.7.1.2. FONCTIONNEMENT A QUATRE-QUADRANTS	38
3.8. ELABORATION DES TABLES DE COMMUTATION	39
3.8.1. LES TABLES DE COMMUTATION CORRESPONDANT AU FONCTIONNEMENT A DEUX QUADRANT	39
3.8.2. LES TABLES DE COMMUTATION CORRESPONDANT AU FONCTIONNEMENT A QUATRE QUADRANT	39
3.9. STRUCTURE GENERALE DU CONTROLE DIRECT DU COUPLE	40
4. ETUDE PAR SIMULATION NUMERIQUE DU FONCTIONNEMENT DU CONTRÔLE DIRECT DU COUPLE	41
5. CONCLUSION.....	47

CHAPITRE III : DTC-MAS-ONDULEUR A TROIS NIVEAUX

INTRODUCTION.....	49
1. ONDULEUR DE TENSION A TROIS NIVEAUX	49
1.1. ONDULEUR TRIPHASE EN PONT A STRUCTURE NPC.....	50
1.2. LES DIFFERENTES CONFIGURATIONS	50
D'UN BRAS D'ONDULEUR A TROIS NIVEAUX	
1.3. COMMANDE COMPLEMENTAIRE	
DES ONDULEURS A TROIS NIVEAUX.....	51
1.4. FONCTION DE CONNEXION DES INTERRUPTEURS.....	52
2. MODELISATION VECTORIELLE DU CONVERTISSEUR DE PUISSANCE.....	53
3. ALGORITHME DTC APPLIQUE A LA MACHINE ASYNCHRONE	
ALIMENTEE PAR UN ONDULEUR A TROIS NIVEAUX.....	55
3.1. CONTROLE DU COUPLE ET DU FLUX.....	56
3.2. STRATEGIE DE COMMUTATION PROPOSEE	58
3.3. SIMULATION NUMERIQUE.....	60
3.4. CONCLUSION.....	65
4. AMELIORATION EN PHASE DE DEMARRAGE.....	66
4.1. PREMIERE APPROCHE.....	66
4.2. DEUXIEME APPROCHE.....	68
4.3. SIMULATION NUMERIQUE.....	69
4.3. CONCLUSION.....	73

CHAPITRE IV : CONTROLE DIRECT DU COUPLE A BASE DE LOGIQUE FLOUE

INTRODUCTION.....	74
1. LE CONCEPT DU FLOU	74
1.1 BASSES THEORIQUES DE LA LOGIQUE FLOUE	75
1.2. LE SOUS ENSEMBLE FLOU	75
1.3. RECOUVREMENT (CHEVAUCHEMENT) DES ENSEMBLES	76
1.4. QUELQUES DEFINITIONS SUR LES ENSEMBLES FLOUS	76
2. CONCEPTION DU CONTROLEUR FLOU	76
2.1. CHOIX DES ENTREES ET SORTIES.....	76
2.2. DEFINITION DES FONCTIONS D'APPARTENANCE.....	77
2.3. DEFINITION DU COMPORTEMENT DU CONTROLEUR FLOU.....	77
2.4. SELECTION D'UNE METHODE DE DEFUZZIFICATION	78
3. CONTROLE DIRECT DU COUPLE A BASE DE LOGIQUE FLOUE	78
3.1. LE CONTROLEUR FLOU ET CHOIX DES VARIABLES	
D'ENTREE ET SORTIE	79
3.2. CALCUL DE LA LOI DE COMMANDE (REGLES DE CONTROLE).....	80
3.3. TABLES DE COMMUTATION	81
4. SIMULATION NUMERIQUE.....	82
5. CONCLUSIONS.....	87

CHAPITRE V : ETUDE DE LA SENSIBILITE DE LA COMMANDE DTC A TROIS NIVEAUX

INTRODUCTION.....	88
1. INFLUENCE DU TERME RESISTIF SUR LE CONTROLE DU COUPLE.....	88
2. DEFORMATION DES COURANTS STATORIQUES	90
3. ROBUSTESSE DU SYTEME DE CONTROLE DIRECT DU COUPLE.....	91
3.1. IDENTIFICATION DU PARAMETRE R_s DANS LE CONTROLE DU COUPLE.....	92
3.2. EFFET DE L'ERREUR SUR LA RESISTANCE STATORIQUE	93
3.2.1. ERREUR D'IDENTIFICATION $\hat{R}_s < R_s$	93
3.2.2. ERREUR D'IDENTIFICATION $\hat{R}_s > R_s$	95
4. CONCLUSION	96
5. ESTIMATION FLOUE DE LA RESISTANCE STATORIQUE	97
5.1. LE PRINCIPE DE L'ESTIMATION DE LA RESISTANCE STATORIQUE.....	97
5.2. L'ESTIMATION À BASE DE LOGIQUE FLOUE	98
5.2.1 INTRODUCTION	98
5.2.2. LES BASES THEORIQUES DA LA LOGIQUE FLOUE	99
5.3. LE CONTROLEUR FLOU	99
5.3.1. LE CHOIX DES VARIABLES D'ENTREE ET SORTIE DE L'ESTIMATEUR.	100
5.3.2. CALCUL DE LA LOI DE COMMANDE (REGLES DE CORRECTION).....	100
5.3.3. DESCRIPTION DES DIFFERENTES ETAPES DU RAISONNEMENT FLOU.....	101
5.3.3.1. LA FUZZIFICATION.....	101
5.3.3.2. INFERENCE	101
5.3.3.3. TRAITEMENT NUMERIQUE DES INFERENCEES.....	102
5.3.3.4. AGREGATION DES REGLES.....	102
5.3.3.5. CALCUL DE LA COMMANDE REELLE - LA DEFUZZIFICATION.....	103
5.4. SIMULATION NUMERIQUE.....	104
6. CONCLUSIONS	105
7. ASSOCIATION DE LA MACHINE A SON ALIMENTATION.....	106
7.1. STRUCTURE DE LA CASCADE PROPOSEE.....	106
7.2. MODELISATION DU REDRESSEUR DE COURANT TRIPHASE A MLI A DEUX NIVEAUX.....	106
7.3. MODELISATION DES FILTRES INTERMEDIAIRES.....	110
7.4. SIMULATION NUMERIQUE.....	110
7.5. INTERPRETATIONS.....	112
8. PONT DE CLAMPING.....	113
8.1. CASCADE DU REDRESSEUR DE COURANT À MLI A DEUX NIVEAUX PONT DE CLAMPING ONDULEUR A TROIS NIVEAUX- MACHINE ASYNCHRONE.....	113
8.2. RESULTATS DE SIMULATION.....	114
8.3. NTERPRETATIONS.....	116
9. ASSERVISSEMENT DES TENSIONS DE SORTIE DU REDRESSEUR DE COURANT TRIPHASE A DEUX NIVEAUX	117
9.1. MODELE DE LA BOUCLE DE TENSION.....	117
9.2. SIMULATION NUMERIQUE.....	119
9.3. INTERPRETATIONS.....	122
CONCLUSIONS.....	122

**CHAPITRE VI : **CONTROLE DIRECT DU COUPLE
DE LA MACHINE ASYNCHRONE
ALIMENTEE PAR UN ONDULEUR A CINQ NIVEAUX****

INTRODUCTION	123
1. MODELISATION DE L'ONDULEUR À CINQ NIVEAUX A STRUCTURE NPC.....	123
1.1. LES DIFFERENTES CONFIGURATIONS	124
D'UN BRAS D'ONDULEUR A CINQ NIVEAUX	
1.2. COMMANDE COMPLEMENTAIRE DES ONDULEURS A TROIS NIVEAUX..	125
1.3. FONCTION DE CONNEXION DU DEMI-BRAS.....	126
1.4. FONCTION DE CONVERSION.....	126
2. STRATEGIE DE COMMUTATION	128
2.1. SELECTION DU VECTEUR TENSION VS	128
2.2. ESTIMATION DU FLUX STATORIQUE	130
ET DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE	
2.3. CONTROLE DU COUPLE ET DU FLUX.....	130
3. SIMULATION NUMERIQUE.....	135
4. CONCLUSION	139

**CHAPITRE VII : **CONTROLE DIRECT DU COUPLE
DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE STATOR****

INTRODUCTION.....	140
1. MODELISATION DE LA MACHINE.....	140
1.1. DESCRIPTIONS	140
1.2. HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES.....	141
1.3 EQUATIONS DE LA MACHINE EN GRANDEUR DE PHASE.....	141
1.3.1. EQUATIONS ELECTRIQUES	142
1.3.2. EQUATIONS MAGNETIQUES	143
1.4. MODELE DE LA MACHINE – APPROCHE VSD.....	144
1.4.1. MODELE DE LA MACHINE DANS LE SOUS-ESPACE (α, β).....	145
1.4.2. MODELE DE LA MACHINE DANS LE SOUS-ESPACE (μ_1, μ_2).....	145
1.5. MODELE DE PARK DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE STATOR	146
1.5.1. EQUATIONS DES TENSIONS	147
1.5.2. EQUATIONS MAGNETIQUES.....	148
1.5.3. EQUATIONS MECANIQUE.....	148
1.6. CHOIX DU REFERENTIEL	150
1.7. MISE SOUS FORME D'EQUATIONS D'ETAT.....	150
2. STRUCTURE GENERALE DE CONTROLE DIRECTE DU COUPLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE STATOR.....	152
2.1. MODELE VECTORIEL DE L'ONDULEUR HEXAPHASE.....	152
2.2. STRATEGIE DE CONTROL DU FLUX RESULTANT.....	155
2.3. STRATEGIE DE CONTROL DU FLUX INDIVIDUEL.....	156
3. SIMULATION NUMERIQUE.....	158
4. CONCLUSION.....	164
CONCLUSION GENERALE.....	165
ANNEXES.....	169
NOMENCLATURE.....	170
BIBLIOGRAPHIE.....	172

Grâce aux développements de l'électronique de puissance et de l'électronique de commande, il est aujourd'hui possible de mettre en œuvre des algorithmes de commande inenvisageables il y a une dizaine d'années. Ainsi, sont apparus des entraînements à base de machines asynchrones aussi performants que ceux avec des machines à courant continu, tout en bénéficiant de leurs avantages (robustesse ; faible coût ; large gamme de vitesse).

Cependant, le contrôle de la machine asynchrone n'est pas aussi simple que pour le moteur à courant continu, en raison du fait que le flux magnétisant et le couple sont des grandeurs fortement couplées.

Une méthode de commande classique consiste à contrôler le couple électromagnétique par l'intermédiaire du glissement, et le flux statorique par celui du rapport tension d'alimentation sur fréquence (loi U / f constant). Elle est assez simple à mettre en œuvre, mais elle ne permet pas d'obtenir des performances appréciables en dynamique, car les lois de contrôle découlent de considérations sur les expressions issues du régime permanent. Cette commande, dite scalaire, est beaucoup plus dédiée aux applications très peu exigeantes en performances dynamiques.

La commande dite vectorielle par opposition à la commande scalaire, consiste à découpler le contrôle du couple de celui du flux par un choix approprié du repère de représentation de la machine. Les bases de cette théorie ont été élaborées pour la première fois par Blaschke [BLAS 72].

La commande vectorielle, en particulier la méthode indirecte d'orientation du flux rotorique, a connu un développement et un succès considérable, en raison de sa simplicité de mise en œuvre bien qu'elle présente un certain nombre de problèmes (sensibilité aux variations paramétriques et nécessité d'un capteur de vitesse ou de position).

Les méthodes scalaires et vectorielles ont fait l'objet de nombreuses études et donnaient lieu à de multiples applications industrielles. L'exigence de performances dynamiques de plus en plus élevées sous des contraintes encore plus sévères (suppression de tout capteur monté sur l'arbre moteur, notamment) a poussé les chercheurs à développer des schémas d'orientation directe du flux rotorique (ou statorique) en utilisant uniquement les grandeurs électriques mesurables au stator.

En effet, la commande DTC à partir de références externes, tels le couple et le flux, ne recherche pas, comme dans les commandes classiques (vectorielles ou scalaires) les tensions à appliquer à la machine, mais recherche « le meilleur » état de commutation de l'onduleur pour satisfaire les exigences de l'utilisateur.

La commande DTC considère le convertisseur associé à la machine comme un ensemble où le vecteur de commande est constitué par les états de commutation des semi-conducteurs. La recherche de l'état de commutation le plus adapté à instant donné repose sur une heuristique des comportements des évolutions du flux et du couple en fonction des états de commutation considérés.

Le problème majeur de cette méthode est qu'elle nécessite un modèle d'observation des flux robuste et précis. En effet, une erreur sur la position du flux perturbe fortement la

réponse dynamique du couple (réponse oscillatoire), et une erreur sur son amplitude provoque des erreurs sur le niveau du couple développé sur l'arbre.

Par ailleurs, le contrôle du couple en boucle fermée rend la structure de commande complexe. Outre le modèle d'observation du flux, elle comprend généralement deux boucles de régulation, une pour la composante du courant d'axe direct (composante du flux) et l'autre pour celle d'axe en quadrature (composante du couple), un module de découplage éventuellement, un module de transformation de coordonnées (transformation de Park) utilisant la position du flux, et un générateur de courant à MLI.

Les performances dynamiques obtenues avec ce schéma de commande quoique relativement satisfaisantes, atteignent difficilement des réponses en couple inférieures à quelques dizaines de millisecondes. C'est à partir de ce constat, qu'est apparue l'idée du contrôle direct du couple [TAKA 86], [DEPE 88]. Le principe de cette approche est de simplifier la structure générale de la commande en contrôlant directement le flux et le couple par des comparateurs à hystérésis, qui sont bien connus pour leur simplicité et leur robustesse.

Le flux statorique et le couple sont estimés à partir du modèle de la machine lié au stator dans lequel la grandeur vitesse n'intervient pas, ce qui rend cette commande intéressante pour les applications sans capteur mécanique.

Le travail présenté dans cette thèse s'inscrit dans le cadre des commandes sans capteur mécanique destinées aux applications de type traction électrique. Il consiste à étudier le contrôle direct du couple pour une machine asynchrone alimentée par un convertisseur multi-niveaux. C'est une structure de commande vectorielle, par l'orientation du flux statorique, qui offre une alternative à la commande vectorielle à flux rotorique orienté, qui est aujourd'hui bien connue par sa sensibilité aux variations paramétriques.

Les travaux dans ce domaine sont très variés et le choix de l'ensemble des composants d'un système d'entraînement (alimentation, moteur, commande) résulte aussi de la prise en compte d'un ensemble de contraintes spécifiques à l'application. Il est aujourd'hui bien établi que les machines à courant alternatif en général et la machine asynchrone en particulier constituent une solution intéressante à l'ensemble de ces entraînements. Aussi ne nous intéresserons dans cette thèse qu'aux entraînements à base de machines asynchrones.

Par ailleurs, En partant d'une analyse des besoins et des fonctionnalités propres à une telle application, nous pouvons donner les caractéristiques de commande spécifiques à un système d'entraînement destiné à la traction électrique à savoir :

- Commande en boucle fermée du couple avec hautes performances (temps de réponse, dépassement) ;
- Contrôle dynamique du flux ;
- Commande sans capteurs mécaniques ;
- Commande robuste ;
- Réduction des ondulations de couple, notamment aux basses vitesses ;
- Fort couple au démarrage et grande plage de variation de vitesse ;
- Optimisation de la consommation en énergie ;
- Simplicité et fiabilité.

Dans cette thèse, on propose une extension du concept de Contrôle Directe de Couple (DTC) d'une machine asynchrone. Cette extension porte sur la génération du vecteur tension appliqué à la machine en fonction de nombre de niveaux de tensions générés. Nous

présentons des topologies d'onduleurs multi-niveaux les plus représentatives de l'état de l'art actuel. Ainsi, les atouts et points faibles des principales stratégies de contrôle direct de la machine asynchrone, alimentée par un onduleur de tension multi-niveaux, sont aussi présentés.

Plusieurs stratégies de contrôle direct du couple, compatibles avec des onduleurs de tension multi niveaux, sont développées et des résultats de simulation sont donnés pour valider chaque approche avec une attention particulière qui est portée sur le contenu harmonique du couple.

En premier lieu, nous présentons la commande vectorielle à flux rotorique orienté comme élément de comparaison afin de mieux percevoir les avantages présentés par la structure proposée.

Le deuxième chapitre, est consacré au principe du contrôle direct du couple avec orientation du flux. Une synthèse des différentes stratégies de contrôle y sont présentées et analysées.

Dans le troisième chapitre, nous présentons une nouvelle approche de la commande directe du couple qui permet d'améliorer la stratégie de commutation des contrôleurs de flux et de couple de la machine asynchrone alimentée par un onduleur à trois-niveaux à structure NPC. Dans cette partie, différentes approches de contrôle y sont proposées et validées par des simulations numériques.

Ensuite dans le quatrième chapitre, un nouveau formalisme de contrôle direct du couple basé sur la logique floue est présenté pour la machine asynchrone alimentée par un onduleur à trois-niveaux à structure NPC. Nous donnons le principe de cette approche et nous concluons sur les performances.

Le cinquième chapitre est consacré à l'étude de la sensibilité de la commande. Nous présentons une analyse des problèmes de l'établissement du flux et du couple, l'influence du terme résistif en particulier à très basse et moyenne vitesses sur les performances de la structure de commande. Par ailleurs, dans la continuité du concept flou, nous proposons une méthode d'adaptation par une estimation floue de la résistance statorique.

Dans une dernière partie, les performances de la structure de commande directe du couple seront améliorées en tenant compte du problème d'équilibrage des tensions continues à l'entrée de l'onduleur à trois-niveaux. Pour cela, on propose une structure générale en associant la machine à son alimentation, et dans la quelle les interactions onduleur-machine sont plus finement étudiées.

Dans le sixième chapitre, on verra une nouvelle approche du contrôle directe du couple de la machine asynchrone alimentée par un onduleur à cinq-niveaux à structure NPC. En effet, le domaine d'application de forte puissance et grande tension exige une alimentation de plus en plus grande, la continuité d'une investigation concernant le concept DTC nous a mené a proposer une approche pour ce type d'onduleur. Ainsi, nous allons valider l'algorithme développé pour cet onduleur par des simulations numériques.

Dans le dernier chapitre, compte tenu de la haute dynamique du couple de la structure DTC obtenue par les différents algorithmes que nous avons proposés, on envisage dans cette partie l'application de ces derniers pour commander une machine à double stator. Ainsi, nous allons montrer la faisabilité de l'application des algorithmes DTC à ce type de machine qui répond bien au besoin d'une application de forte puissance, nous allons développer un modèle simplifié sur le lequel nous évaluerons notre stratégie de contrôle avec un onduleur à deux niveaux et à trois niveaux.

Nous terminons notre travail par une conclusion générale.

I NTRODUCTION

Pour réaliser une commande vectorielle d'une machine asynchrone, il est indispensable d'avoir un modèle dynamique de la machine aussi précis que possible, et capable d'assurer l'orientation du flux dans toutes les conditions de fonctionnement.

Cependant, la complexité du modèle de la machine asynchrone, due à différents facteurs liés à sa structure, ne permet pas d'obtenir sans difficulté un contrôle du couple à hautes performances dynamiques. Il est ainsi préférable d'utiliser une commande vectorielle directe plutôt qu'indirecte car elle permet de contrôler le flux en boucle fermée. Pour cela, il faut disposer d'un observateur de flux robuste, c'est-à-dire insensible aux variations paramétriques, et d'un régulateur assurant le niveau de performances dynamiques désiré [BLAS 72]. Les observateurs de flux sont cependant basés sur des modèles dynamiques qui nécessitent généralement la connaissance soit de la vitesse soit de la position rotorique. Or, l'introduction de capteurs sur l'arbre moteur, dans la mesure où elle est possible, pose beaucoup de problèmes (montage, entretien, réglage et coût), en particulier pour la traction électrique où les contraintes d'encombrement, de poids et de sûreté de fonctionnement sont relativement sévères.

Une structure de commande par orientation directe du flux rotorique utilisant un estimateur de flux sans capteurs mécaniques est donc naturellement adoptée [BOSE 95]. [VAS 98]. Il s'agit d'un estimateur (figure I.1) basé sur la mesure des grandeurs électriques directement accessibles au stator, qui sont les courants de ligne et les tensions de phase. Le modèle de flux est ainsi appelé modèle tension par opposition au modèle courant qui est basé sur la mesure des courants statoriques et de la vitesse (ou de la position du rotor).

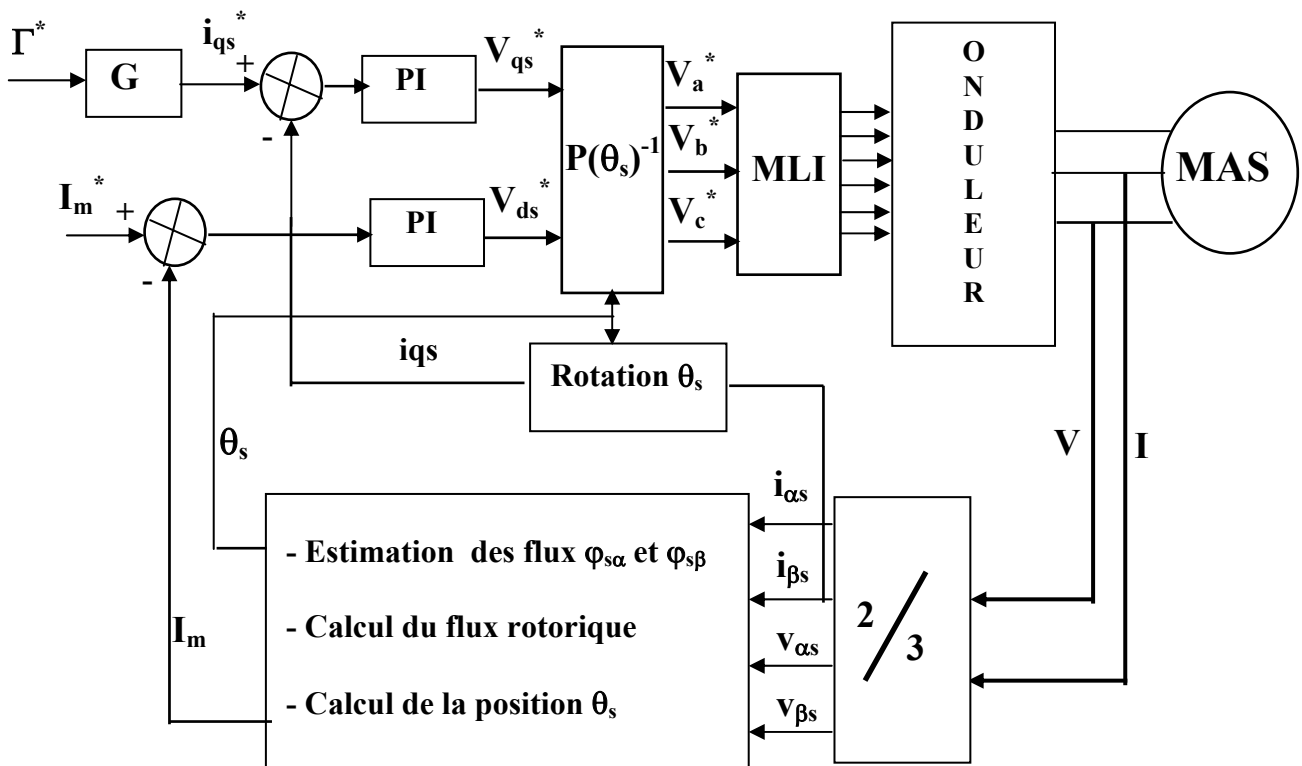


Figure I.1. Contrôle vectoriel du couple et du flux par la méthode directe d'orientation du flux rotorique sans capteur mécanique

Pour assurer un contrôle dynamique du couple et du flux sans capteurs mécaniques, la structure de commande doit remplir les principales fonctions suivantes :

1. Estimation du module et de la position du flux rotorique par l'intermédiaire du modèle tension (mesure des tensions et courants statoriques) ;
2. Commande en boucle fermée des composantes du flux et du couple par des régulateurs de type proportionnel-intégral ;
3. Transformations de coordonnées ;
4. Génération des signaux de commande en MLI ;

1. MODELE TENSION

La structure d'estimation du flux rotorique consiste à utiliser les enroulements statoriques comme bobines de mesure.

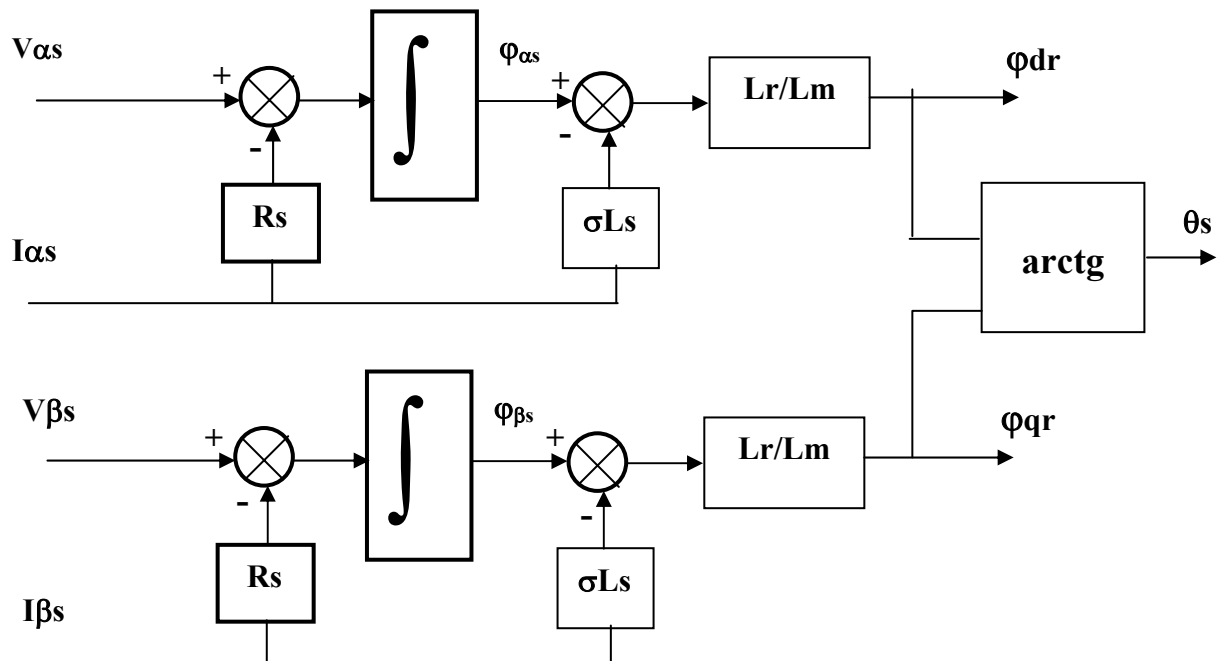


Figure I.2. Estimation des composantes du flux rotorique modèle tension

Le modèle qui permet de reconstituer le flux rotorique représenté par le schéma fonctionnel de la figure (I.2) est donné par les équations suivantes :

$$\begin{aligned}
 V_{\alpha s} &= \frac{d \varphi_{\alpha s}}{dt} + R_s i_{\alpha s} \\
 V_{\beta s} &= \frac{d \varphi_{\beta s}}{dt} + R_s i_{\beta s}
 \end{aligned}
 \tag{I.1}$$

$$\begin{aligned}\varphi_{dr}^s &= \frac{L_r}{L_m} \varphi_{\alpha s} - \sigma L_s \frac{L_r}{L_m} i_{\alpha s} \\ \varphi_{qr}^s &= \frac{L_r}{L_m} \varphi_{\beta s} - \sigma L_s \frac{L_r}{L_m} i_{\beta s} \\ \varphi_r &= \sqrt{\varphi_{dr}^2 + \varphi_{qr}^2}\end{aligned}\quad (I.2)$$

Pour effectuer les transformations de coordonnées, il est nécessaire de connaître la position du flux instantané. Elle est exprimée par le modèle mathématique suivant :

$$\theta_s = \arctan g \left[\frac{\varphi_{qr}^s}{\varphi_{dr}^s} \right] \quad (I.3)$$

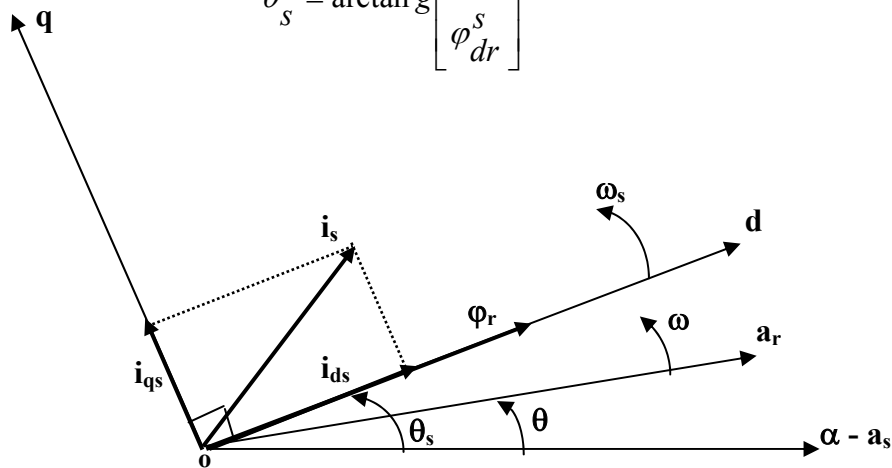


Figure I.3 : Orientation du flux rotorique sur l'axe "d"

2. COMMANDE DE L'ONDULEUR DE TENSION

La machine étant à répartition sinusoïdale des Fmm, il faut l'alimenter par des courants sinusoïdaux si l'on veut minimiser les ondulations du couple. Avec un onduleur de tension, selon les critères liés aux performances dynamiques souhaitées et les conditions qu'exige l'application de type traction électrique (compatibilité électromagnétique), le moyen le plus approprié est de le commander par la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI).

Nous utiliserons une modulation synchrone avec une porteuse triangulaire symétrique, l'indice de modulation m ($m = f_p/f_s$ rapport de la fréquence de la porteuse par la fréquence de la référence) est un entier impair afin de réduire les harmoniques de tension. Ce dernier doit être choisi le plus grand possible mais il doit être réduit au fur et à mesure que la vitesse croît pour que la fréquence de commutation n'excède pas la valeur tolérée par les semi-conducteurs utilisés, [ROYE 94].

En effet, cette technique offre une solution intéressante du fait qu'elle repousse vers les fréquences les plus élevées les harmoniques de sortie, ce qui nous permet d'éviter les vibrations en basses vitesses (ondulations du couple). Cependant, son inconvénient est qu'elle nécessite un décalage entre les signaux de commande des transistors (temps morts), qui a pour effets d'introduire des retards dans la commande et de fausser l'estimation des composantes du flux à partir des tensions statoriques.

3. CONTROLE VECTORIEL DU FLUX ROTORIQUE

En choisissant un repère (d, q) lié au champ rotorique de façon à confondre le vecteur flux ϕ_r avec l'axe d, on obtient le modèle du flux rotorique suivant [VAS 90] :

$$\begin{aligned}\frac{d\phi_r}{dt} &= -\frac{1}{T_r}\phi_r + \frac{L_m}{T_r}i_{ds} \\ J\frac{d\Omega}{dt} &= \Gamma_{elm} - \Gamma_r - K_f\Omega \\ \Gamma_{elm} &= P\frac{L_m}{L_r}i_{qs}\phi_r \\ \omega_r &= \frac{L_m}{T_r}\frac{i_{qs}}{\phi_r}\end{aligned}\tag{I.4}$$

Nous remarquons que seule la composante du courant statorique (i_{ds}) détermine le flux rotorique (ϕ_r) à travers la constante de temps T_r , alors que le couple ne dépend que de la composante en quadrature du courant statorique (i_{qs}) dans le cas où le flux rotorique est maintenu constant. Ainsi, le découplage est total.

En posant $i_m = \phi_r / L_m$, image du flux ou courant magnétisant il en découle de l'équation (I.4) la fonction suivante :

$$i_m = \frac{1}{1 + T_r s} i_{ds}\tag{I.5}$$

Le couple électromagnétique peut être donné par :

$$\Gamma_{elm} = p L_s (1 - \sigma) i_m i_{qs}\tag{I.6}$$

Le modèle du processus est établi à partir des équations de la machine en remplaçant les flux ϕ_{sd} et ϕ_{sq} en fonction des courants mesurables.

Il vient :

$$\begin{aligned}v_{ds} &= R_s i_{ds} + \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{ds} + L_s (1 - \sigma) \frac{d}{dt} i_m - \sigma L_s \omega_s i_{qs} \\ v_{qs} &= R_s i_{qs} + \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{qs} + L_s (1 - \sigma) \omega_s i_m + \sigma L_s \omega_s i_{qs}\end{aligned}\tag{I.7}$$

En introduisant l'expression qui explicite le courant magnétisant i_m en fonction de i_{ds} , on obtient :

$$\begin{aligned} R_s \left(1 + (T_s + T_r) \frac{d}{dt} + \sigma T_s T_r \frac{d^2}{dt^2} \right) i_m &= v_{sd} + e_q \\ R_s \left(1 + \sigma T_s \frac{d}{dt} \right) i_{sq} &= v_{sq} + e_d \end{aligned} \quad (\text{I.8})$$

Sous cette forme, la partie électrique apparaît comme deux processus mono-variables couplés par les grandeurs de perturbation e_d et e_q telles que :

$$\begin{aligned} e_q &= \sigma L_s \omega_s i_{qs} \\ e_d &= -L_s \omega_s \left(1 + \sigma T_r \frac{d}{dt} \right) i_m = -L_s \omega_s \left(\frac{1 + \sigma T_r (d/dt)}{1 + T_r (d/dt)} \right) i_{ds} \end{aligned} \quad (\text{I.9})$$

Les tensions v_{ds} et v_{qs} permettent respectivement le réglage du flux et du couple, mais il existe entre les deux processus un couplage non linéaire dû à la présence du terme ω_s dans ces expressions.

4. COMMANDE DU FLUX ET DU COUPLE

Les dernières expressions débouchent sur les fonctions de transfert suivantes :

$$\begin{aligned} F_{\phi}(s) &= \frac{i_m(s)}{v_{ds}(s) + e_q(s)} = \frac{1}{R_s \left(1 + (T_s + T_r)s + \sigma T_s T_r s^2 \right)} \\ F_{iq}(s) &= \frac{i_{qs}(s)}{v_{qs}(s) + e_d(s)} = \frac{1}{R_s (1 + \sigma T_s s)} \end{aligned} \quad (\text{I.10})$$

La figure (I.4) représente le schéma fonctionnel du contrôle qui peut être envisagé suivant deux stratégies selon que les perturbations non linéaires (e_d et e_q) sont compensées ou non.

La compensation a pour effet de découpler les deux processus grâce à une reconstitution en temps réel de ces perturbations.

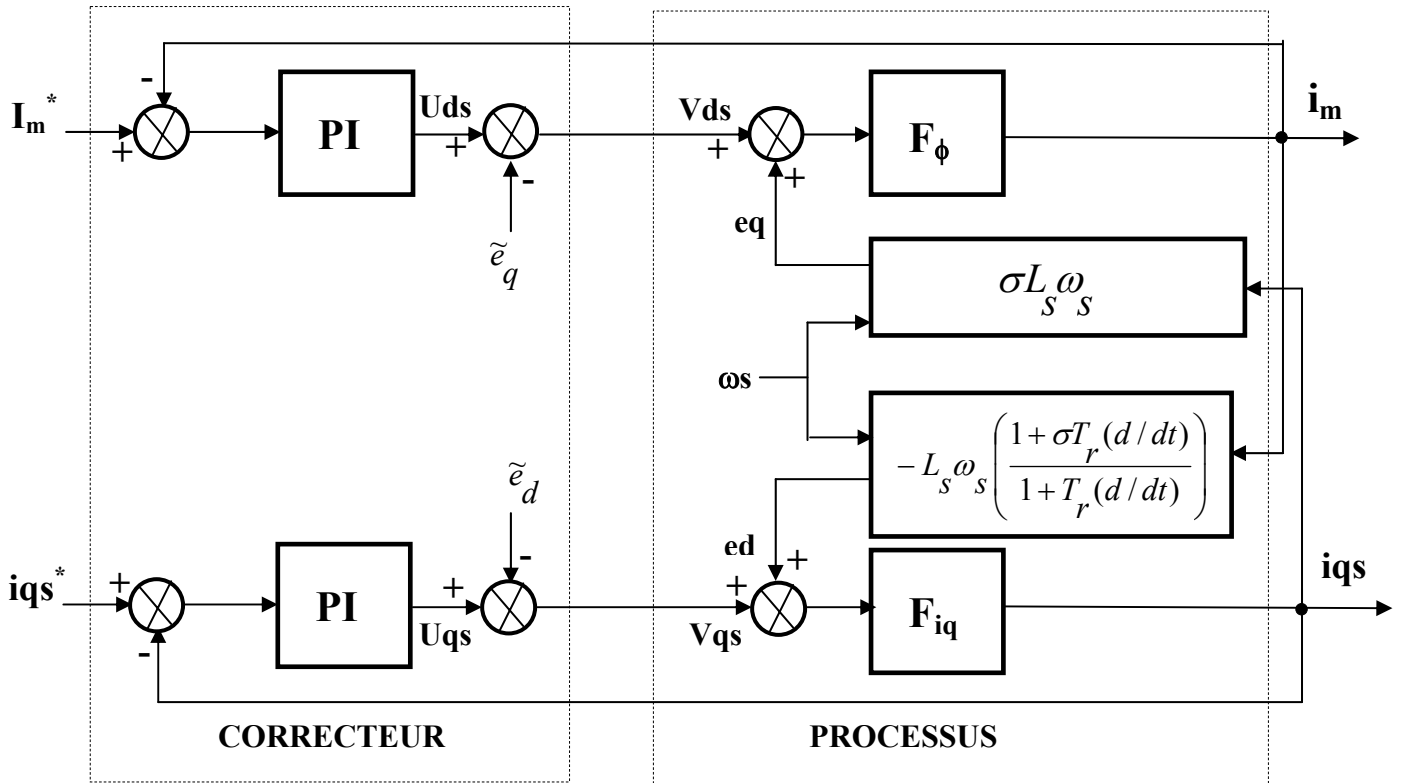


Figure I.4. Schéma fonctionnel du contrôle du couple et du flux

Pour avoir un système parfaitement compensé, c'est-à-dire linéaire, il faut que les perturbations \tilde{e}_d et \tilde{e}_q soient reconstituées par la structure de commande en prenant $\tilde{e}_q = e_q$ et $\tilde{e}_d = e_d$ afin de réaliser le découplage. Enfin, notons que le couple et le flux ne peuvent être contrôlés que par l'intermédiaire des courants.

5. SYNTHÈSE DES REGULATEURS

Les expressions des fonctions de transfert du processus sont les suivantes :

$$\begin{aligned}
 F_\phi(s) &= \frac{1}{(1+sT_1)(1+sT_2)} \\
 F_{iq}(s) &= \frac{K}{(1+sT)}
 \end{aligned}
 \tag{I.11}$$

Dans les deux cas, un régulateur à action proportionnelle et intégrale (PI) suffit pour obtenir des performances satisfaisantes. Le choix de la dynamique en boucle fermée est libre en respectant les limites imposées par l'onduleur.

L'effet des perturbations (couplages) est d'autant plus limité que le gain de boucle est élevé, mais cela implique des dépassements de valeurs maximales permises sur les grandeurs de réglage [CARO 95]. Ainsi, les fonctions de transfert des correcteurs sont données par :

$$C_{\phi}(s) = K_{\phi} \frac{1+T_1 s}{s} \quad \text{et} \quad C_{iq}(s) = K_{iq} \frac{1+T s}{s} \quad (\text{I.12})$$

En considérant que le système est compensé (découplé), les deux fonctions de transfert en poursuite sont données par :

$$\frac{i_m(s)}{i_{mREF}} = \frac{1}{1 + 2\xi\tau_{\phi} s + \tau_{\phi}^2 s^2} \quad (\text{I.13})$$

$$\frac{i_{qs}(s)}{i_{qsREF}} = \frac{1}{1 + \tau_{iq} s}$$

Compte tenu des fonctions de transfert obtenues, nous pouvons aisément utiliser la méthode de compensation de pôles pour dimensionner les régulateurs. Ainsi, après avoir compensé la constante de temps dominante du processus, le système de régulation du couple est du premier ordre et la dynamique est directement obtenue en fonction du gain K_{iq} . Par contre celui du flux est du second ordre, la dynamique de cette boucle est déterminée en fixant le facteur d'amortissement ξ [CARO 95], [ZAIM-5 99].

6. RESULTATS DE SIMULATION NUMERIQUE

Nous avons simulé la commande vectorielle en boucle fermée de l'association onduleur de tension-machine asynchrone (les caractéristiques de la machine sont données en annexe), en appliquant :

- Un flux rotorique de référence φ_r^* constant et égal à 1Wb.
- Un couple de référence Γ_{elm}^* de 10 N.m.
- Un rapport f_p/f_s des fréquences de la modulation et de la référence égale à 121.
- Les choix respectifs $K_{\phi}=39$, $K_q=100$.
- Une perturbation de charge qui évolue avec la vitesse dont l'expression est donnée par :

$$\Gamma_r = \left(\frac{\Gamma_{elm}}{\Omega^*} - K_f \right) \Omega \quad (\text{I.14})$$

Les performances dynamiques que nous avons pu obtenir pour la régulation résultent d'un compromis entre la rapidité et la stabilité. Le flux rotorique atteint sa valeur de référence fixée à 1 Wb après une période d'établissement qui dure environ 30ms.

Nous constatons qu'il est identique à sa composante directe φ_{dr} alors que la composante en quadrature est pratiquement nulle. Ainsi, l'orientation du flux est donc réalisée.

La figure (I.5) montre que le contrôle vectoriel de l'association onduleur de tension-machine asynchrone donne relativement une bonne réponse du couple électromagnétique, qui atteint très rapidement la consigne. En effet la valeur moyenne du couple atteint la consigne fixée à 10 N.m après 0.05 secondes, mais ceci avec un dépassement d'environ 20 %. Cependant, de nombreux aspects restent à étudier, en particulier l'influence de la variation des paramètres de la machine ainsi que la saturation.

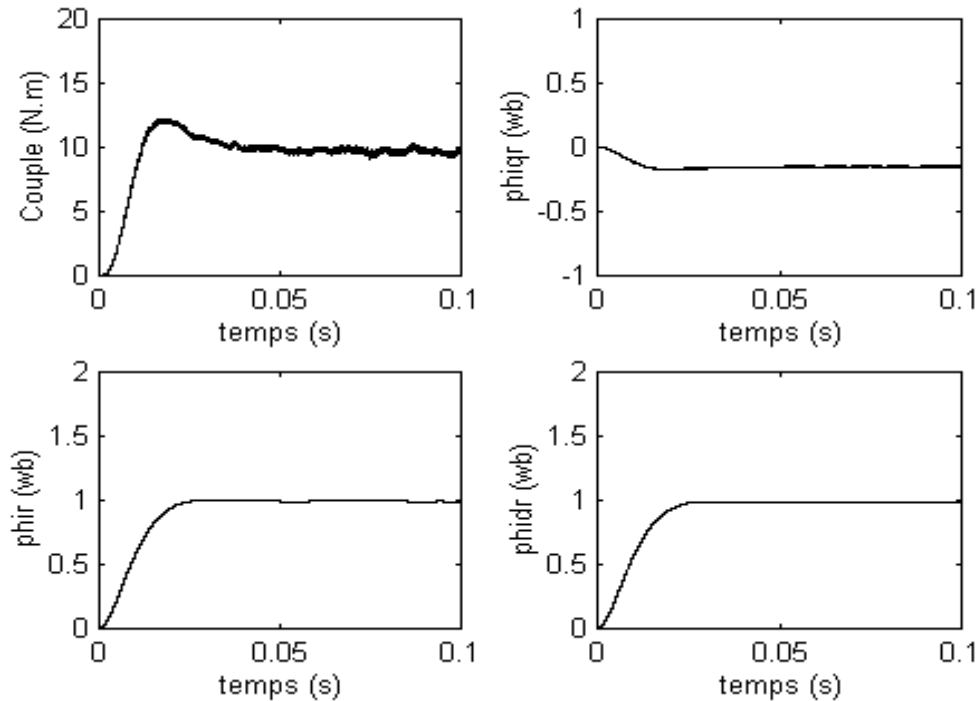


Figure I.5. Contrôle du couple par orientation du flux rotorique

CONCLUSION

Les divers aspects de la commande par orientation du flux présentés dans ce chapitre ainsi que les résultats obtenus montrent les difficultés de cette technique de contrôle et l'apparition des différentes démarches où se confrontent efficacité - simplicité - performances. Par ailleurs, on donne les principaux points qui posent le problème de mise en œuvre de cette commande.

- Les conséquences d'une erreur d'orientation du référentiel sont essentiellement de deux natures :
 1. En régime établi, une erreur statique sur le flux et le couple.
 2. En régime transitoire, des oscillations amorties sur le flux et le couple.

En effet, une orientation du repère incorrecte va provoquer un transitoire sur le couple du type second ordre, de pseudo-pulsation et des écarts importants sur les valeurs en régime établi [DIAL 94].

- Sensibilité par rapport aux paramètres de la machine :

1. PARAMETRES RESISTIFS

La résistance rotorique évolue suite à l'échauffement de la machine et à l'effet pelliculaire. Notons que le second effet peut être pris en compte dans la modélisation basée sur des expressions empiriques mais qui dépendent fortement de la géométrie des encoches [ROYE 94].

2. PARAMETRES INDUCTIFS

On sait que le point de fonctionnement est choisi dans le coude de la courbe de magnétisation pour bien exploiter les caractéristiques des matériaux magnétiques. Par conséquent, les circuits magnétiques sont alors saturés. Ce phénomène est accentué par les harmoniques de courant. Ainsi, l'évolution de L_m fait varier la constante de temps rotorique et il faut établir la commande à partir d'un modèle de la machine saturée. Ce qui nécessite la connaissance de la caractéristique à vide de la machine dont la détermination expérimentale peut s'avérer délicate [VAS 90], [ROYE 94].

- La commande par orientation du flux est limitée en survitesse (alimentation en courant). En effet, lorsque la vitesse de rotation dépasse la vitesse nominale, les courants de références doivent être maintenus constants afin d'éviter les surintensités d'alimentation. Dans ces conditions, le fondamental du courant statorique devient inférieur à sa référence et sa phase dévie de la phase de référence. Ces erreurs sur la phase et l'amplitude induisent des erreurs sur le vecteur flux rotorique qui entraînent un couplage entre le flux et le couple, cela empêche d'avoir des bonnes performances du contrôle vectoriel [LEON 91].
- Le découplage réalisé par la méthode du flux orientée dépend énormément de la rapidité du convertisseur utilisé [VAS 86], [KHAL 92].
- Dans la commande par orientation du flux, le contrôle du couple est indirect et il est effectué par l'intermédiaire des courants.
- L'implantation de la commande par orientation du flux exige la transformation de Park, donc la position doit être estimée ou mesurée en utilisant un capteur de position (ou de vitesse).
- Nécessité d'adaptation de la stratégie de modulation de la MLI de façon à minimiser sur toute la plage de vitesse le taux d'harmoniques générés pour éviter des pertes supplémentaires qui contribuent à accroître les sollicitations thermiques auxquelles sont soumis les enroulements et les tôles, [DIAL 94]. [PELI 96].
- Les grandeurs traitées sont des grandeurs moyennes sur la période de contrôle de l'onduleur de type de modulation de largeur d'impulsion MLI. Enfin les performances de contrôle du couple moyen, contrôlé par l'intermédiaire des courants, dépendent des performances de contrôle de ces courants [LEON 91].

Toutes ces considérations ont poussé les chercheurs à développer d'autres techniques de commande, plus simples et plus robustes que la commande vectorielle. La commande directe du couple est une des plus importantes.

I. INTRODUCTION

Pour contourner les problèmes de sensibilité aux variations paramétriques, on a développé des méthodes de commande dans lesquelles le flux et le couple électromagnétique sont estimés à partir des seules grandeurs électriques accessibles au stator, et ceci sans le recours à des capteurs mécaniques. Parmi ces méthodes, la commande directe du couple, basée sur l'orientation du flux statorique, introduite en 1985 par TAKAHASHI et DEPENDROCK.

Le contrôle direct du couple trouve ses racines dans le contrôle par flux orienté et dans la technique du « direct self control (DSC) ». La théorie du « DSC » a été développée en Allemagne par Depenbrock. Le principe de ce contrôle consiste à appliquer un niveau spécifique de tension continue (U_0) et de flux statorique φ_{sref} , c'est un contrôle avec une table de commutation figée. Ainsi, une fréquence unique de fonctionnement de l'onduleur f_s est déduite directement sans référence externe. Elle est auto-déterminée. Le contrôle direct du couple est issu de la combinaison de la commande par flux orienté et du direct self control. La figure II.1 montre la structure générale.

Dans la majorité des stratégies de commande, les grandeurs de référence sont le flux et le couple et les variables de contrôle sont les courants. Le convertisseur de puissance est ainsi commandé de manière à imposer dans les enroulements de la machine des courants d'amplitude et de fréquence définies par les régulateurs de flux et de couple. Ces derniers sont donc contrôlés indirectement via les courants d'alimentation. Par contre, dans la méthode DTC, le couple et le flux sont directement imposés par un choix judicieux du vecteur tension imposé par le convertisseur d'alimentation [TAKA 86].

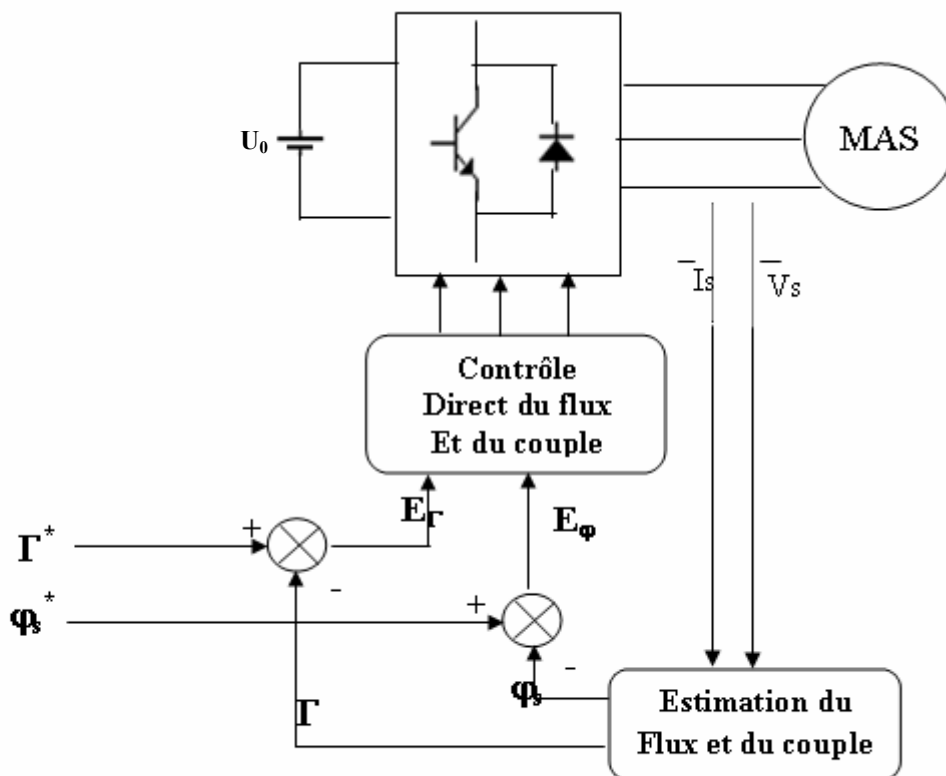


Figure II.1 : structure générale de contrôle direct du couple

2. PRINCIPE DU CONTROLE DYNAMIQUE DU COUPLE

2.1. MODELISATION VECTORIELLE DE LA MACHINE ET DU CONVERTISSEUR DE PUISSANCE

Les conditions de contrôle dynamique du couple de la machine asynchrone peuvent être mises en évidence par le modèle vectoriel de la machine. Ainsi, on reprendra les expressions de la machine établies pour les différents référentiels.

Les tensions de la machine, côté stator et rotor s'écrivent :

$$\begin{aligned}
 V_s &= R_s I_s + \frac{d\varphi_s}{dt} \\
 \text{Côté stator :} \quad V_s &= V_{\alpha s} + j V_{\beta s} \\
 I_s &= i_{\alpha s} + j i_{\beta s}
 \end{aligned} \tag{II.1}$$

$$\begin{aligned}
 0 &= R_r I_r + \frac{d\varphi_r}{dt} - j \omega \varphi_r \\
 \text{Côté rotor :} \quad \varphi_r &= \varphi_{dr} + j \varphi_{qr} \\
 I_r &= i_{dr} + j i_{qr}
 \end{aligned} \tag{II.2}$$

Avec ω : la pulsation rotation mécanique ($p\Omega$)

Le vecteur tension V_s est délivré par un onduleur de tension triphasé à deux-niveaux, dont l'état des interrupteurs, supposés parfaits, et représenté par trois grandeurs logiques.

Les tensions de ligne appliquées à la machine se déduisent de la tension d'entrée de l'onduleur (U_0) et des signaux de commande logiques.

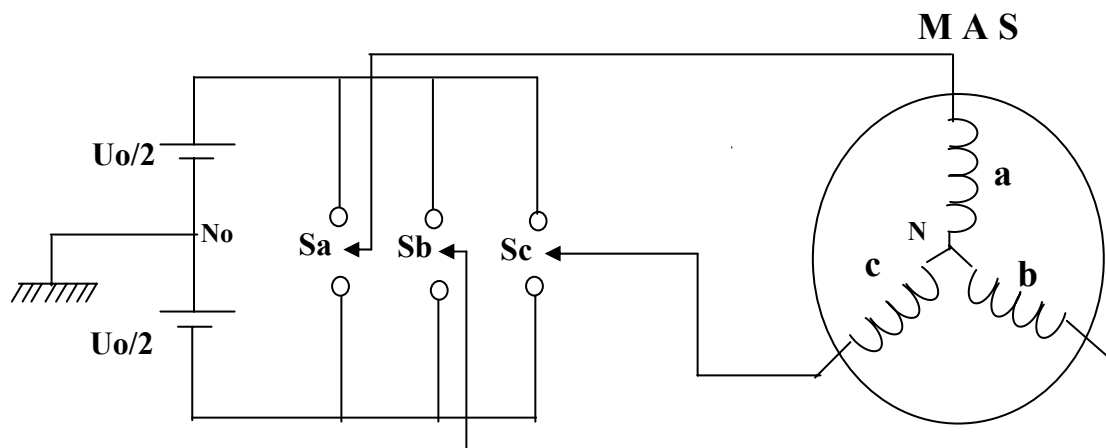


Figure II.2: Schéma d'un onduleur triphasé et de sa charge

Pour les tensions simples de la machine on a :

$$\begin{aligned} V_{ano} &= SaU_o - \frac{U_o}{2} \\ V_{bno} &= SbU_o - \frac{U_o}{2} \\ V_{cno} &= ScU_o - \frac{U_o}{2} \end{aligned} \quad (\text{II.3})$$

$$\begin{aligned} Van &= Vano - Vnno \\ Vbn &= Vbno - Vnno \\ Vcn &= Vcno - Vnno \end{aligned} \quad (\text{II.4})$$

En utilisant la forme vectorielle des tensions on peut écrire :

$$Vs = K_T (Van + aVbn + a^2Vcn) = K_T (Vano + aVbno + a^2Vcno) \quad (\text{II.5})$$

$$\text{Avec : } a = e^{j \frac{2\pi}{3}} \quad (\text{II.6})$$

On voit bien que $V_s = V_{so}$. où V_{so} est le vecteur tension par rapport au point milieu de la tension d'entrée de l'onduleur et V_s est le vecteur tension par rapport au neutre de la machine (figure II.2).

On prend la constante $K_T = \sqrt{\frac{2}{3}}$ pour avoir une transformation qui conserve la puissance. Par conséquent, en utilisant les variables logiques représentant l'état des interrupteurs et en considérant les trois phases équilibrées, le vecteur tension peut s'écrire sous la forme :

$$\begin{aligned} V_s &= \sqrt{\frac{2}{3}} U_o (Sa + aSb + a^2Sc) \\ \begin{cases} \bar{V}_s = V_s e^{j\theta_k} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_o e^{j \frac{(k-1)\pi}{3}} & \text{pour } k=1,2,\dots,6 \\ \bar{V}_s = 0 & \text{pour } k=0,7 \end{cases} \end{aligned} \quad (\text{II.7})$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} Van = \frac{U_o}{3} (2Sa - Sb - Sc) \\ Vbn = \frac{U_o}{3} (-Sa + 2Sb - Sc) \\ Vcn = \frac{U_o}{3} (-Sa - Sb + 2Sc) \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

Le vecteur tension V_s ne peut avoir que huit positions fixes correspondants aux configurations des interrupteurs représentées dans le tableau suivant :

Sa(t)	Sb(t)	Sc(t)	Van(t)	Vbn(t)	Vcn(t)	Vs
0	0	0	0	0	0	V0
1	0	0	$\frac{2U_0}{3}$	$-\frac{U_0}{3}$	$-\frac{U_0}{3}$	V1
1	1	0	$\frac{U_0}{3}$	$\frac{U_0}{3}$	$-\frac{2U_0}{3}$	V2
0	1	0	$-\frac{U_0}{3}$	$\frac{2U_0}{3}$	$-\frac{U_0}{3}$	V3
0	1	1	$-\frac{2U_0}{3}$	$\frac{U_0}{3}$	$\frac{U_0}{3}$	V4
0	0	1	$-\frac{U_0}{3}$	$-\frac{U_0}{3}$	$\frac{2U_0}{3}$	V5
1	0	1	$\frac{U_0}{3}$	$-\frac{2U_0}{3}$	$\frac{2U_0}{3}$	V6
1	1	1	0	0	0	V7

Comme on peut le voir, les combinaisons (Sa Sb Sc) = (1 1 1) et (0 0 0) donnent toujours des vecteurs nuls. La figure II.3 montre la représentation dans le plan complexe des six vecteurs non nuls, qui peuvent être générés par un onduleur de tension triphasé à deux-niveaux.

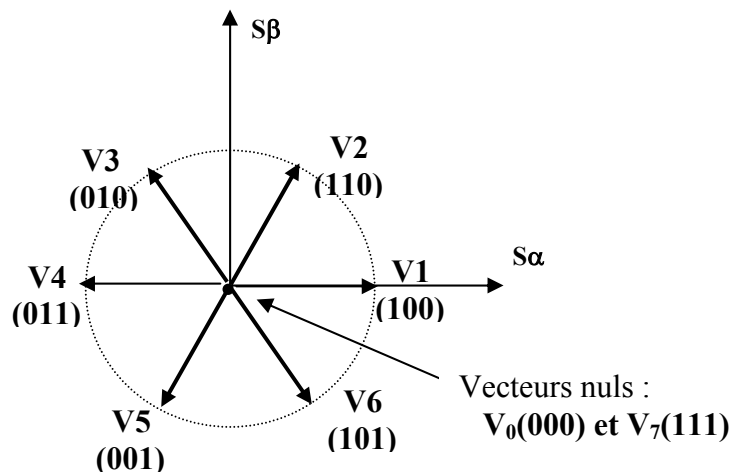


Figure II.3 Elaboration des vecteurs Vs (Sa Sb Sc) à partir de l'onduleur de tension

Sachant que les tensions simples s'écrivent :

$$\begin{cases} Va = Vm \sin \omega_s t \\ Vb = Vm \sin (\omega_s t - \frac{2\pi}{3}) \\ Vc = Vm \sin (\omega_s t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad \text{(III.9)}$$

Le vecteur tension s'exprime par :

$$\bar{V}_s = -j \sqrt{\frac{3}{2}} V_m e^{j\omega_s t} \quad (\text{II.10})$$

Le flux magnétique, en négligeant la chute de tension statorique, s'écrit :

$$\bar{\varphi}_s = -j \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{V_m}{\omega} e^{j(\omega_s t - \frac{\pi}{2})} \quad (\text{II.11})$$

Les équations (II.10) et (II.11) montrent que le vecteur flux statorique tourne avec un déphasage de $\pi/2$ par rapport au vecteur tension. L'extrémité du vecteur φ_s décrit un cercle parfait si les tensions appliquées au moteur sont sinusoïdales.

On montre donc que l'on peut contrôler le vecteur flux par un choix approprié des vecteurs tension de l'onduleur [GOUG 92].

2.2 CONTROLE DU VECTEUR FLUX STATORIQUE

A partir de l'équation de la tension statorique exprimée dans le référentiel (S) lié au stator, on obtient un estimateur du flux statorique qui a pour expression :

$$\varphi_s(t) = \int (V_s - R_s I_s) dt \quad (\text{II.12})$$

Sur un intervalle périodique de contrôle $[0, T_e]$, correspondant à une période d'échantillonnage T_e , les commandes $(S_a S_b S_c)$ sont fixes. Ainsi on peut écrire :

$$\varphi_s(t) = \varphi_{s0} + V_s T_e - R_s \int_0^{T_e} I_s dt \quad (\text{II.13})$$

Où φ_{s0} est le vecteur flux à l'instant $t = 0$. Dans cette étude nous allons considérer le terme $R_s I_s$ négligeable devant la tension V_s (ce qui se vérifie lorsque la vitesse de rotation est suffisamment élevée). Ainsi, on aura $\Delta\varphi_s \approx V_s T_e$.

Par ailleurs, on constate que sur l'intervalle de temps $[0, T_e]$, l'extrémité du vecteur φ_s se déplace sur une droite dont la direction est donnée par V_s . La figure (II.4) décrit ce principe, lorsque l'on sélectionne le vecteur $V_s = V_3$.

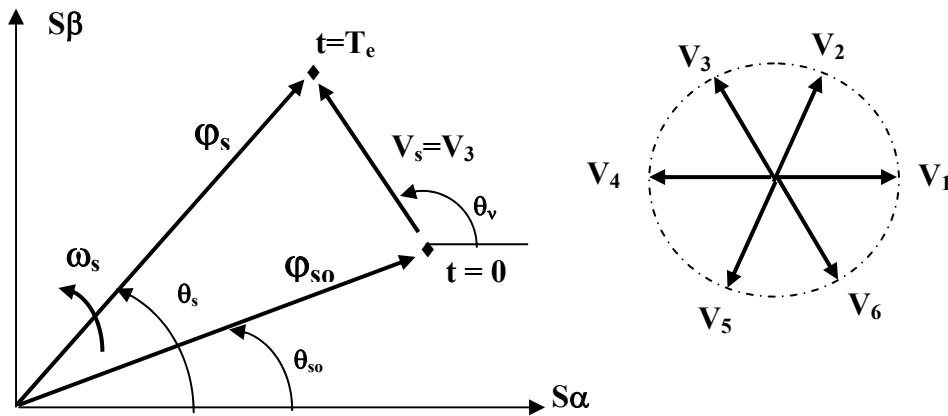


Figure II.4 Exemple de l'évolution de l'extrémité de ϕ_s ($R_s I_s$ négligeable)

En choisissant une séquence appropriée du vecteur V_s , sur des intervalles de temps successifs de durée T_e , on peut donc faire suivre à l'extrémité du vecteur ϕ_s la trajectoire désirée. La variation obtenue en fin de période peut être approchée par la série de Taylor au premier ordre [BACH 98], soit :

$$\begin{aligned} \Delta\phi_s &\approx V_s \cdot T_e \cdot \cos(\theta_v - \theta_s) \\ \Delta\theta_s &\approx T_e \cdot \frac{V_s \cdot \sin(\theta_v - \theta_s)}{\phi_{s0}} \end{aligned} \tag{II.14}$$

Il est alors possible de fonctionner avec un module du flux ϕ_s pratiquement constant. Pour cela, il suffit de faire suivre à l'extrémité de ϕ_s une trajectoire presque circulaire, si la période T_e est très faible devant la période de rotation du flux statorique T_s . Cela n'est possible que si la période de contrôle et par conséquent la période de la MLI, est très faible devant la période de rotation du flux [LI 94].

Lorsque le vecteur V_s est non nul, la direction du déplacement de l'extrémité du flux ϕ_s est donnée par sa dérivée correspondant à la force électromotrice E_s .

En supposant le terme $R_s I_s$ négligeable, on montre que le vecteur $\frac{d\phi_s}{dt}$ qui représente la vitesse de déplacement de l'extrémité du flux est pratiquement égal au vecteur tension V_s . Le flux magnétique se déplace donc sur une droite dans la direction de V_s à une vitesse constante et égale à $\sqrt{\frac{2}{3}} U_o$. Pour un vecteur V_s nul, le vecteur ϕ_s reste stationnaire.

L'extrémité du flux statorique suit la direction donnée par la force électromotrice $\frac{d\phi_s}{dt}$ avec un déplacement qui correspond à la dérivée angulaire [CHAP 95].

Dans la figure II.5, on présente les trois directions possibles de ce vecteur flux φ_s . Ainsi, on peut voir que pour un vecteur tension donné, le déplacement angulaire de l'extrémité du flux statorique est maximal, si ce même vecteur est perpendiculaire à la direction du vecteur φ_s . Par contre, dans le cas où est décalé par rapport à la perpendiculaire de φ_s (α_1 en avant, ou α_2 en arrière), on observe un déplacement moindre de l'extrémité du φ_s . On relève que la "vitesse" de déplacement de l'extrémité du flux est nulle, si l'on applique un vecteur tension nul (en négligeant le terme $R_s I_s$) [CHAP 96].

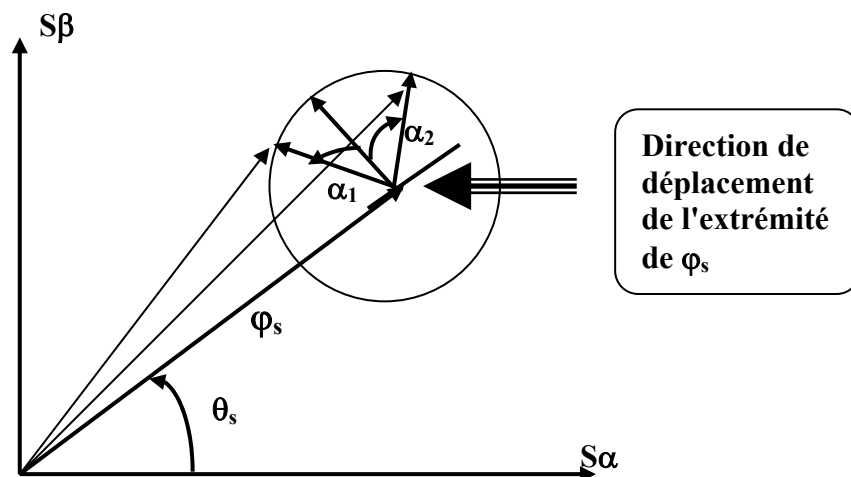


Figure II.5. Composantes du vecteur flux dérivé

On constate sur la figure II.6 que la composante tangentielle du vecteur tension appliqué a pour effet de contrôler le couple alors que la composante radiale agit sur l'amplitude du flux φ_s [ZOLG 97].

Effectivement, la composante tangentielle a pour effet d'accélérer (ou de ralentir) le vecteur φ_s par rapport au vecteur flux rotorique φ_r , augmentant ainsi (ou diminuant) l'écart angulaire entre ces deux vecteurs. Ceci a pour conséquence de faire varier, dans un sens ou dans un autre, l'amplitude du couple électromagnétique à amplitude flux statorique pratiquement constante. Il est clair que la composante radiale n'a d'effet que sur l'amplitude du flux statorique.

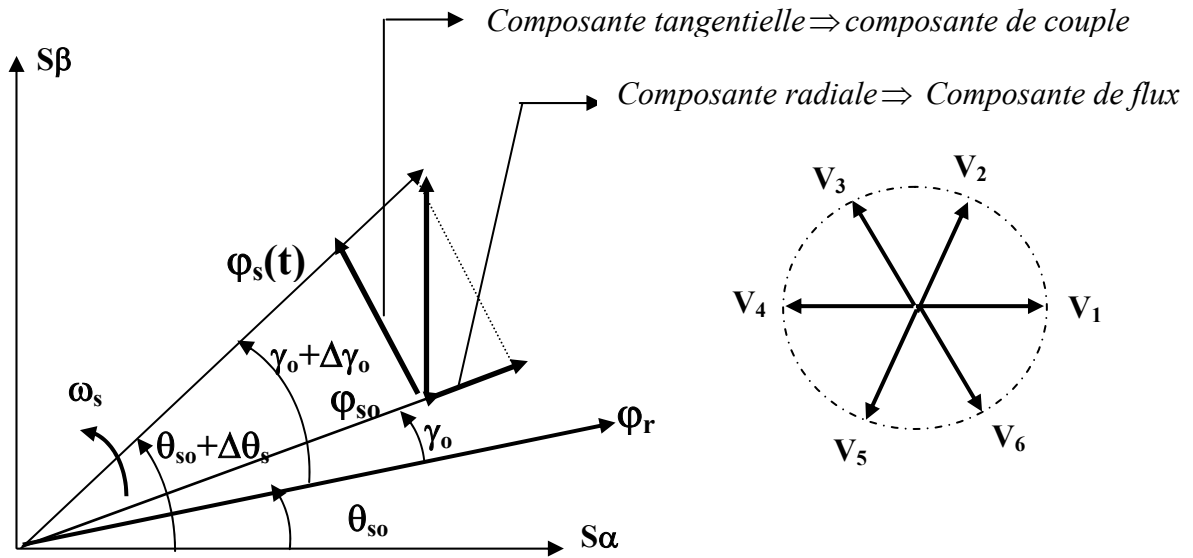


Figure II.6 Exemple de l'évolution de l'extrémité de φ_s pour $R_s I_s$ négligeable et $V_s = V_3$

2.3. CONTROLE DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE

Pour exposer qualitativement les principes du contrôle du couple, il est commode de supposer qu'en régime établi, la vitesse de rotation $\Omega_o = \frac{\omega_o}{P}$ est constante, le vecteur flux φ_s tourne avec une amplitude constante φ_{s0} à une vitesse de rotation constante en moyenne ω_{s0} . On suppose également que le vecteur flux rotorique φ_r conserve une amplitude constante et tourne à la même pulsation moyenne ω_{s0} que le vecteur flux statorique.

Pour un instant t_o donné, on pose :

$$\begin{cases} \bar{\varphi}_{s0} = \varphi_{s0} e^{j \theta_{s0}} \\ \bar{\varphi}_{r0} = \varphi_{r0} e^{j \theta_{r0}} \end{cases} \quad (II.15)$$

On a alors :

$$\left[\frac{d\varphi_r}{dt} \right]_{t_o} = j \omega_{s0} \bar{\varphi}_{r0} \quad (II.16)$$

En reportant (II.15) dans l'expression de la tension côté rotor (II.2) on obtient :

$$\varphi_{r0} = \frac{Lm}{Ls} \frac{1}{\sqrt{1 + \omega_{ro}^2 \sigma^2 T_r^2}} \varphi_{s0} e^{-j\gamma_o} \quad (II.17)$$

$$\text{En posant : } \gamma_o = \theta_{so} - \theta_{ro} = \text{arctg}(\omega_{ro} \sigma T_r) \quad (\text{II.18})$$

$$\text{Et : } \begin{cases} \cos \gamma_o = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega_{ro}^2 \sigma^2 T_r^2}} \\ \sin \gamma_o = \frac{\omega_{ro} \sigma T_r}{\sqrt{1 + \omega_{ro}^2 \sigma^2 T_r^2}} \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

Le couple électromagnétique peut être exprimé en fonction du flux rotorique et statorique par.

$$\Gamma_{elm} = P \frac{Lm}{\sigma L_s L_r} \text{Im} \left[\varphi_s \varphi_r^* \right] \quad (\text{II.20})$$

Par conséquent, en prenant les conditions exposées précédemment à l'instant t_o , le couple électromagnétique de l'expression (II.20) peut s'écrire sous la forme suivante :

$$\Gamma_o = P \frac{Lm}{\sigma L_r L_s} \varphi_{so} \varphi_{ro} \sin \gamma_o \quad (\text{II.21})$$

En appliquant à l'instant t_o un vecteur V_s tangentielle, on impose à la vitesse de rotation de φ_s , un échelon de pulsation $\Delta\omega_{s1}$. On peut noter alors une modification des expressions des flux statorique et rotorique (II.15), soit :

$$\begin{cases} \varphi_s = \varphi_s e^{j\theta_s} = \varphi_{so} e^{j(\theta_{so} + \Delta\theta_s)} \\ \varphi_r = \varphi_r e^{j\theta_r} = (\varphi_{ro} + \Delta\varphi_r) e^{j(\theta_{ro} + \Delta\theta_r)} \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

$$\text{Avec : } \Delta\theta_s = (\omega_{so} + \Delta\omega_{s1})(t - t_o) \quad (\text{II.23})$$

La figure (II.7) montre l'évolution des flux statorique et rotorique après un échelon de pulsation $\Delta\omega_{s1}$.

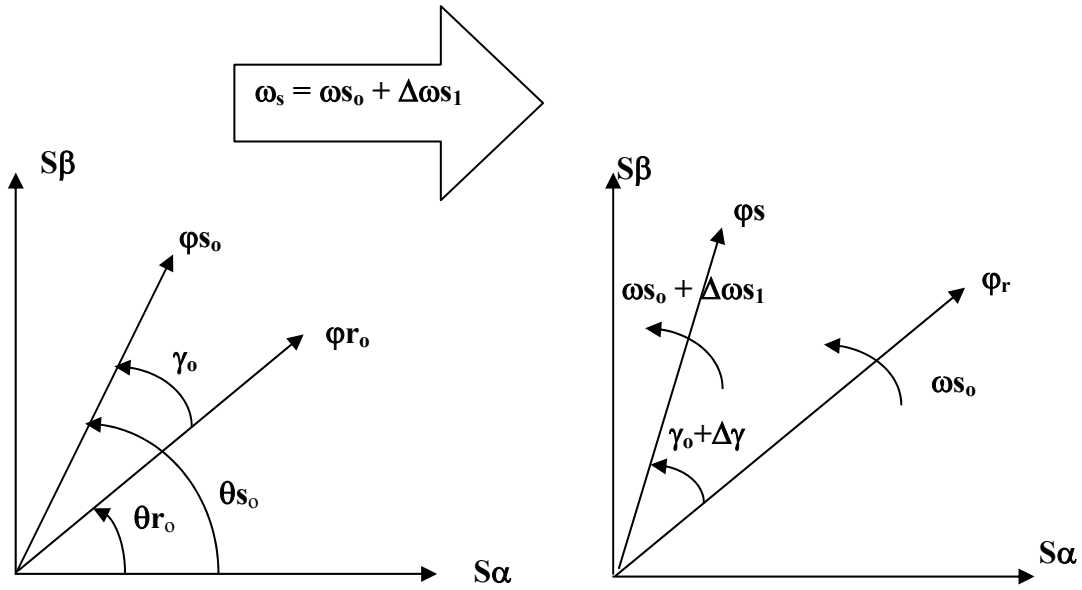


Figure II.7 : Evolution des flux φ_s et φ_r après un échelon de pulsation $\Delta\omega_{s1}$

De l'expression du flux rotorique (II.22), on peut en déduire la relation de la dérivée de cette grandeur par rapport au temps, soit :

$$\frac{d\varphi_r}{dt} = \frac{d\Delta\varphi_r}{dt} e^{j\theta_r} + j \frac{d\Delta\theta_r}{dt} \varphi_r \quad (\text{II.24})$$

Avec : $\Delta\theta_r = \Delta\theta_s - \Delta\gamma$ (II.25)

En introduisant les équations données par (II.22) et (II.24) dans l'expression de la tension côté rotor (II.2), on obtient la relation suivante :

$$\begin{aligned} & j \left[\frac{d\Delta\theta_s}{dt} - \omega_o - \frac{d\Delta\gamma}{dt} \right] (\varphi_{r0} + \Delta\varphi_r) + \frac{1}{\sigma T_r} (\varphi_{r0} + \Delta\varphi_r) + \frac{d\Delta\varphi_r}{dt} \\ & = \frac{1}{\sigma T_r} \frac{Lm}{Ls} \varphi_{s0} e^{j(\gamma_o + \Delta\gamma)} \end{aligned} \quad (\text{II.26})$$

En séparant partie réelle et partie imaginaire et en effectuant des approximations au premier ordre, on obtient les expressions suivantes :

$$\begin{cases} \cos(\gamma_o + \Delta\gamma) \# \cos \gamma_o - \sin \gamma_o \Delta\gamma \\ \sin(\gamma_o + \Delta\gamma) \# \sin \gamma_o + \cos \gamma_o \Delta\gamma \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

On relève donc :

$$\begin{cases} \frac{d\Delta\varphi_r}{dt} + \frac{1}{\sigma\tau_r} (\varphi_{ro} + \Delta\varphi_r) \# \frac{1}{\sigma T_r} \frac{Lm}{Ls} \varphi_{so} (\cos\gamma_o - \sin\gamma_o \Delta\gamma) \\ \left[\frac{d\Delta\theta_s}{dt} - \omega_{so} - \frac{d\Delta\gamma}{dt} \right] (\varphi_{ro} + \Delta\varphi_r) \# \frac{1}{\sigma T_r} \frac{Lm}{Ls} \varphi_{so} (\sin\gamma_o + \cos\gamma_o \Delta\gamma) \end{cases} \quad (\text{II.28})$$

Un développement de calcul conduit à :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \left(\frac{\Delta\varphi_r}{\varphi_{ro}} \right) + \frac{1}{\sigma T_r} \left(\frac{\Delta\varphi_r}{\varphi_{ro}} \right) \# -\omega_{ro} \Delta\gamma \\ \frac{d\Delta\gamma}{dt} + \frac{1}{\sigma T_r} \Delta\gamma \# \Delta\omega_{s1} + \left(\frac{\omega_{so}}{\varphi_{ro}} - \frac{\omega_{ro}}{\varphi_{so}} \right) \Delta\varphi_r \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

L'examen des deux équations différentielles permet de prévoir qu'immédiatement après t_0 sur quelques périodes d'échantillonnage T_e , en respectant la condition suivante :

$$T_e \ll \sigma T_r \quad (\text{II.30})$$

On obtient les relations suivantes :

$$\Delta\varphi_r \# 0 \quad (\text{II.31})$$

$$\Delta\gamma \# \Delta\omega_{s1} (t - t_o)$$

A partir de ces dernières équations, on observe que le vecteur flux rotorique φ_r continu à tourner à la pulsation ω_{so} , en conservant la même amplitude φ_{ro} . On voit cependant que cette amplitude va tendre progressivement à varier en sens contraire de $\Delta\gamma$.

Ainsi, immédiatement après t_0 , l'expression du couple (II.21) est modifiée et peut s'écrire sous la forme suivante :

$$\Gamma_{elm} = P \frac{Lm}{\sigma Lr Ls} \varphi_{so} \varphi_{ro} \sin(\gamma_o + \Delta\gamma) \quad (\text{II.32})$$

Ce qui peut également s'écrire :

$$\Gamma_{elm} = P \frac{Lm}{\sigma Lr Ls} \varphi_{so} \varphi_{ro} \sin \gamma_o + P \frac{Lm}{\sigma Lr Ls} \varphi_{so} \varphi_{ro} \cos \gamma_o \Delta\omega_{s1} (t - t_o) \quad (\text{II.33})$$

Soit:

$$\Gamma_{elm} \# \Gamma_o + \Delta\Gamma_1 \quad (\text{II.34})$$

Cette dernière équation montre que les variations du couple sont contrôlées uniquement à partir de la vitesse de rotation du vecteur φ_s . C'est à dire toute variation de l'angle γ entre les flux statorique et rotorique fait varier le couple.

Comme on l'a vu, $\Delta\omega_s$ est maximale si la composante tangentielle du vecteur tension appliqué est maximale. C'est la raison pour la quelle on l'appelle la composante du couple.

Si la condition $\Delta\omega_{s1} > 0$ est respectée, le couple électromagnétique croît comme le montre la figure II.8 (a). Dans ce cas on a une accélération du vecteur φ_s .

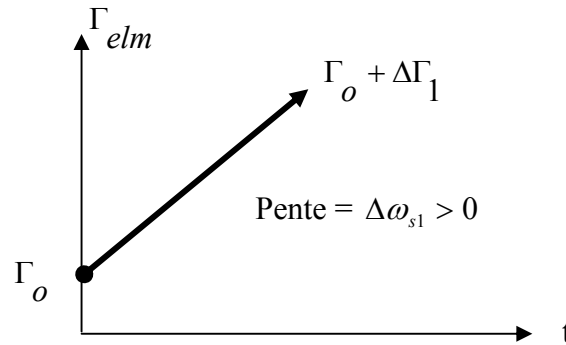


Fig. II.8.(a) : Progression du couple Γ_{elm} pour une variation positive de $\Delta\omega_{s1}$

Par contre, si l'échelon de pulsation respecte la condition : $\Delta\omega_{s1} < 0$, alors le couple électromagnétique décroît et on a une décélération de vecteur φ_s (Figure II.8.(b)).

On note que le cas extrême correspond à $\omega_{s1}=0$, c'est à dire que $\Delta\omega_{s1} = -\omega_{so}$

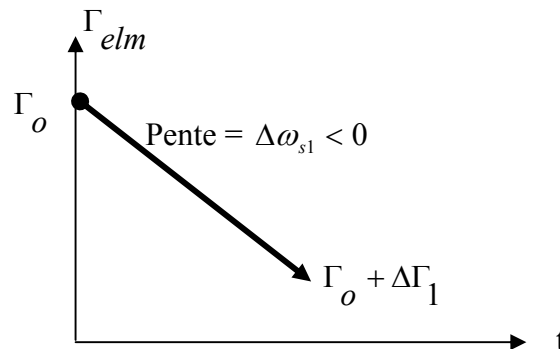


Figure II.8. (b) : Progression du couple Γ_{elm} pour une variation négative de $\Delta\omega_{s1}$

2.4. LIMITE DE CONTROLE DU COUPLE

Comme on l'a exposé, pour augmenter le couple, le vecteur tension appliqué doit être capable de créer une pulsation statorique plus grande que la vitesse de rotation. La pulsation statorique est maximale lorsque la composante du flux du vecteur tension est nulle, Figure (II.9). Dans ces conditions on a :

$$\operatorname{tg}(\Delta\theta_s) = \frac{V_s T_e}{\varphi_{s0}} \quad (\text{II.35})$$

Pendant une période d'échantillonnage assez petite, on peut utiliser l'approximation de la tangente et écrire :

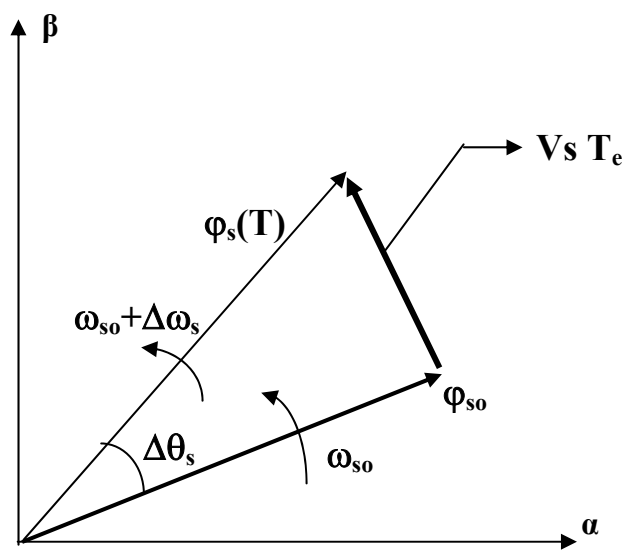


Figure II.9: évolution du flux pour créer la pulsation statorique maximale

$$\Delta\theta_s \approx \frac{V_s T_e}{\varphi_{s0}} \quad (\text{II.36})$$

Par conséquent, pour un $\Delta\omega_s$ positif, il faut que le déplacement angulaire $\Delta\theta_s$ du flux statorique soit plus grand que celui du flux rotorique ($\omega_{so} T_e$).

$$\omega_{so} < \frac{V_s}{\varphi_{s0}} \quad (\text{II.37})$$

Par ailleurs, si on fixe l'amplitude et si on augmente trop la vitesse de rotation de la machine, le système n'est plus capable de suivre le couple de consigne [ZOLG 97].

Donc le même vecteur tension peut provoquer une rotation du flux statorique plus importante si l'amplitude du flux est moins grande (figure II.10).

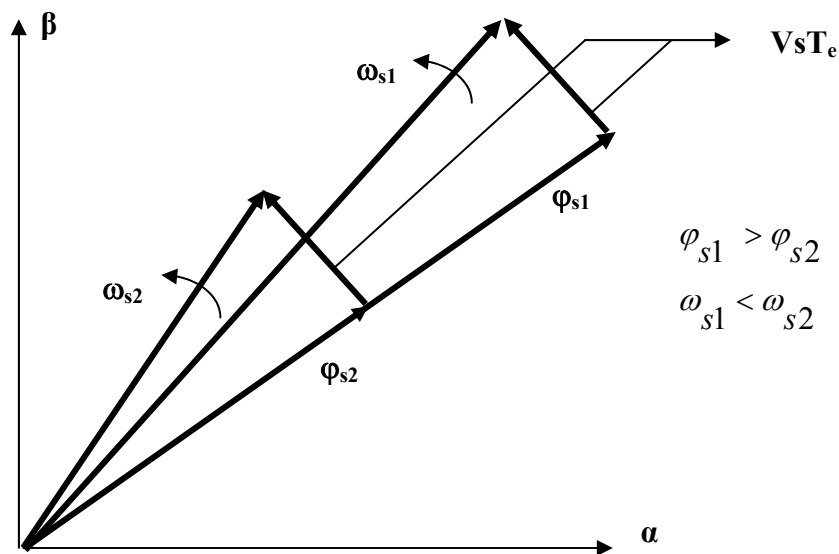


Figure II.10 : Effet de défluxage sur la pulsation

Nous concluons donc que le couple peut être contrôlé à haute vitesse mais avec une machine defluxée [ZAIM-5 99], ou avec une commande par transition de modes, [PELI 96].

3. DESCRIPTION DE LA STRUCTURE DE CONTROLE

3.1. SELECTION DU VECTEUR TENSION V_s

Le choix de V_s dépend de la variation souhaitée pour le module du flux statorique φ_s , du sens de rotation de φ_s , mais également de l'évolution souhaitée pour le couple. En sélectionnant un vecteur V_s ($S_a S_b S_c$) approprié, l'extrémité du flux peut être contrôlée et déplacée de manière à maintenir l'amplitude du vecteur flux à l'intérieur d'une fourchette.

Ainsi, nous pouvons délimiter l'espace d'évolution de φ_s dans le référentiel fixe (S) en le décomposant en six zones i (avec $i = [1, 6]$), symétriques par rapport aux directions des vecteurs tensions non nuls, déterminé à partir des composantes du flux sur les axes (α) et (β) [TAKA 86]. L'axe (α) étant choisi confondu avec l'axe du bobinage (a) de l'enroulement triphasé (a, b, c), que l'on retrouve sur la figure (II.3).

Lorsque le vecteur flux se trouve dans une zone numérotée i , les deux vecteurs V_i et V_{i+3} ont la composante de flux la plus importante. En plus leur effet sur le couple dépend de la position du vecteur flux dans la zone, Ainsi ils ne sont jamais appliqués quel que soit le sens d'évolution du flux ou du couple.

Le contrôle du flux et du couple est assuré en sélectionnant un des quatre vecteurs non nuls V_{i+1} , V_{i-1} , V_{i+2} , V_{i-2} sur toute la zone i ou un des deux vecteurs nuls. Le rôle du vecteur tension sélectionné reste le même. Ceci est décrit sur la figure (II.11).

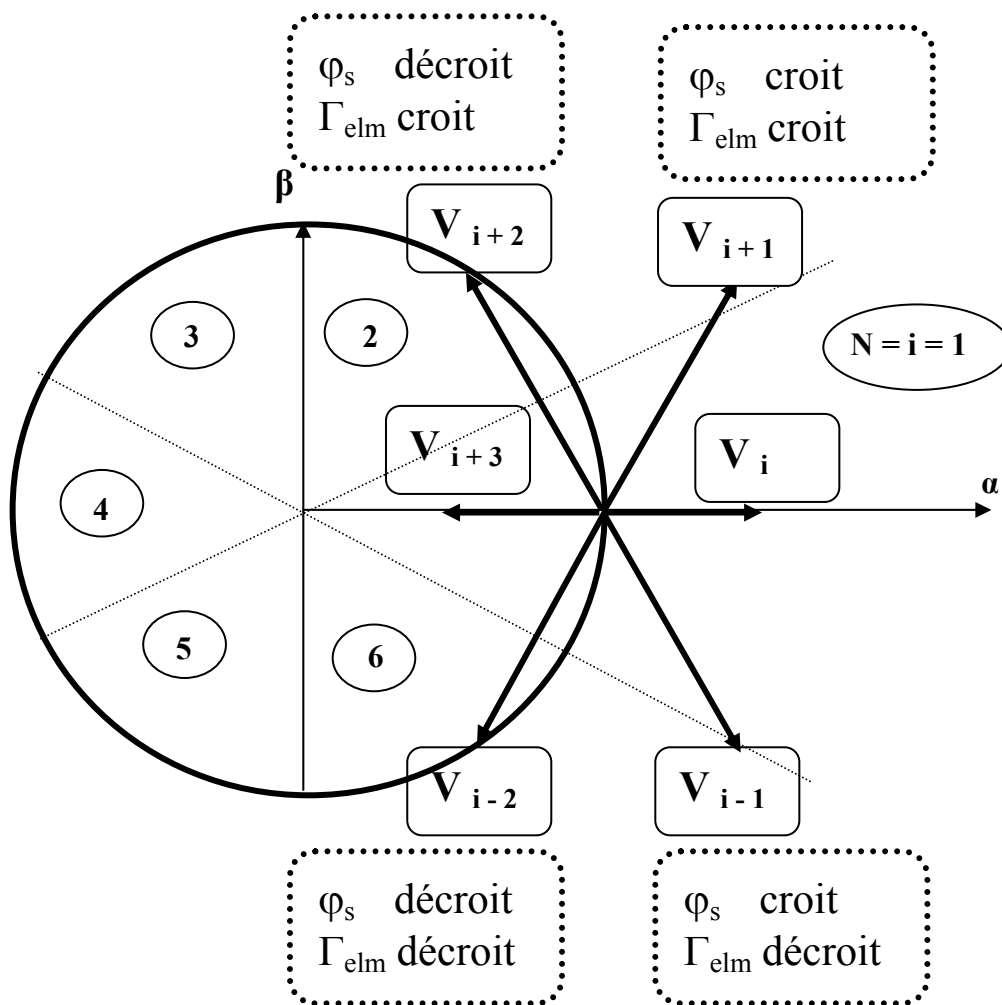


Figure II.11 : Sélection du vecteur tension selon la zone $N = i$

Pour fixer l'amplitude du flux statorique, l'extrémité du vecteur flux doit avoir une trajectoire circulaire. Pour cela, le vecteur tension appliqué doit toujours être perpendiculaire au vecteur flux. Mais comme on a que huit vecteurs, on est obligé d'accepter une variation d'amplitude autour de la valeur fixe souhaitée.

- Si V_{i+1} est sélectionné alors l'amplitude du flux croît et le couple croît.
- Si V_{i+2} est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple croît.
- Si V_{i-1} est sélectionné alors l'amplitude du flux croît et le couple décroît.
- Si V_{i-2} est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple décroît.

Si on applique V_0 ou V_7 le vecteur flux s'arrête et le couple décroît si la vitesse est positive et croît si la vitesse est négative. Cependant, le niveau d'efficacité de chaque vecteur dépend de la position du vecteur flux dans la zone i . En début de zone i , les vecteurs V_{i+1} et V_{i-2} sont perpendiculaires au vecteur flux. Par conséquent, leur composante de flux est

négligeable. Donc le changement du couple est très rapide et l'amplitude du flux ne change pas considérablement.

A la même position, les angles entre V_{i-1} et V_{i+2} et le vecteur flux sont de 150° et de 30° respectivement. Donc leur composante de flux est très importante et leur composante de couple est très petite. Les variations du flux après l'application de ces deux vecteurs tensions sont importantes et les changements de couple sont très faibles [ZOLG 97], Voir figure (II.12).

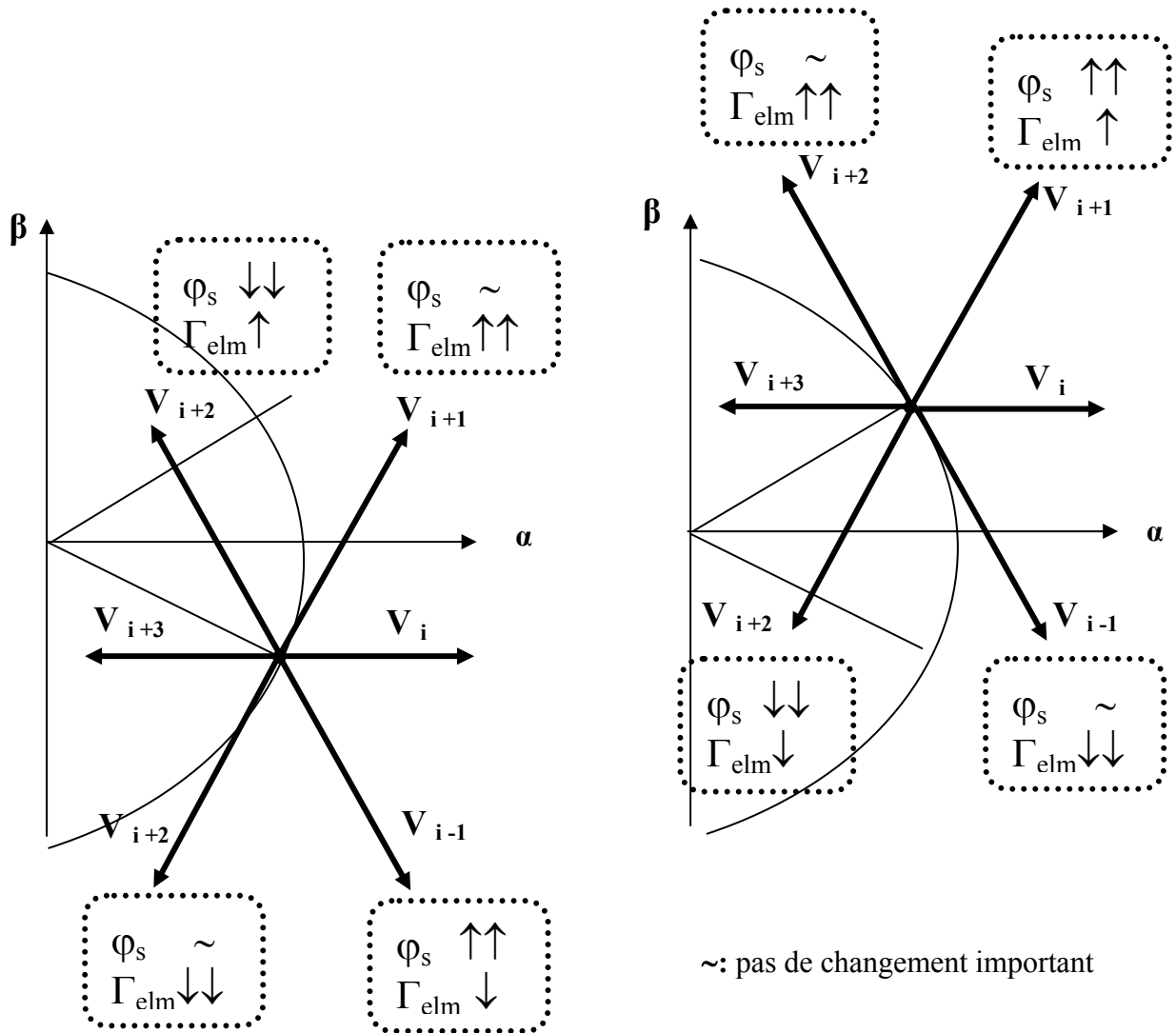


Figure II.12 : Différents effets des vecteurs tensions au début et à la fin de zone

3.2. STRUCTURE DU SYSTEME DU CONTROLE DIRECT DU COUPLE

Les principes du contrôle direct du couple ont été décrits dans leur ensemble. Cependant, les consignes d'entrée du système de contrôle sont le couple et l'amplitude du flux statorique. Les performances du système de contrôle dépendent de la précision dans l'estimation de ces valeurs.

3.3. ESTIMATION DU FLUX STATORIQUE

Fondamentalement, la structure DTC exige l'estimation du flux et du couple. Le flux statorique peut être estimé par différentes techniques dépendant ou non de la vitesse angulaire du rotor (ou la position), mesurée ou non.

L'estimateur classique du "modèle tension" est couramment utilisé. Ainsi, l'amplitude du flux statorique est estimée à partir de ses composantes suivant les axes (α, β) , soit :

$$\varphi_s = \varphi_{\alpha s} + j \varphi_{\beta s} \quad (\text{II.38})$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\varphi_s = \sqrt{\varphi_{\alpha s}^2 + \varphi_{\beta s}^2} \quad (\text{II.39})$$

$$\begin{cases} \varphi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{\alpha s} - R_s I_{\alpha s}) dt \\ \varphi_{s\beta} = \int_0^t (V_{\beta s} - R_s I_{\beta s}) dt \end{cases} \quad (\text{II.40})$$

Les composantes $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$ du vecteur courant sont obtenues par l'application de la transformation de Concordia aux courants mesurés I_{as} , I_{bs} , I_{cs} . Soit:

$$I_s = I_{\alpha s} + j I_{\beta s} \quad (\text{II.41})$$

$$\begin{cases} I_{\alpha s} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_{as} \\ I_{\beta s} = \left[\frac{1}{\sqrt{2}} (I_{bs} - I_{cs}) \right] \end{cases} \quad (\text{II.42})$$

On reconstruit les composantes du vecteur tension à partir de la mesure de la tension d'entrée de l'onduleur, des états des interrupteurs (S_a S_b S_c), et en appliquant la transformation de Concordia :

$$V_s = V_{\alpha s} + j V_{\beta s} \quad (\text{II.43})$$

$$\begin{cases} V_{\alpha s} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(V_a - \frac{1}{2} (V_b + V_c) \right) = \sqrt{\frac{2}{3}} U_o \left(S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right) \\ V_{\beta s} = \frac{1}{\sqrt{2}} (V_b - V_c) = \frac{1}{\sqrt{2}} U_o (S_b - S_c) \end{cases} \quad (\text{II.44})$$

Ces équations représentent les étapes du calcul nécessaire à l'estimation de l'amplitude du flux statorique. Cette méthode est très simple elle exige seulement la connaissance de la résistance statorique R_s , où l'effet d'une erreur sur cette dernière est négligeable à haute fréquence.

En outre, à vitesse très basse, l'intégration de l'équation II.40 donne des résultats inexacts, par conséquent l'entraînement est limité à une marge de vitesse supérieure à environ 5% de la vitesse estimée [CASA 94].

Quand la vitesse est estimée, le flux statorique peut être estimé à partir du "modèle en courant", cette méthode est basée sur le calcul du flux rotorique par l'équation suivante:

$$\text{En basse vitesse : } \varphi_r = \int_0^t \left[\frac{L_m}{T_r} I_s + j p \Omega \varphi_r - \frac{\varphi_r}{T_r} \right] dt \quad (\text{II.45})$$

Le flux statorique φ_s est obtenu alors à partir du flux rotorique comme suit :

$$\varphi_s = \frac{L_m}{L_r} \varphi_r + \sigma L_s I_s \quad (\text{II.46})$$

L'implémentation de l'estimateur du φ_r basée sur l'équation (II.45) exige la connaissance d'un nombre plus grand de paramètres par rapport à celle basée sur l'équation (II.40). En outre, dans ce dernier cas on a besoin d'une mesure exacte de la vitesse. Cela est illustré en écrivant l'équation (II.45) en régime permanent.

$$\varphi_r = \frac{L_m}{1 + j T_r (\omega_s - p\Omega)} I_s \quad (\text{II.47})$$

L'équation (II.47) montre clairement que pour une petite valeur de $\omega_r = \omega_s - p\Omega$ même un petit pourcentage d'erreur dans la mesure de la vitesse ne détermine pas une erreur négligeable dans le flux rotorique, en particulier à haute vitesse.

L'usage combiné de "modèle en courant" et "modèle en tension" autorise un calcul exact du flux φ_r selon la gamme de vitesse, En particulier la première méthode est convenable à haute vitesse alors que la seconde à basse vitesse [CASA 94], [HABE 98].

Par ailleurs, Les nombreux travaux effectués dans ce domaine montrent l'intérêt considérable qu'a suscité cette technique de contrôle concernant l'estimation du flux. A savoir des estimateurs basés sur la logique floue [ZAIM-3 99], approche avec les structures variables et les modes glissants [LASC-1 04], [LASC-2 04], les filtres de Kalman, observateurs [BIRD 96], [ZAIM-4 99], [MAES 00], [JUNF 04].

3.4. ELABORATION DU CONTROLEUR DE FLUX

Comme on l'a déjà vu, lorsque le flux se trouve dans la zone $N=i$, V_{i+1} ou V_{i-1} sont choisis pour augmenter l'amplitude du flux, et V_{i+2} ou V_{i-2} sont choisis pour diminuer l'amplitude du flux, figure (II.13). Ce qui montre que le choix du vecteur tension dépend du signe de l'erreur du flux et indépendamment de l'amplitude de l'erreur. Donc la sortie du correcteur du flux peut être une variable booléenne :

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

On ajoute une bande d'hystérésis autour de zéro pour éviter les commutations inutiles lorsque l'erreur de flux est très petite. Le choix du correcteur à hystérésis à deux niveaux semble être la solution la plus simple et la plus adaptée à la commande étudiée. En effet avec ce type de correcteur, on peut facilement contrôler et maintenir l'extrémité du vecteur flux φ_s , dans une couronne circulaire.

La sortie du contrôleur de flux $cflx$, indique les dépassements supérieurs et inférieurs de l'amplitude du flux. Le comparateur à hystérésis à deux niveaux, appliqué sur le flux, permet de respecter $|\varphi_{ref} - \varphi_s| < \Delta\varphi$, avec φ_{ref} la consigne de flux et $\Delta\varphi$ l'écart d'hystérésis du contrôleur.

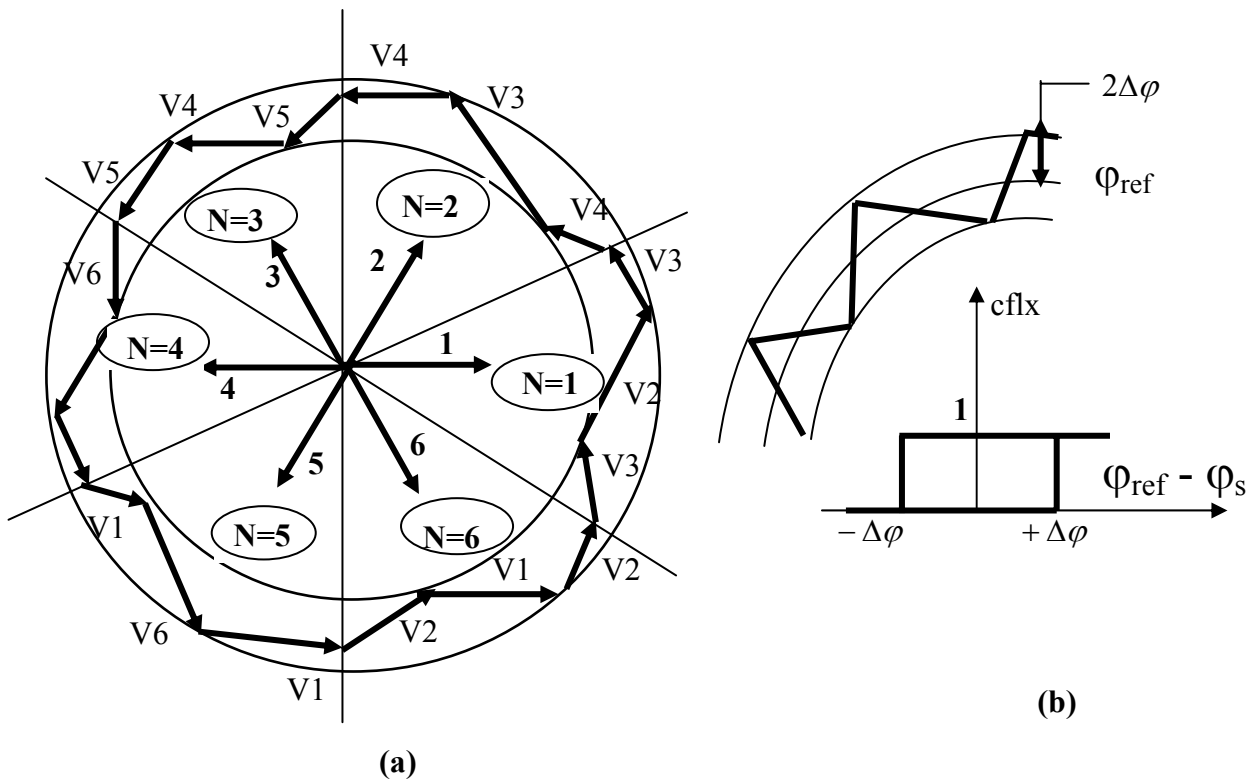


Figure II.13 (a) : Sélection des vecteurs V_s correspondant au contrôle de l'amplitude φ_s
 (b) : Contrôle à hystérésis à deux niveaux

A noter qu'à cause de processus de commutation, le flux φ_s décrit une trajectoire irrégulière, pendant que le lieu géométrique du vecteur flux rotorique est pratiquement un cercle car le rotor présente un filtre passe bas par rapport au stator. En effet le flux rotorique peut être exprimé dans le repère lié au rotor comme suit :

$$\varphi_r = \frac{L_m}{L_s} \frac{1}{1 + p \sigma T_r} \varphi_s \tag{II.48}$$

Cette équation montre clairement la dynamique de la réponse du flux rotorique aux variations du flux statorique. Dans les conditions idéales, le flux statorique décrit une trajectoire circulaire.

3.5. ESTIMATION DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE

Le couple électromagnétique peut être estimé à partir des grandeurs estimées du flux $\varphi_{\alpha s}$, $\varphi_{\beta s}$ et les grandeurs calculées du courant, $I_{\alpha s}$ et $I_{\beta s}$:

$$\Gamma_{elm} = p (\varphi_{\alpha s} I_{\beta s} - \varphi_{\beta s} I_{\alpha s}) \quad (\text{II.49})$$

On peut voir que l'exactitude de l'expression du couple dépend de la qualité d'estimation du flux.

En régime établi, l'expression du couple électromagnétique peut être exprimée par une fonction sinusoïdale :

$$\Gamma_{elm0} = \Gamma_{\max0} \cdot \sin 2\gamma_0 \quad (\text{II.50})$$

Avec $\Gamma_{\max0}$ et γ_0 sont respectivement le couple et l'angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique.

$$\Gamma_{\max0} = p \cdot \frac{1-\sigma}{2\sigma L_s} \cdot \varphi_{s0}^2 \quad ; \quad \gamma_0 = \theta_{s0} - \theta_{r0} \quad (\text{II.51})$$

Les équations (II.50) et (II.51) ont été établies en supposant que le flux statorique et rotorique tournent avec une amplitude constante. En considérant une variation en échelon sur l'amplitude et l'argument de $\bar{\varphi}_s$, le vecteur flux rotorique $\bar{\varphi}_r$ continue à tourner à la même vitesse. Ainsi, la dynamique de l'angle θ_s du flux statorique est pratiquement grande comparée à celle de l'angle du flux rotorique θ_r . Dans ces conditions, l'effet du vecteur tension sur le couple de la machine peut être exprimé par le développement de Taylor du premier ordre [BACH 98], soit :

$$\Delta\Gamma_{elm} \approx K_{\varphi} \cdot \Delta\varphi_s + K_{\theta} \cdot \Delta\theta_s \quad (\text{II.52})$$

Les coefficients de sensibilité K_{φ} et K_{θ} sont définis par:

$$\begin{cases} K_{\varphi} = \frac{\partial\Gamma_{elm}}{\partial\varphi_s} = \frac{2}{\varphi_{s0}} \Gamma_{elm0} \\ K_{\theta} = \frac{\partial\Gamma_{elm}}{\partial\theta_s} = 2\Gamma_{\max0} \cdot \cos 2\gamma_0 \end{cases} \quad (\text{II.53})$$

A partir des équations (II.14), (II.52) et (II.53) on obtient :

$$\Delta\Gamma_{elm} = 2 \cdot \frac{V_s T_e}{\varphi_{so}} \Gamma_{elm0} \cdot \cos(\theta_v - \theta_{so}) + \frac{2 \cdot V_s T_e}{\varphi_{so}} \cdot \sqrt{\Gamma_{max0}^2 - \Gamma_{elm0}^2} \cdot \sin(\theta_v - \theta_{so}) \quad (\text{II.54})$$

Cela montre la faisabilité du contrôle du couple par une sélection adéquate du vecteur tension V_s .

3.6. ELABORATION DU CONTROLEUR DU COUPLE

Deux types de comparateurs à hystérésis (deux niveaux ou trois niveaux), peuvent être envisagés pour contrôler le couple. Mais on sait que le couple peut croître ou décroître en appliquant les vecteurs tensions nuls. L'avantage d'utiliser le vecteur tension nul est que grâce aux changements moins rapides de couple (que lorsqu'on applique un vecteur tension non nul), on diminue le nombre de commutations. En plus le vecteur nul appliqué peut être choisi de manière à réduire encore plus le nombre de commutations.

On constate que pour appliquer V_{i-1} après V_{i+1} ou vice versa, il faut une commutation dans deux bras différents. De même pour appliquer V_{i-2} après V_{i+2} et vice versa, mais il y a toujours un vecteur nul qu'on applique après un vecteur non nul avec une seule commutation.

- $V1, V3, V5 \Leftrightarrow V0$: une commutation
- $V2, V4, V6 \Leftrightarrow V7$: une commutation

3.6.1 LE COMPAREUR A TROIS NIVEAUX

Le comparateur à trois niveaux permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation ($\Gamma_{elm} > 0$ ou $\Gamma_{elm} < 0$) soit pour un couple positif, soit pour un couple négatif. Ainsi, le comparateur à trois niveaux confère à la commande la possibilité de fonctionner dans les quatre quadrants sans modification de la structure de commande.

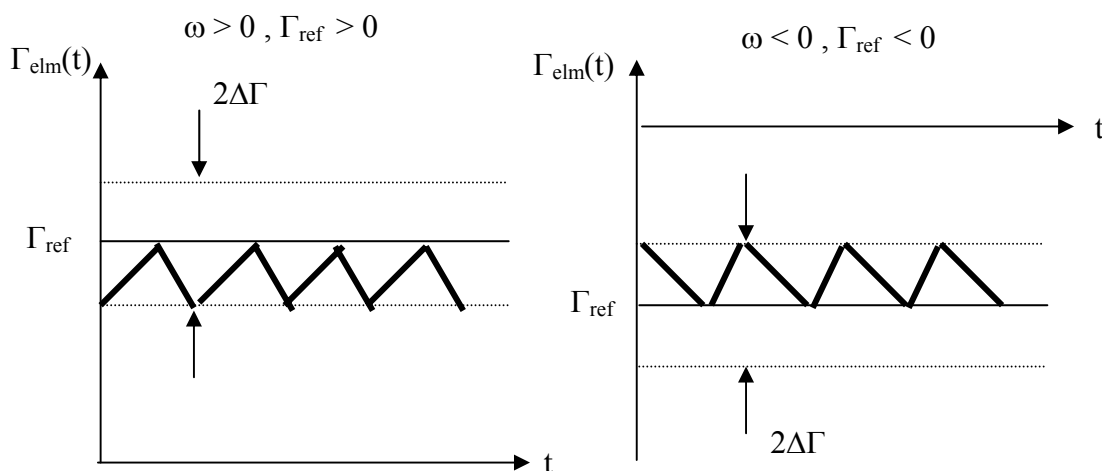


Figure II.14 : évolution idéale du couple

La figure (II.15) montre l'état de sortie logique *ccpl* du comparateur suivant l'évolution du couple électromagnétique Γ_{elm} par rapport au signe du couple de référence Γ_{ref} .

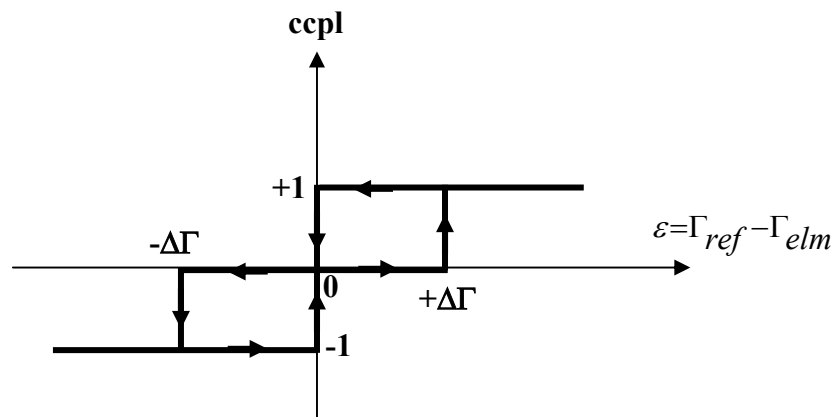


Figure II.15 : contrôle du couple électromagnétique à l'aide d'un comparateur à hystérésis à trois niveaux

On définit la fonction de sortie du correcteur du couple de telle sorte qu'il respecte la condition $|\Gamma_{ref} - \Gamma_{elm}| < \Delta\Gamma$, avec $\Delta\Gamma$ l'écart d'hystérésis. Ainsi, lorsque le couple doit être augmenté et que la consigne de couple est positive, la sortie du contrôleur *ccpl* est égale à 1. Inversement si elle est négative *ccpl* est égale à -1. Dans le cas où l'état de sortie du comparateur *ccpl* est égale à 0, le couple doit être diminué.

En effet, pour diminuer la valeur du couple, en plus des vecteurs nuls, on peut appliquer les vecteurs V_{i-1} et V_{i-2} ce qui permet une décroissance rapide du couple électromagnétique.

Avec le correcteur à hystérésis à trois niveaux, le vecteur flux rotorique φ_r , pour un sens de rotation du moteur donné, rattrape le flux φ_s lorsque ce dernier est à l'arrêt ou se déplace en sens inverse de rotation du moteur.

En raison d'application des vecteurs nuls appropriés, l'onduleur peut donc avoir, en cours de fonctionnement, des phases de mise en veille des interrupteurs d'un bras de convertisseur.

3.6.2. LE COMPAREUR A DEUX NIVEAUX

Ce correcteur est plus simple, il se réduit au contrôle du couple sur un seul sens de rotation du moteur, ce qui convient aux applications de type traction. Ainsi, seuls les vecteurs V_{i+1} et V_{i+2} peuvent être appliqués pour faire évoluer le vecteur flux φ_s . Dans ce cas, le couple électromagnétique ne peut être diminué que par la sélection de vecteurs nuls. Donc, on aura un fonctionnement à deux quadrants.

Le changement de sens de rotation du moteur dans ce type de correcteur se fait par croisement des phases du moteur, car le sens de rotation du vecteur flux φ_s est unique. Il est à signaler que le comparateur à deux niveaux nécessitera un nombre moins élevé de commutations pour une même largeur d'hystérésis de contrôle.

3.7. STRATEGIES DE COMMUTATION DANS LA DTC

Pour une stratégie de commutation donnée, le contrôle direct du couple ainsi que l'ondulation du courant, la fréquence de commutation et la réponse du couple est assez différente à basses et à haute vitesse. Notre objectif est de réaliser un contrôle performant aussi bien en régime permanent qu'en régime transitoire par la combinaison des différentes stratégies de commutation pour élaborer la plus optimale en se basant sur les rapports mathématiques des vecteurs spatiaux de flux statorique, flux rotorique, le courant et la tension statorique.

D'après le principe de la structure DTC, la sélection du vecteur tension adéquate, à chaque période d'échantillonnage, est faite pour maintenir le couple et le flux dans les limites des deux bandes à hystérésis. En particulier la sélection est faite sur la base de l'erreur instantanée du φ_s et de Γ_{elm} .

En considérant le vecteur φ_s dans le plan (α, β) divisé en $N=6$ secteur ($i=1\dots6$), et pour augmenter son amplitude, les vecteurs V_i , V_{i+1} et V_{i-1} peuvent être sélectionnés. Inversement la décroissance de φ_s peut être obtenue par les vecteurs tension V_{i+2} , V_{i-2} et V_{i+3} .

Le vecteur nul n'affecte pratiquement pas le vecteur flux statorique, à l'exception d'un petit affaiblissement dû à la chute statorique $R_s I_s$. Bien sûr, le vecteur tension V_s appliqué pour contrôler le flux statorique affecte aussi la valeur du couple. La table II.1 résume l'action combinée de chaque configuration sur le flux statorique et le couple. Comme il paraît évident pour la vitesse de l'arbre positive ou négative, une augmentation du couple est obtenue en sélectionnant seulement deux vecteurs V_{i+1} et V_{i+2} . Inversement une décroissance du couple peut être obtenue par la sélection des vecteurs V_{i-1} et V_{i-2} . Les vecteurs V_i et V_{i+3} radiales et le vecteur nul affectent le couple suivant le sens de rotation de l'arbre.

Dans ce tableau, une flèche seule spécifie une petite influence, pendant que deux flèches dénotent une influence plus grande.

	V_{i-2}	V_{i-1}	V_i	V_{i+1}	V_{i+2}	V_{i+3}	V_0
φ_s	↓	↑	↑↑	↑	↓	↓↓	↑↓
Γ_{elm} ($\Omega > 0$)	↓↓	↓↓	↓	↑	↑	↓	↓
Γ_{elm} ($\Omega < 0$)	↓	↓	↑	↑↑	↑↑	↑	↑

Table II.1 : Variation du flux et du couple due à l'application des vecteurs tensions V_s

La technique de la bande d'hystérésis appliquée au contrôle du flux et du couple a quatre rôles principaux possibles concernant l'erreur instantanée (quatre états pour l'erreur). Pour chaque condition, il est possible de trouver un vecteur tension au moins qui permet aux erreurs du flux statorique φ_s et du couple Γ d'être réduites. Il est possible de faire suivre au flux et au couple la trajectoire désirée. Cela permet d'avoir un découplage du contrôle du flux et du couple.

3.7.1. ANALYSE DES DIFFERENTES STRATEGIES DE COMMUTATION

Plusieurs vecteurs tension peuvent être sélectionnés pour une combinaison donnée du flux et du couple. Le choix se fait sur la base d'une stratégie prédéfinie et chacune d'elles affecte la poursuite en terme de couple et ondulation du courant, performances dynamiques et deux ou quatre quadrants de fonctionnement.

3.7.1.1 FONCTIONNEMENT A DEUX QUADRANTS

Pour une vitesse positive, deux vecteurs tension V_{i+1} et V_{i+2} seulement peuvent être appliqués pour augmenter le couple selon le flux statorique exigé. Pour diminuer le couple il est possible de sélectionner les vecteurs tensions radiales (V_i ou V_{i+3}) ou le vecteur nul.

	$\Gamma_{elm} \uparrow$	$\Gamma_{elm} \downarrow$		
		A	B	C
$\varphi_s \uparrow$	V_{i+1}	V_0	V_i	V_i
$\varphi_s \downarrow$	V_{i+2}	V_0	V_0	V_{i+3}

Table II.2 : Stratégie de sélection pour un fonctionnement à deux quadrants

L'action du vecteur nul ou des vecteurs radiaux pour la variation du couple est assez semblable. Mais leur influence sur la variation du flux est différente. L'application du vecteur nul affecte légèrement le module du flux, alors, que le vecteur radial l'affecte fortement. Par conséquent, pour garder le flux φ_s dans la bande d'hystérésis un nombre important de commutation est exigée. Pour limiter la fréquence de commutation, il devrait être opportun d'utiliser le vecteur nul. De l'autre côté, à basse vitesse, le système de contrôle sélectionnant le vecteur nul durant beaucoup de temps, avec l'influence de la chute de tension statorique, implique une diminution indésirable du flux. Pour éviter cet inconvénient, quand une baisse du couple est exigée, pour augmenter le flux il est opportun de sélectionner le vecteur radial V_i . Toutes les stratégies basées sur la table II.2 permettent le fonctionnement dans les deux-quadrants seulement car l'utilisation des vecteurs tension en avance (forward) avec le vecteur nul ou radial mènent à ω_s positive.

Cependant, il devrait être signalé que la condition $\omega_s > 0$ impose une limite inférieure au couple à basse vitesse. En fait, considérons le couple exprimé en fonction du flux rotorique et de la pulsation rotorique en régime permanent :

$$\Gamma_{elm} = p \frac{\omega_r}{R_r} \varphi_r^2 \quad (\text{II.55})$$

En considérant l'équation $\omega_s = \omega_r + p \Omega \geq 0$

On aura :

$$\Gamma_{elm} \geq -p^2 \frac{\omega_r}{R_r} \varphi_r^2 \quad (\text{II.56})$$

Cette dernière équation donne analytiquement la valeur limite inférieure du couple, elle est particulièrement importante à très basse vitesse [CASA 94].

3.7.1.2 FONCTIONNEMENT A QUATRE-QUADRANTS

Pour améliorer les performances dynamiques du contrôle direct du couple à basse vitesse et autoriser le fonctionnement à quatre-quadrants, il est nécessaire d'appliquer les vecteurs tension V_{i-1} et V_{i-2} dans le contrôle du couple et du flux. La stratégie qui utilise ces vecteurs en arrière "backward" et les vecteurs en avance "forward" est illustrée par la table II.3.

	$\Gamma_{elm} \uparrow$	$\Gamma_{elm} \downarrow$
$\varphi_s \uparrow$	V_{i+1}	V_{i-1}
$\varphi_s \downarrow$	V_{i+2}	V_{i-2}

Table II.3: stratégie de sélection pour un fonctionnement à quatre-quadrants

Cette stratégie exige au flux statorique de tourner dans les deux sens de rotation, même à très basse vitesse. On a alors de larges valeurs négatives de la pulsation rotorique. Les quelles sont exigées quand le couple sera diminué très vite. Cependant, la stratégie représentée par la table II.3 permet d'obtenir un très bon contrôle du flux même à basse vitesse.

La haute performance dynamique qui peut être obtenue en utilisant les vecteurs tension qui ont une composante tangentielle importante implique une fréquence de commutation très haute. La technique du contrôle proposée par I.Takahashi consiste à utiliser les vecteurs tension nul et "forward", en appliquant les vecteurs "backward" seulement pendant la décroissance du couple et pour inverser la vitesse de l'arbre. Ceci en introduisant un contrôleur à trois niveaux.

Quant le couple dépasse la limite supérieure et inférieure, les vecteurs "backward" et "forward" sont appliqués pour avoir une réponse du couple rapide. Quand le couple traverse la limite centrale, le vecteur nul est sélectionné dans le but d'avoir une fréquence de commutation basse. Ainsi, le couple varie à l'intérieur de la bande supérieure ou inférieure de la bande à hystérésis avec la rotation en avance ou arrière, ce qui permet le fonctionnement à quatre-quadrants. Cependant, cette solution n'évite pas la diminution du flux à basse vitesse due à l'application du vecteur nul, comme on l'a vu précédemment. En outre, le couple dépasse systématiquement la borne supérieure et inférieure même en régime permanent. Cela mène à utiliser le contrôleur à hystérésis à deux niveaux seulement en appliquant les vecteurs "forward" et "backward" selon la table II.3. Vaincre cet inconvénient l'amplitude de la bande pourrait être augmentée, mais cela implique évidemment plus d'ondulation du couple.

Il devrait aussi être noté que l'augmentation de l'amplitude de la bande du contrôleur à trois niveaux implique une très grande différence entre la valeur moyenne du couple correspondant à la vitesse positive ou négative.

3.8. ELABORATION DES TABLES DE COMMUTATION

3.8.1 LES TABLES DE COMMUTATION CORRESPONDANT AU FONCTIONNEMENT A DEUX QUADRANTS

Les tables de commutation sont élaborées en fonction des sorties du correcteur à hystérésis du flux, correcteur à hystérésis du couple et de la zone de position de flux, comme le montre les tableaux suivants :

TABLE-I

N			1	2	3	4	5	6	
ccpl	1	cflx	1	V2	V3	V4	V5	V6	V1
			0	V3	V4	V5	V6	V1	V2
ccpl	0	cflx	1	V7	V0	V7	V0	V7	V0
			0	V0	V7	V0	V7	V0	V7

TABLE-II

N			1	2	3	4	5	6	
ccpl	1	cflx	1	V2	V3	V4	V5	V6	V1
			0	V3	V4	V5	V6	V1	V2
ccpl	0	cflx	1	V1	V2	V3	V4	V5	V6
			0	V0	V7	V0	V7	V0	V7

TABLE-III

N			1	2	3	4	5	6	
ccpl	1	cflx	1	V2	V3	V4	V5	V6	V1
			0	V3	V4	V5	V6	V1	V2
ccpl	0	cflx	1	V1	V2	V3	V4	V5	V6
			0	V4	V5	V6	V1	V2	V3

3.8.2 LES TABLES DE COMMUTATION CORRESPONDANT AU FONCTIONNEMENT A QUATRE QUADRANTS :

TABLE-IV

N			1	2	3	4	5	6	
ccpl	1	cflx	1	V2	V3	V4	V5	V6	V1
			0	V3	V4	V5	V6	V1	V2
ccpl	0	cflx	1	V6	V1	V2	V3	V4	V5
			0	V5	V6	V1	V2	V3	V4

TABLE-V

N		1	2	3	4	5	6	Comparateur	
cflx = 1	ccpl = 1	V2	V3	V4	V5	V6	V1	Deux niveaux	
	ccpl = 0	V7	V0	V7	V0	V7	V0		
	ccpl = -1	V6	V1	V2	V3	V4	V5	Trois niveaux	
cflx = 0	ccpl = 1	V3	V4	V5	V6	V1	V2	Deux niveaux	
	ccpl = 0	V0	V7	V0	V7	V0	V7		
	ccpl = -1	V5	V6	V1	V2	V3	V4	Trois niveaux	

On retrouve bien la formulation de la sélection des vecteurs tensions V_{i+1} , V_{i-1} , V_{i+2} , V_{i-2} , correspondant à une zone $N = i$, et ceci pour un comparateur à deux ou à trois niveaux pour le couple. Les vecteurs nuls V_0 et V_7 sont choisis alternativement de manière à minimiser le nombre de commutations de l'onduleur.

3.9. STRUCTURE GENERALE DU CONTROLE DIRECT DU COUPLE

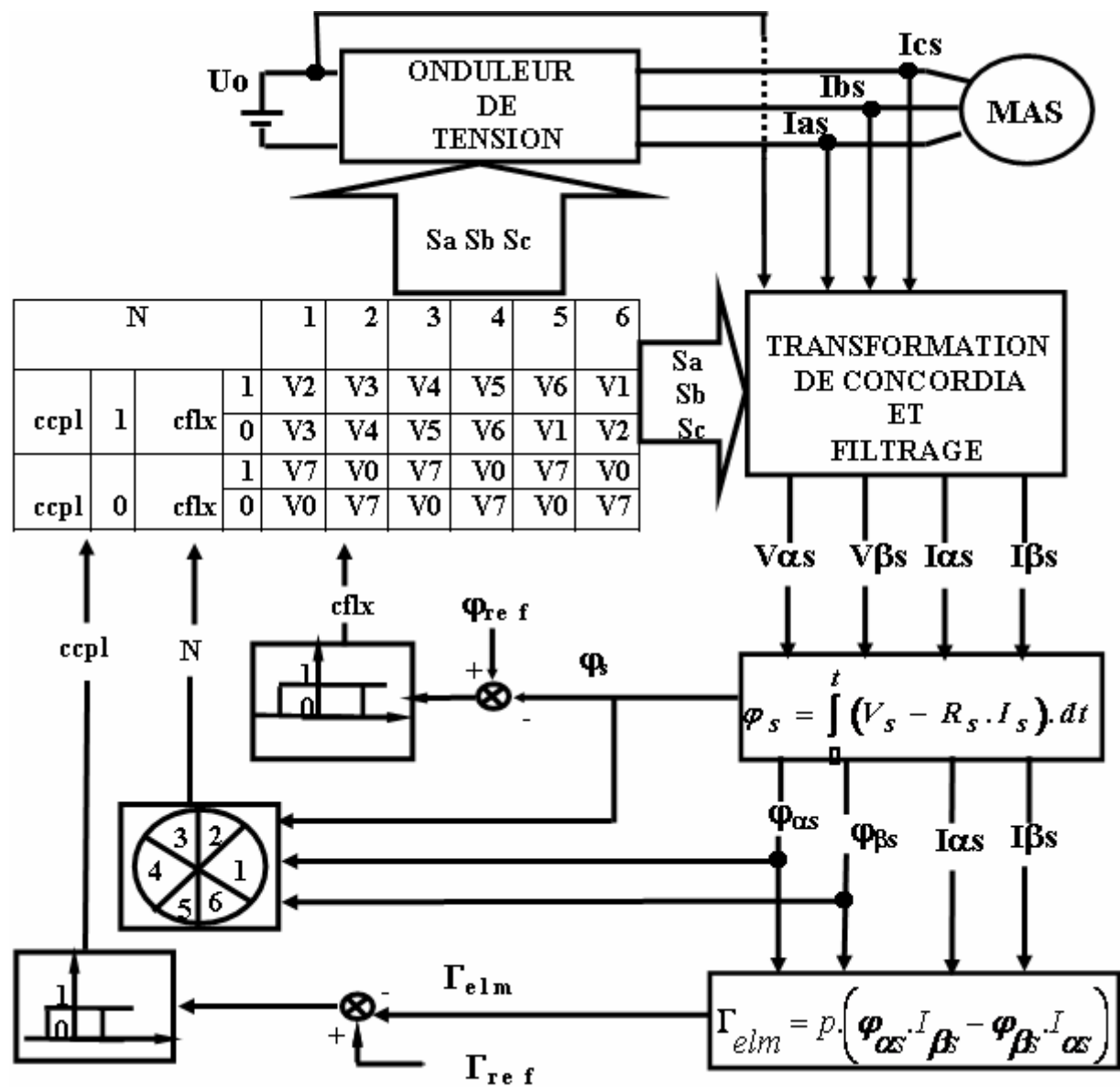


Figure II.16 : Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple

La figure (II.16) représente les éléments essentiels d'un système de contrôle direct du couple des machines asynchrones. C'est une commande échantillonnée dont la période d'échantillonnage T_e est très petite vis à vis des constantes de temps de la machine. Le choix du vecteur tension est effectué à chaque période d'échantillonnage, de plus, on applique un filtrage sur les grandeurs statoriques de courant afin de limiter les bruits sur le signal de flux calculé et l'effet d'échantillonnage.

L'un des éléments essentiels de cette structure est la table de commutation permettant de définir le choix du vecteur \overline{Vs} sans avoir recours à la position du rotor qui nécessite généralement un capteur de vitesse. Cette dernière en combinaison avec les comparateurs à hystérésis, représente la table de commutation qui remplace le générateur MLI des structures classiques du contrôle par onduleur de tension à MLI. En plus, avec l'utilisation de ce type de contrôle les exigences de régulateur du courant, régulateur PI de flux et du couple sont éliminés ce qui améliore les performances dynamiques du système.

4. ETUDE PAR SIMULATION NUMERIQUE DU FONCTIONNEMENT DU CONTRÔLE DIRECT DU COUPLE

Pour compléter l'étude théorique présentée précédemment, on présente dans cette partie les résultats de simulation numérique illustrant le comportement de la structure de contrôle direct du couple appliquée à un modèle de machine asynchrone pour les différentes tables de commutation définies précédemment.

Les simulations sont effectuées pour une période d'échantillonnage T_e égale à $100\mu s$ et une perturbation Γ_r qui évolue avec la charge, dont l'expression est donnée par la formule suivante :

$$\Gamma_r = \left(\frac{\Gamma_{elm}}{\Omega^*} - K_f \right) \Omega \quad (\text{II.57})$$

Les caractéristiques de la commande sont imposées par les conditions de fonctionnement de la machine. Par ailleurs, la figure II.17 montre clairement la haute dynamique du couple pour l'application d'un échelon du couple de référence nominal de 10 N.m. et une consigne de flux $\varphi_{ref} = 0.9 \text{ Wb}$. Ainsi, on relève un temps de réponse de 8 ms et le fonctionnement pratiquement à flux constant.

La figure II.18 montre la trajectoire du flux statorique, la réponse du couple électromagnétique Γ_{elm} et du courant statorique $Is\alpha$ pour une consigne de couple variant en rampe de 5N.m à sa valeur nominale de 10 N.m. avec une consigne de flux $\varphi_{ref} = 0.9 \text{ Wb}$.

En effet, le couple électromagnétique suit précisément sa référence, avec l'écart d'hystérésis $\Delta\Gamma = 0.5 \text{ N.m}$ imposé pour le contrôleur du couple. On note ainsi, les très bonnes performances de contrôle du couple. La trajectoire de l'extrémité du flux φ_s est pratiquement circulaire ce qui confirme que l'amplitude de ce vecteur est maintenue constante. De même, le courant statorique répond bien aux variations imposées sur le couple et que sa forme est très proche de la sinusoïde. On observe également, qu'il s'établit rapidement dans la phase de transition et ceci sans dépassement important.

Les figures II.19 montrent les réponses du couple et du flux, à un échelon de couple entre 4.5 N.m à 9 N.m. Par ailleurs, on observe la forte dynamique du couple lors de l'application de l'échelon. En fait, le temps de réponse est très faible, de l'ordre de 2 ms.

On relève également que la trajectoire du flux statorique est presque circulaire durant toute la variation du couple, sans observation de dérive sur les composantes $\varphi_{\alpha s}$ et $\varphi_{\beta s}$ que pourrait entraîner le calcul de l'intégration des courants statoriques.

Le courant statorique répond bien à la variation du couple et conserve sa forme proche de la sinusoïde. Par conséquent, le couple électromagnétique est contrôlé tout en conservant l'amplitude du flux statorique autour de sa consigne.

La figure II.20 montre clairement la dynamique de la réponse du flux rotorique aux variations du flux statorique. En effet, le flux φ_r décrit une trajectoire régulière par rapport au flux statorique.

Par la suite on a simulé les réponses du couple et du courant statorique avec un échelon inverse de couple de 9 N.m à -9 N.m à une vitesse de 100 rd/s. Les résultats sont donnés par la figure II.21 et on a constaté les bonnes performances sans dépassement du courant statorique lors de la transition du couple. La figure II.22 montre les mêmes résultats de simulation pour les deux types de comparateurs à hystérésis. Dans les deux cas, on note un dépassement de courant statorique au démarrage qui atteint la valeur de 20 A, ce qui nous ramène à envisager une limitation appropriée pour une surveillance des courants crêtes supportés par l'onduleur. Cependant on observe, dans les figures II.23, II.24 et II.25, le taux d'ondulation totalement différent pour toutes les grandeurs simulées que ce soit pour le couple, le flux ou le courant par les différentes stratégies de commutation analysées précédemment.

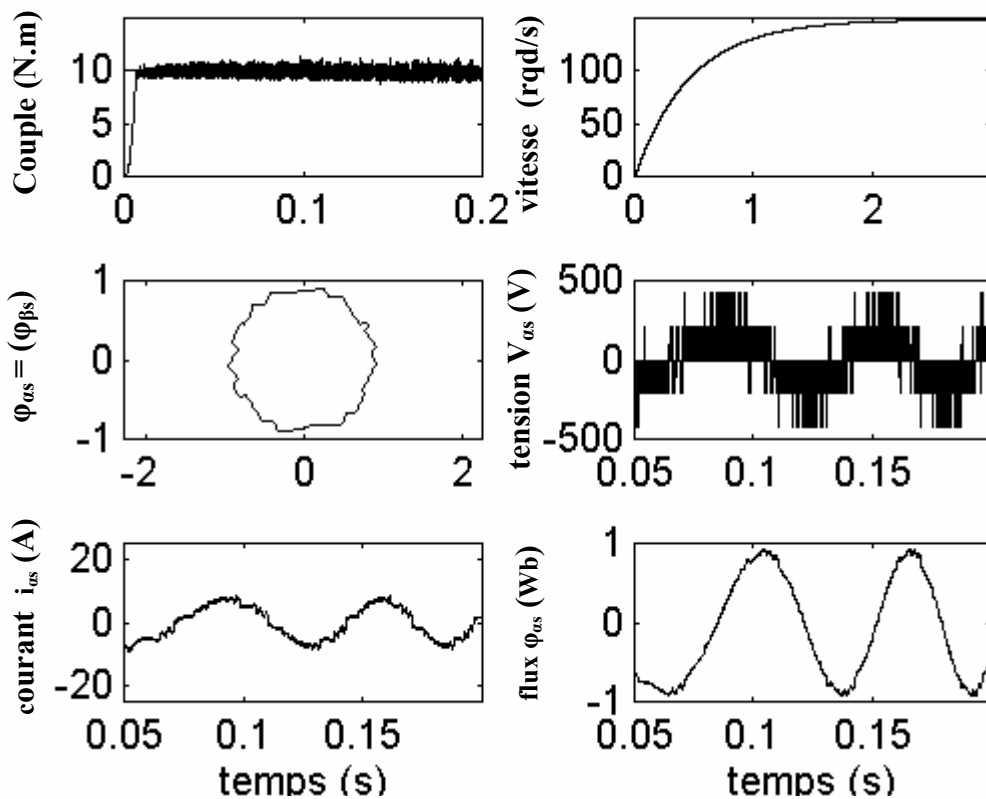


Figure II.17: Simulation des réponses du couple, du flux, du courant et de la tension pour une référence nominale de couple et du flux.

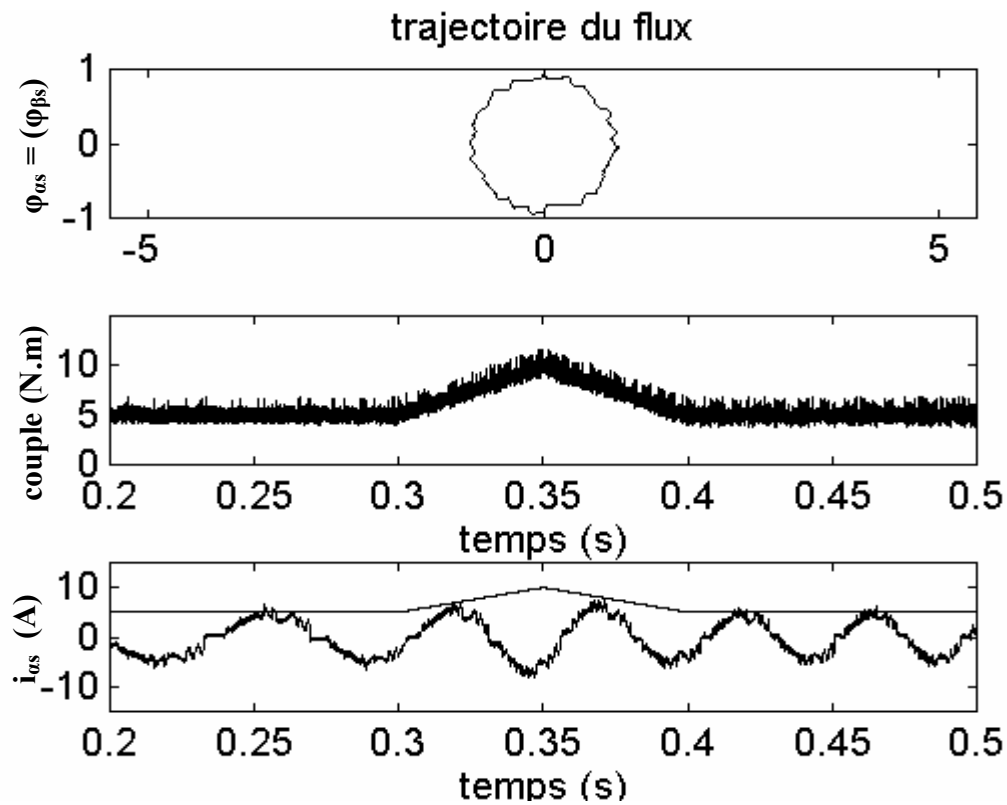


Figure II.18 : Simulation des réponses du couple, du flux et du courant statorique pour une consigne de couple variable en rampe de 5 N.m à 10 N.m à vitesse nominale

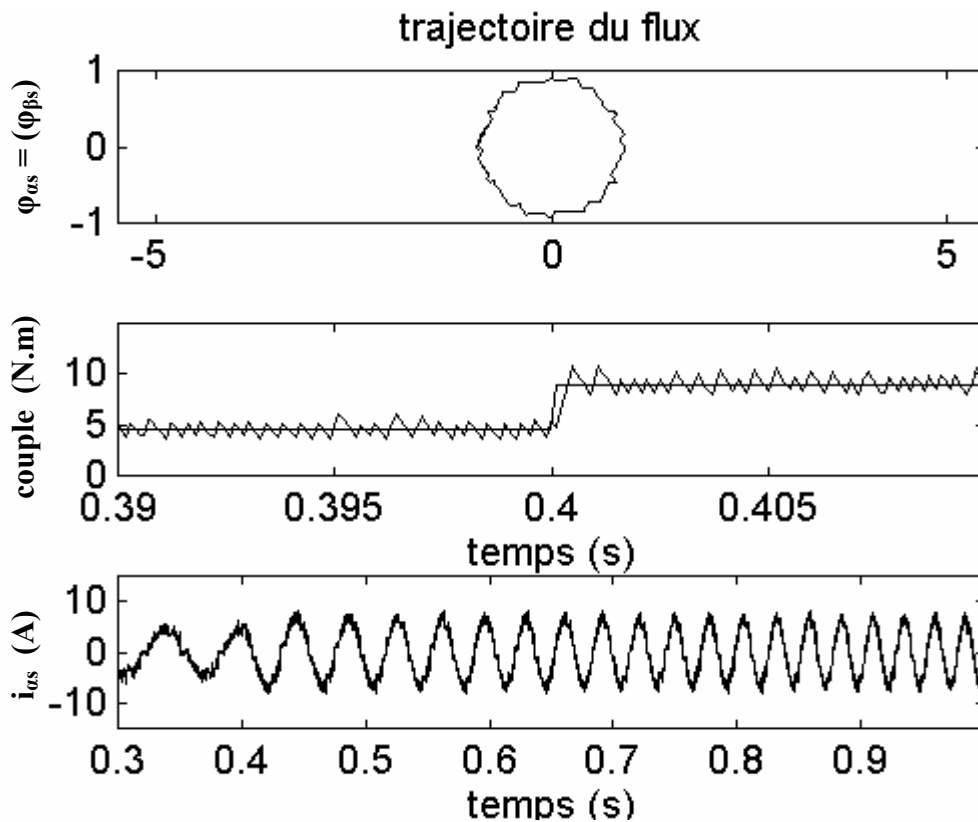


Figure II.19 : Simulation des réponses du couple, du flux et du courant statorique à un échelon de couple entre 4.5 N.m à 9 N.m à vitesse nominale

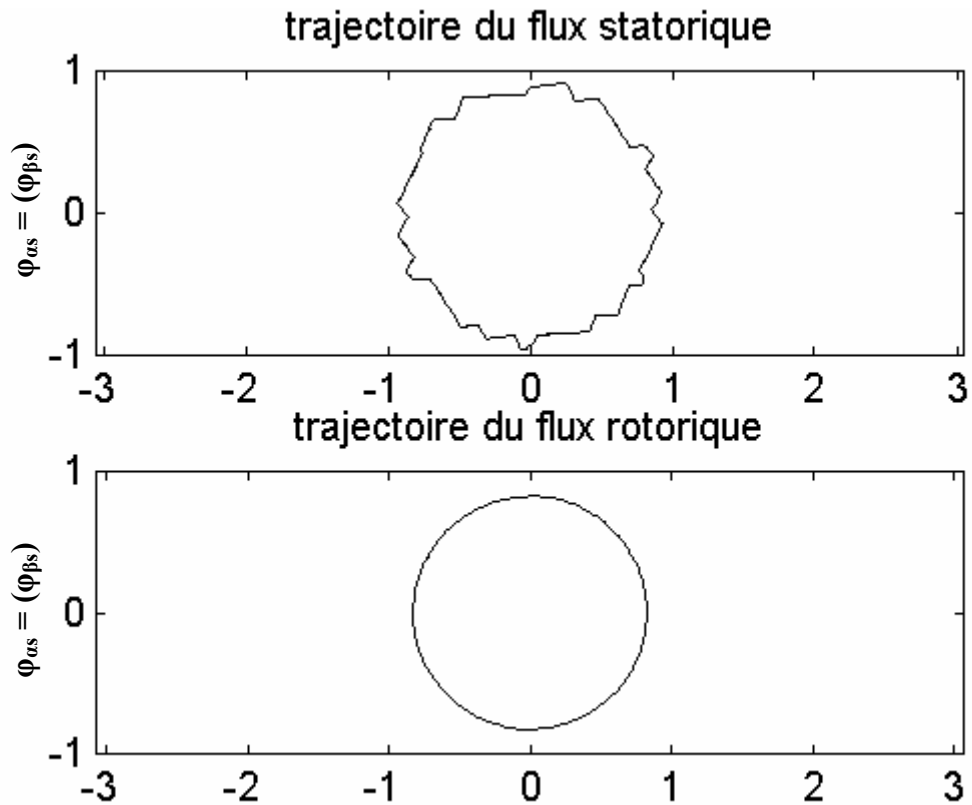


Figure II.20 : Simulation de la trajectoire du flux statorique et du flux rotorique pour des consignes nominales à une vitesse de rotation de 100 rd/s.

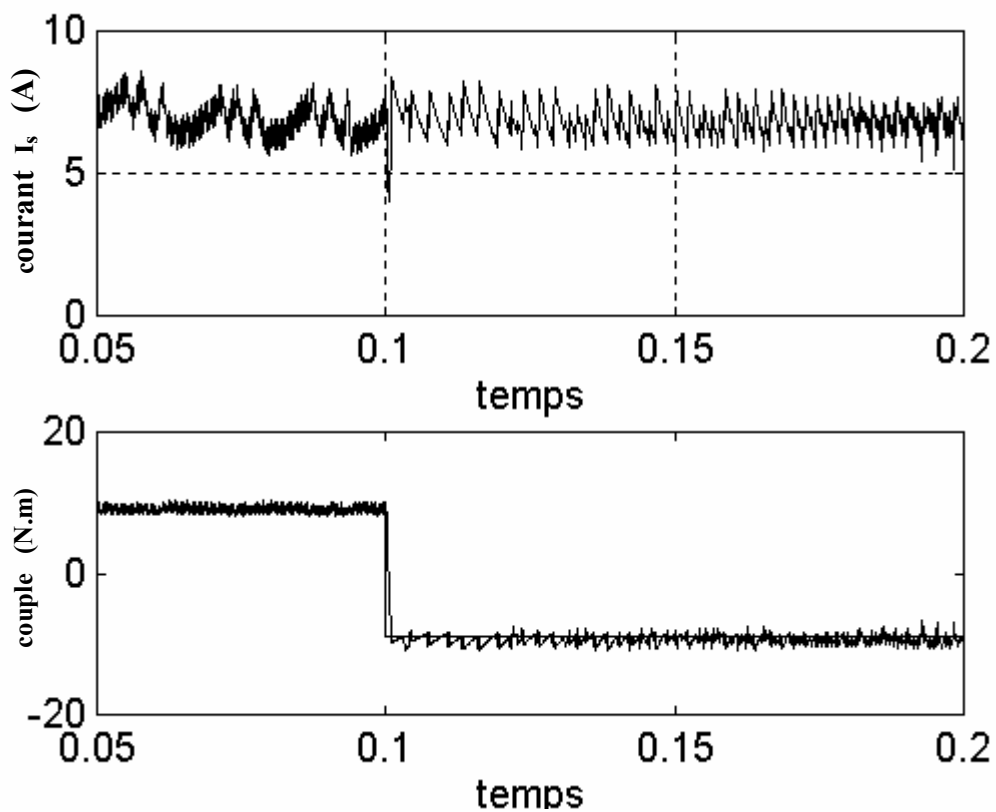


Figure II.21 : Simulation des réponses du couple et du courant statorique avec un échelon de Couple en inverse entre 9 N.m à -9 N.m à une vitesse de 100 rd/s.

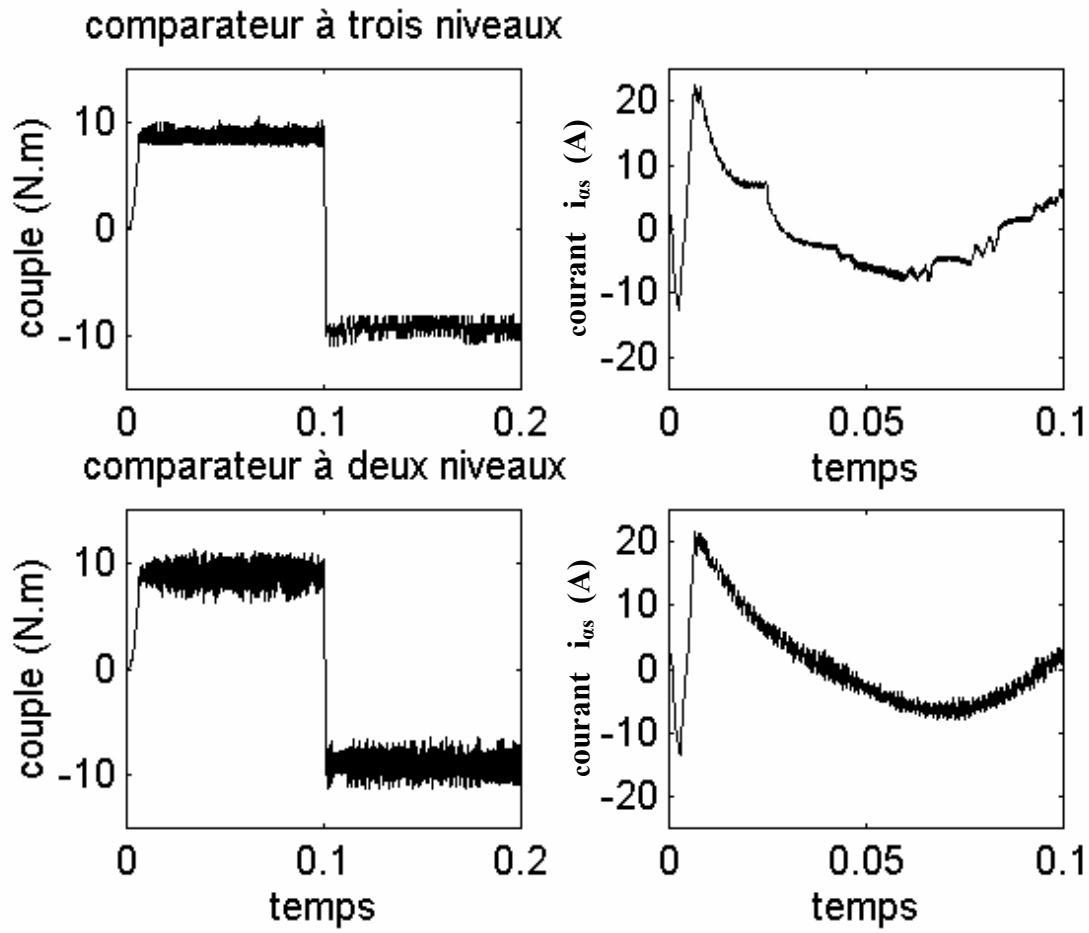


Figure II.22 : Simulation de la réponse du couple et du courant avec un échelon de couple en inverse pour les deux types de comparateur à une vitesse de 100 rd/s.

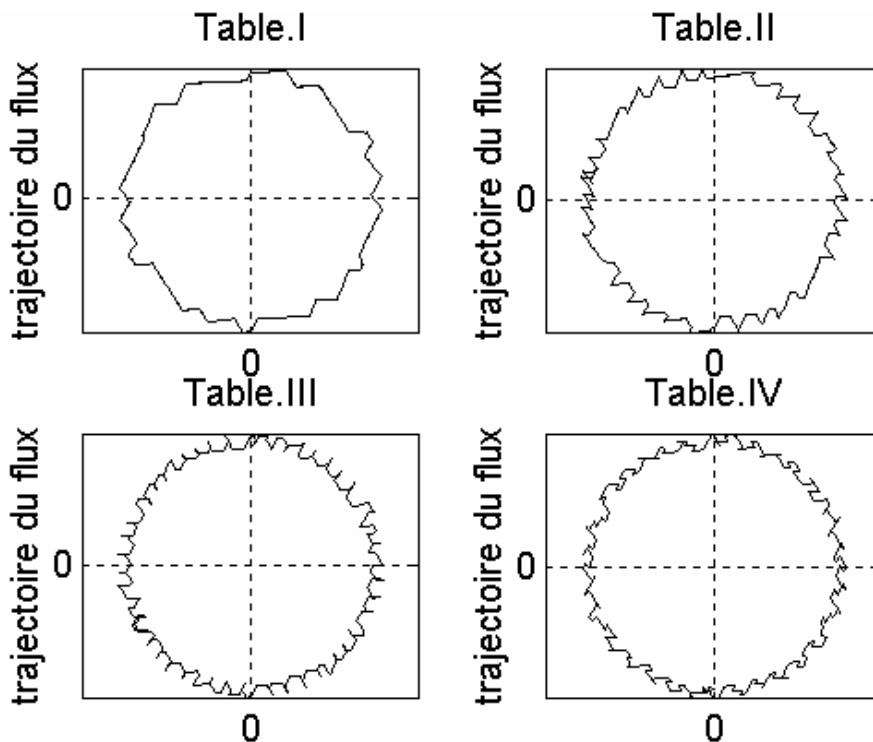


Figure II.23 : Trajectoire du flux statorique pour les différentes stratégies de commutation avec une référence nominale du couple et du flux à une vitesse de rotation de 100 rd/s.

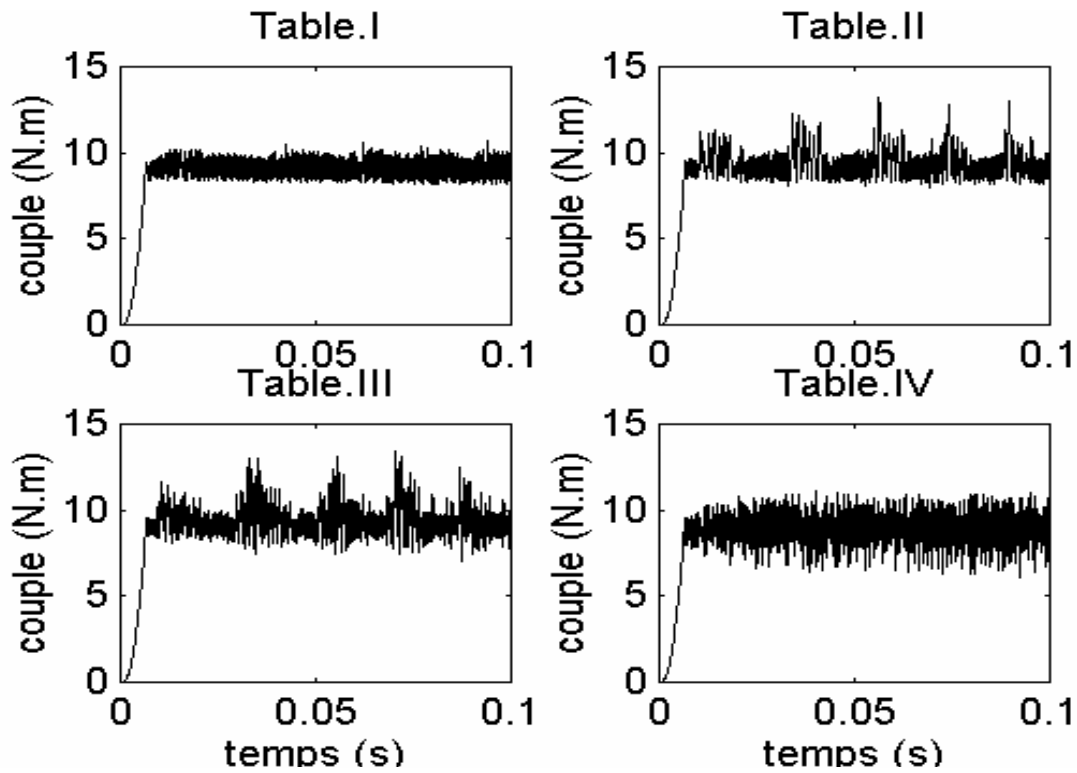


Figure II.24: réponse du couple pour les différentes stratégies de commutation avec une consigne nominale du couple et du flux à une vitesse de rotation de 100 rd/s

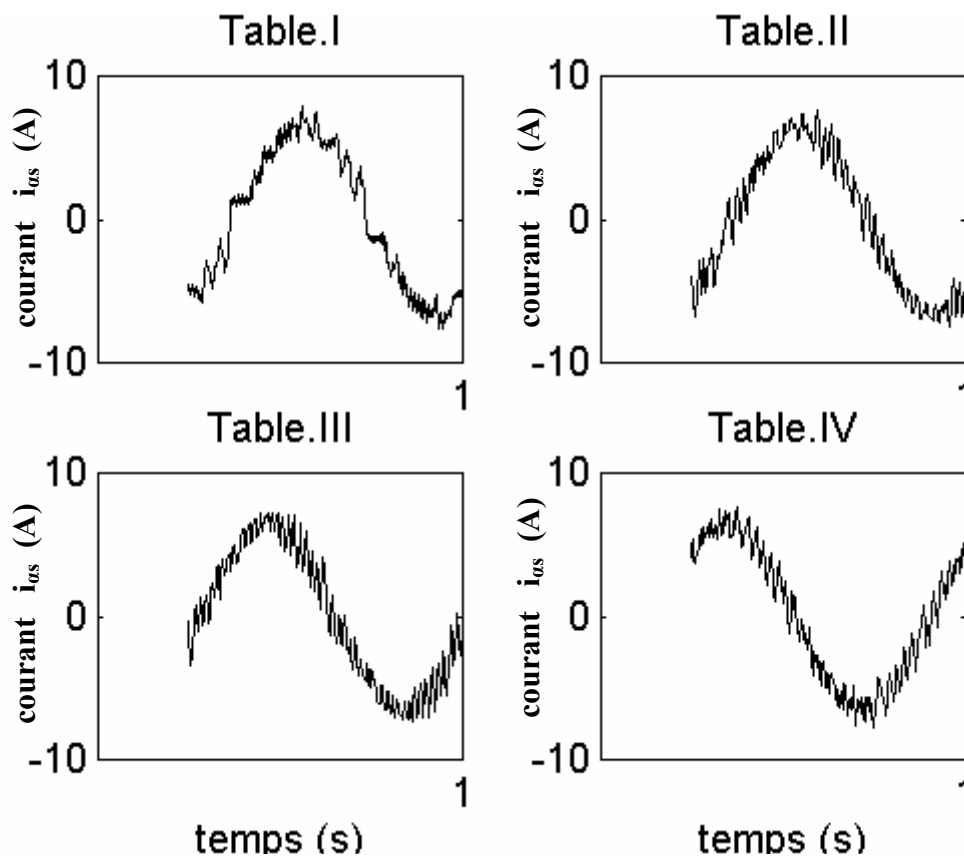


Figure II.25 : Réponse du courant pour les différentes stratégies de commutation avec une consigne nominale du couple et du flux à une vitesse de rotation de 100 rd/s

5. CONCLUSION

Dans une commande DTC, il est préférable de travailler avec une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations de couple provoquées par les régulateurs à hystérésis. A niveau physique, cette condition se traduit par la nécessité de travailler avec des systèmes informatiques de haute performance afin de satisfaire aux contraintes de calcul en temps réel.

La **commande directe DSC** (« direct self control ») a été mise au point pour une application spécifique qui est la traction ferroviaire de grande puissance. Celle-ci ne nécessite pas a priori de performances dynamiques très élevées, excepté que les transitoires de couple doivent être très rapides pour contrer les phénomènes de patinage et d'enrayage. La **commande directe de couple** (DTC) découle, dans ses principes, du DSC mais correspond à d'autres types d'applications pour pallier les inconvénients inhérents au contrôle vectoriel.

Le contrôle du couple d'une machine asynchrone basée sur la technique du contrôle DTC permet d'obtenir des hautes performances dynamiques avec une structure simple. Il apporte une solution concrète aux problèmes de robustesse et de dynamique rencontrés dans la structure de commande vectorielle. Le choix d'une stratégie de commutation dépend de la variation souhaitée pour le module du flux, du sens de rotation, mais également de l'évolution souhaitée pour le couple. A travers les résultats de simulation obtenus la validité des stratégies proposées peut être prouvée [ZAIM-1 99], [ZAIM-2 99], [ZAIM 00]. Ils se résument comme suit:

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

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

Ce type de commande requiert des éléments non linéaires de type hystérésis qui nécessitent, dans un contexte numérique, une fréquence de calcul importante (typiquement de quelques dizaines de KHz) qui conduit à des architectures numériques contraignantes (multiprocesseur DSP). En outre, l'aspect asynchrone de la commande DTC classique conduit à des oscillations de couple et à des bruits acoustiques indésirables.

Le contrôle du couple obtenu est très performant et ne nécessite aucun capteur mécanique pour connaître la position du rotor ou la vitesse de la machine exigée par le contrôle vectoriel à flux rotorique orienté. Ainsi, sans capteur de mesure au niveau du rotor, une commande du couple souple, performante et précise est élaborée. Le tableau suivant donne une comparaison de principe et générale des différents types du contrôle [NASH 97].

Type du contrôle	Contrôle Du Couple	Contrôle Du flux	Réponse	Avantages	Inconvénients
DC Drive	Direct	Direct	haute	<ul style="list-style-type: none"> • Bonne précision • Bonne Réponse du couple • Simple 	<ul style="list-style-type: none"> • Maintenance du moteur • Coût du moteur • Capteur exige pour une bonne précision
Contrôle scalaire	Aucun	Aucun	Basse	<ul style="list-style-type: none"> • Sans capteur • Simple 	<ul style="list-style-type: none"> • Mauvaise précision • Mauvaise réponse du couple
Contrôle Vectoriel Du flux	Indirect	Direct	Haute	<ul style="list-style-type: none"> • Bonne précision • Bonne réponse du couple 	<ul style="list-style-type: none"> • Capteur toujours exigé
Contrôle Direct Du couple	Direct	direct	haute	<ul style="list-style-type: none"> • Sans capteur • Précision moyenne • Excellente réponse du couple 	<ul style="list-style-type: none"> • Capteur exigé pour une bonne précision

Les grandeurs statoriques estimées par le calcul peuvent être contrôlées avec précision et fiabilité si l'on respecte les contraintes de fonctionnement. Cependant, la résistance statorique est le seul paramètre de la machine qui est utilisé dans le système de contrôle, elle peut entraîner de fortes perturbations sur la commande à basse vitesse. Il devient nécessaire de développer une méthode corrigeant les déformations introduites par le terme résistif pour avoir une précision de la commande sur toute la gamme de vitesse.

Par ailleurs, la structure DTC est limitée à basse vitesse à cause de sa sensibilité à la résistance statorique ce qui nécessite une identification de ce paramètre afin d'avoir un entraînement plus performant, mais elle apporte une solution concrète aux problèmes de robustesse et de dynamique rencontrés dans la structure de commande FOC.

L'algorithme DTC présenté dans cette partie, qualifié de « DTC classique », est une synthèse de la méthode de TAKAHASHI développée pour un onduleur à deux niveaux. Une autre stratégie de commutation dérivée de la stratégie de I. Takahashi, consiste à commander le couple en deux tables selon que sa dérivée est positive ou négative [CANU 00]. Par ailleurs, le domaine d'application de très forte puissance exige une alimentation de plus en plus grande. Ainsi, dans la suite de cette thèse nous présenterons une investigation dans le concept DTC afin de l'adapter à un onduleur multi-niveaux.

INTRODUCTION

Un entraînement électrique est composé principalement d'un convertisseur, d'une électronique de commande et d'une machine électrique. L'électronique de puissance est aujourd'hui un domaine en pleine expansion pour lequel de multiples topologies de convertisseurs existent afin de répondre aux besoins croissants des industriels.

Les performances exigées dans les entraînements électriques sont de plus en plus élevées (temps de réponse, précision sur le couple délivré, fonctionnement dans les quatre-quadrants du plan couple-vitesse et plus grande marge de vitesse possible). Le contrôle direct du couple conventionnel, où le vecteur tension appliqué à la machine est sélectionné sur la base de l'erreur entre les grandeurs de référence et leurs valeurs estimées [TAKA 86], répond bien à ces exigences.

Dans cette structure, la position du flux est détectée dans l'espace de son évolution décomposée en six secteurs symétriques. Pour des applications de grande puissance, on retrouve les différentes topologies des onduleurs avec une mise en série des semi-conducteurs. Dans cette partie, nous allons présenter plusieurs approches de contrôle du couple appliquées à la machine asynchrone alimentée par un onduleur à trois-niveaux.

En premier lieu, nous présentons une étude de sa configuration et ses modes de fonctionnement afin de calculer les vecteurs tension générés. En suite, nous décrivons le principe de la nouvelle approche DTC associée.

Etant donnée le nombre de niveaux élevé de tension des onduleurs à trois-niveaux, on verra qu'une extension du concept DTC permet aisément l'amélioration des performances du système. Ainsi, nous établissons des tables de commutation avec plus de règles et le vecteur tension sera plus optimal [ZAIM 04].

1. ONDULEUR DE TENSION A TROIS NIVEAUX

Le développement de la commande à vitesse variable des machines asynchrones a favorisé l'utilisation des onduleurs à trois-niveaux. Comme nous l'avons signalé, l'augmentation du nombre de niveaux de ces derniers se révèle comme la meilleure solution dans les entraînements de forte puissance.

Un onduleur de tension est un convertisseur statique assurant la conversion d'énergie électrique d'une forme continue en une forme alternative. Il assure à la machine un système de tension triphasé réglable en fréquence et en amplitude grâce à des lois appropriées de commande des interrupteurs électroniques.

Il est constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou à thyristors GTO pour les grandes puissances. Par ailleurs, nous allons présenter l'étude de l'association machine asynchrone–onduleur de tension à trois niveaux à structure NPC commandé par les algorithmes DTC développés. Ce dernier est à point milieu, il est le plus adapté du fait que les tensions et les courants de sortie présentent un taux d'harmoniques nettement inférieur à celui obtenu avec un onduleur classique.

I.1. ONDULEUR TRIPHASE A TROIS NIVEAUX

L'onduleur triphasé à trois-niveaux en pont est réalisé en regroupant trois demi ponts et en utilisant un diviseur capacitif commun. Cette structure se compose de trois bras symétriques constitués chacun de deux diodes permettant l'obtention du niveau zéro de la tension (clamping diodes), quatre thyristors en série et quatre diodes de roue libre comme le montre la figure (III.1).

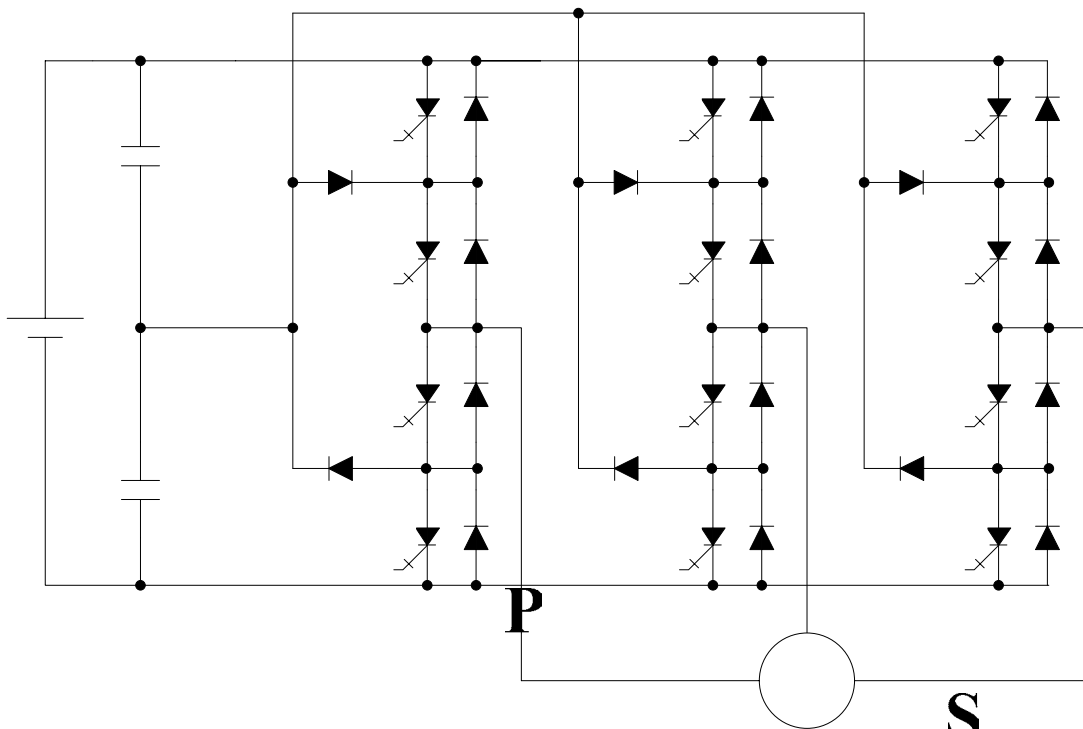


Figure III.1 : Onduleur de tension à trois niveaux à structure NPC

C_U

Cette partie est consacrée à l'étude de cet onduleur et l'élaboration de son modèle de connaissance, et cela en admettant les hypothèses simplificatrices suivantes :

- La charge est équilibrée.
- Le convertisseur est supposé parfait c'est à dire :
 1. La commande des interrupteurs est supposée instantanée
 2. La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.
 3. Le diviseur capacitif est supposé parfait.

V_d O

I.2. LES DIFFERENTES CONFIGURATIONS D'UN BRAS D'ONDULEUR A TROIS NIVEAUX

S_{3U}

Afin d'élaborer les différentes configurations de l'onduleur à trois niveaux, on considère les hypothèses simplificatrices suivantes :

50 C_L

S_{4U}

- Chaque paire thyristor-diode est représentée par un seul interrupteur bidirectionnel supposé idéal.
- Vu la symétrie de la structure de l'onduleur triphasé à trois niveaux, la modélisation de ce dernier se fait par bras.

De ce fait, l'analyse topologique d'un bras de cet onduleur montre qu'il existe cinq configurations possibles [BERK 95]. Ces différentes configurations sont présentées par la figure (III.2).

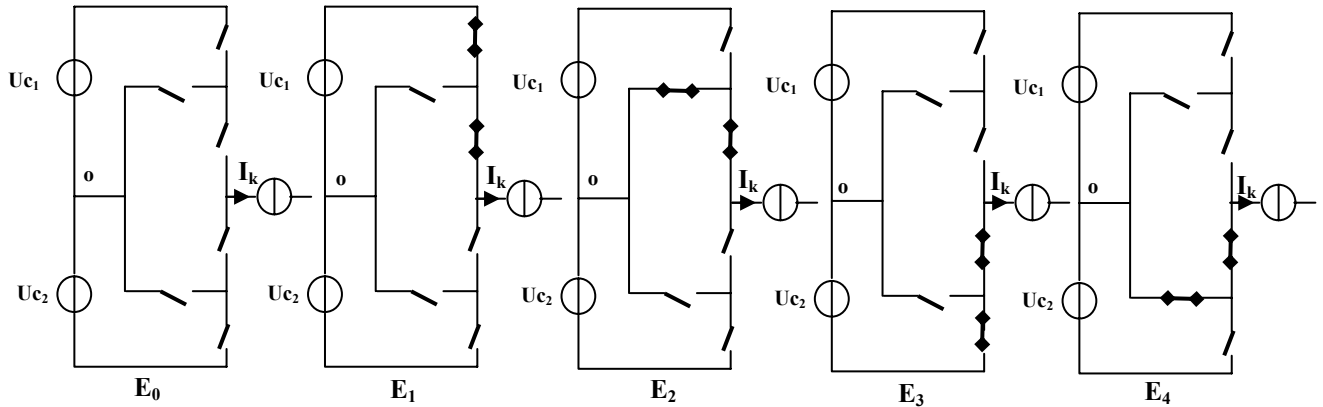


Figure III.2 : Différentes configurations d'un bras de l'onduleur à trois niveau à structure NPC

Les grandeurs électriques caractérisant chacune de ces configurations sont représentées dans le tableau ci-dessous.

Configuration	Grandeur électrique
E ₀	I _k = 0, V _k dépend de la charge
E ₁	V _k = V _d /2
E ₂	V _k = 0
E ₃	V _k = -V _d /2
E ₄	V _k = 0

Table III.1 : Les niveaux de tension d'un bras de l'onduleur à trois niveau à structure NPC

1.3. COMMANDE COMPLEMENTAIRE DES ONDULEURS A TROIS NIVEAUX

Afin de permettre à l'onduleur de délivrer les trois niveaux de tension, on doit le faire fonctionner dans son mode commandable. Un mode totalement commandable est un mode où la transition entre les différentes configurations ne dépend que des commandes externes (commande des thyristors) et non des commandes internes (grandeurs électriques). Les trois commandes complémentaires qui peuvent être appliquées sur un bras sont :

$$1^\circ \begin{cases} S_{11} = \bar{S}_{12} \\ S_{13} = \bar{S}_{14} \end{cases} \quad 2^\circ \begin{cases} S_{11} = \bar{S}_{13} \\ S_{12} = \bar{S}_{14} \end{cases} \quad 3^\circ \begin{cases} S_{11} = \bar{S}_{14} \\ S_{12} = \bar{S}_{13} \end{cases} \quad (III.1)$$

Parmi ces trois commandes complémentaires, celle qui permet d'exploiter tous les niveaux possibles de l'onduleur est la suivante :

$$\begin{cases} S_{11} = \bar{S}_{13} \\ S_{12} = \bar{S}_{14} \end{cases} \quad \text{(III.2)}$$

Avec : S_{ki} : commande du thyristor ($K=1, 2, 3$ et $i=1, 2, 3, 4$)

I.4. FONCTION DE CONNEXION DES INTERRUPTEURS

Cette fonction est associée à chaque interrupteur. Elle décrit son état ouvert ou fermé. Elle prend la valeur « 1 » si l'interrupteur est fermé et « 0 » dans le cas contraire. De plus, nous supposons dans cette partie que le diviseur capacitif est équilibré ($U_{CU} = U_{CL} = U_C = V_d/2$).

La commande complémentaire pour un bras K est définie alors comme suit :

$$\begin{cases} S_{k1} = \bar{S}_{k3} \\ S_{k2} = \bar{S}_{k4} \end{cases} \quad \text{(III.3)}$$

Avec la commande complémentaire ainsi définie, on peut définir les fonctions de connexion des interrupteurs du bras K comme suit :

$$\begin{cases} S_{k1} = 1 - S_{k3} \\ S_{k2} = 1 - S_{k4} \end{cases} \quad \text{(III.3)}$$

A l'aide des fonctions de connexion des interrupteurs, on peut écrire le système d'équation des tensions A, B, C de l'onduleur à trois niveaux, par rapport au point milieu « O » de la source de tension d'entrée comme suit :

$$\begin{cases} V_{Ao} = (S_{11}S_{12} - S_{13}S_{14})U_c \\ V_{Bo} = (S_{21}S_{22} - S_{23}S_{24})U_c \\ V_{Co} = (S_{31}S_{32} - S_{33}S_{34})U_c \end{cases} \quad \text{(III.4)}$$

Les tensions composées sont:

$$\begin{aligned} U_{AB} &= V_{A0} - V_{B0} = [(S_{11}S_{12}) - (S_{13}S_{14})]U_c - [(S_{21}S_{22}) - (S_{23}S_{24})]U_c \\ U_{BC} &= V_{B0} - V_{C0} = [(S_{21}S_{22}) - (S_{23}S_{24})]U_c - [(S_{31}S_{32}) - (S_{33}S_{34})]U_c \\ U_{AC} &= V_{C0} - V_{A0} = [(S_{31}S_{32}) - (S_{33}S_{34})]U_c - [(S_{11}S_{12}) - (S_{13}S_{14})]U_c \end{aligned} \quad \text{(III.5)}$$

D'où:

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{AC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{11}S_{12} - S_{13}S_{14} \\ S_{21}S_{22} - S_{23}S_{24} \\ S_{31}S_{32} - S_{33}S_{34} \end{bmatrix} U_c \quad \text{(III.6)}$$

On en déduit les tensions simples (V_A , V_B , V_C) par rapport au point neutre N :

$$\begin{cases} V_A = V_{AN} = V_{A0} - V_{N0} \\ V_B = V_{BN} = V_{B0} - V_{N0} \\ V_C = V_{CN} = V_{C0} - V_{N0} \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

Avec V_{N0} la tension entre le point milieu de l'alimentation continue de l'onduleur et le point neutre de la charge qui est représentée comme suit :

$$V_{N0} = (1/3)(V_{A0} + V_{B0} + V_{C0})$$

Si on admet que les tensions simples du récepteur forment un système triphasé équilibré, on aura :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{11}S_{12} \\ S_{21}S_{22} \\ S_{31}S_{32} \end{bmatrix} U_c - \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{13}S_{14} \\ S_{23}S_{24} \\ S_{33}S_{34} \end{bmatrix} U_c \quad (\text{III.8})$$

Nous aboutissons en fin au système sous forme matricielle, qui s'écrit :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{11}S_{12} - S_{13}S_{14} \\ S_{21}S_{22} - S_{23}S_{24} \\ S_{31}S_{32} - S_{33}S_{34} \end{bmatrix} U_c \quad (\text{III.9})$$

2. MODELISATION VECTORIELLE DE L'ONDULEUR TRIPHASE A TROIS NIVEAUX

Pour la modélisation de l'onduleur, nous devons signaler que les phénomènes dus à la commutation ont été négligés ainsi que les chutes de tensions aux bornes des interrupteurs.

La table III.2 montre les états de commutation possibles de l'onduleur. On reprendra les expressions des tensions simples de la sortie de l'onduleur établies précédemment, et en utilisant la forme vectorielle des tensions on peut écrire :

$$V_S = V_{\alpha s} + jV_{\beta s} = \sqrt{2/3} V_d (V_A + a V_B + a^2 V_C) \quad (\text{III.10})$$

$$\text{Avec } a = e^{j2\pi/3}$$

L'onduleur de tension à deux-niveaux ne peut en fait générer que sept vecteurs. On voit bien qu'avec l'alimentation à trois niveaux, on arrive à générer dix-neuf vecteurs réels, ce qui nous permet d'améliorer les performances du système et de prendre en considération les besoins du fonctionnement à puissance élevée [LEE 96], [MAES 00], [XUEZ 01].

Le vecteur tension V_S est délivré par un onduleur à trois-niveaux. Chaque bras de l'onduleur possède trois états de commutation représentés dans le tableau suivant :

Etats des interrupteurs	S ₁	S ₂	S ₃	S ₄	V _{kN}
P	ON	ON	OFF	OFF	V _d
O	OFF	ON	ON	OFF	V _d /2
N	OFF	OFF	ON	ON	0

Table III.2 : Les états de commutation de l'onduleur à trois-niveaux à structure NPC

Vecteur tension	Symboles
ZVV	(PPP) ; (000) ; (NNN)
MVV	(PON) ; (OPN) ; (NPO) ; (NOP) ; (ONP) ; (PNO)
LVV	(PNN) ; (PPN) ; (NPN) ; (NPP) ; (NNP) ; (PNP)
USVV	(POO) ; (PPO) ; (OPO) ; (OPP) ; (OOP) ; (POP)
LSVV	(ONN) ; (OON) ; (NON) ; (NOO) ; (NNO) ; (ONO)

Table III.3 : Vecteurs tension associés aux états de commutation

La table III.3 montre qu'il y a 27 états de commutation pour l'onduleur (3^3). Selon ces états, on aura 19 vecteurs tension V_S différents en module [BAKH 01]. La représentation de ces vecteurs, voir la figure (III.3), montre qu'ils sont classés en quatre groupes selon leurs modules. On distingue alors :

- le groupe ZVV, Le vecteur tension nul V_0 .
- le groupe SVV, Les vecteurs tensions petits ($V_1, V_4, V_7, V_{10}, V_{13}, V_{16}$)
- le groupe MVV, Les vecteurs tensions moyens ($V_3, V_6, V_9, V_{12}, V_{15}, V_{18}$)
- le groupe LVV, Les vecteurs tensions grands ($V_2, V_5, V_8, V_{11}, V_{14}, V_{17}$)

Le vecteur nul a trois états de commutation, les petits vecteurs ont deux états (USVV, LSVV), les moyens et les grands vecteurs ont seulement un seul état de commutation.

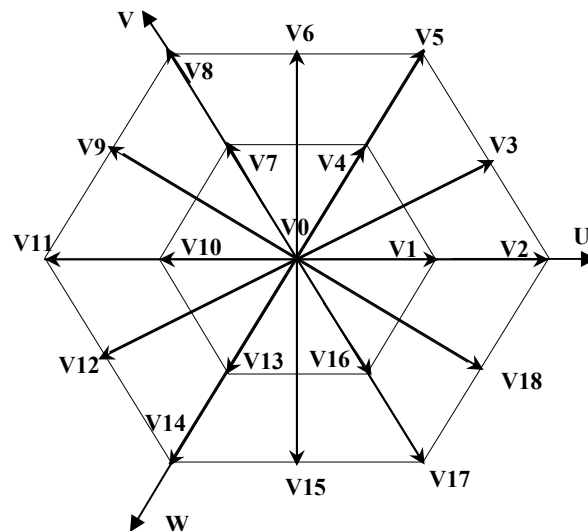


Figure III.3 : Présentation vectorielle de la tension de sortie

A titre d'exemple le vecteur tension V_2 correspond à l'état PNN. Les variables logiques associées à ce dernier sont :

$$\begin{cases} S_{11} = 1, S_{12} = 1, S_{13} = 0, S_{14} = 0 \\ S_{21} = 0, S_{22} = 0, S_{23} = 1, S_{24} = 1 \\ S_{31} = 0, S_{32} = 0, S_{33} = 1, S_{34} = 1 \end{cases} \quad \text{(III.11)}$$

Sur le plan de la commande, cette topologie du convertisseur offre les avantages principaux suivants :

- nombre élevé de degré de liberté par rapport à l'onduleur à deux-niveaux,
- ondulation du courant de sortie réduite,
- propriété remarquable d'emboîtement d'hexagones, notion de cellule triphasée à deux-niveaux.

Notons que de nombreux travaux ont été développés à partir du système de base proposé par Takahashi avec un onduleur à deux-niveaux. Notre première contribution est l'extension de cette approche pour un onduleur à trois-niveaux. Le problème, désormais classique, de l'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs a fait l'objet de nombreuses études [BERK 95], [CARR 96], [GATE 97].

3. ALGORITHME DTC APPLIQUE A LA MACHINE ASYNCHRONE ALIMENTEE PAR UN ONDULEUR A TROIS NIVEAUX

Les conditions du contrôle dynamique du couple de la machine doivent être mises en évidence par son modèle, en se plaçant dans un référentiel lié au stator. Ainsi, une extension du même principe de contrôle direct du couple développé par TAKAHASHI pour un onduleur à deux-niveaux, réalise le découplage recherché dans la commande afin d'obtenir de meilleures performances avec un onduleur à trois-niveaux.

On note que dans la stratégie du contrôle direct du couple, le flux et le couple sont directement imposés par un choix judicieux du vecteur tension imposé par le convertisseur d'alimentation. La figure (III.4) montre la structure générale et les blocs de base nécessaires.

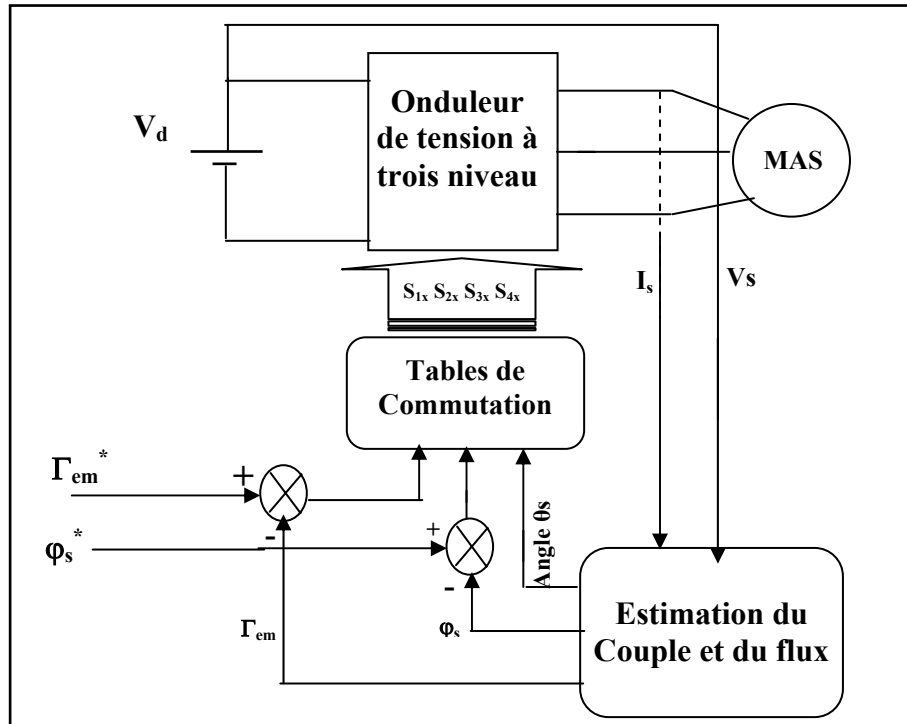


Figure III.4 : Structure générale du contrôle direct du couple

3.1. CONTROLE DU COUPLE ET DU FLUX

Le contrôle du couple et du flux ayant été étudiés en détail précédemment, notre principal objectif est de définir des règles de sélection optimale des vecteurs tensions basées sur l'erreur du couple et du flux définie comme suit :

$$\varepsilon_{\varphi} = \varphi_{ref} - \varphi_s \quad \text{et} \quad \varepsilon_{\Gamma} = \Gamma_{ref} - \Gamma_{elm} \quad \text{(III.12)}$$

Pour le contrôle du flux, l'erreur ε_{φ} est localisée dans l'un des trois intervalles associés et qui sont fixés par les contraintes :

$$\begin{aligned} \varepsilon_{\varphi} &< \varepsilon_{\varphi \min} \\ \varepsilon_{\varphi \min} &\leq \varepsilon_{\varphi} \leq \varepsilon_{\varphi \max} \\ \varepsilon_{\varphi} &> \varepsilon_{\varphi \max} \end{aligned} \quad \text{(III.13)}$$

Alors que le niveau du flux convenable est borné entre $\varepsilon_{\varphi \min}$ et $\varepsilon_{\varphi \max}$, il est contrôlé par un comparateur à hystérésis à deux niveaux. Ainsi, les trois intervalles sont notés en logique floue par : $\varepsilon_{\varphi n}$ (négative), $\varepsilon_{\varphi z}$ (zéro) et $\varepsilon_{\varphi p}$ (positive).

Le couple électromagnétique est égal au couple de charge dans le régime établi. Il est alors la variable la plus importante pour les considérations électromagnétiques d'un entraînement. Par conséquent, des hautes performances pour le contrôle du couple sont

exigées. Pour améliorer le contrôle du couple, on associe à l'erreur du couple ε_Γ cinq régions définies par les contraintes suivantes :

$$\begin{aligned}
 \varepsilon_\Gamma &< \varepsilon_{\Gamma \min 2} \\
 \varepsilon_{\Gamma \min 2} &\leq \varepsilon_\Gamma \leq \varepsilon_{\Gamma \min 1} \\
 \varepsilon_{\Gamma \min 1} &\leq \varepsilon_\Gamma \leq \varepsilon_{\Gamma \max 1} \\
 \varepsilon_{\Gamma \max 1} &\leq \varepsilon_\Gamma \leq \varepsilon_{\Gamma \max 2} \\
 \varepsilon_{\Gamma \max 2} &< \varepsilon_\Gamma
 \end{aligned}
 \tag{III.14}$$

Le contrôle du couple est alors assuré par un comparateur à hystérésis à deux bandes supérieures ($\varepsilon_{\Gamma \max 1}$, $\varepsilon_{\Gamma \max 2}$) et deux bandes inférieures ($\varepsilon_{\Gamma \min 1}$, $\varepsilon_{\Gamma \min 2}$) illustrées par la figure III.5. La meilleure marge du contrôle du couple est celle localisée par ($\varepsilon_{\Gamma \min 1}$, $\varepsilon_{\Gamma \max 1}$) et la région bornée par ($\varepsilon_{\Gamma \min 2}$, $\varepsilon_{\Gamma \max 2}$) devrait donner des valeurs utiles du couple. Ces cinq intervalles définies pour l'écart du couple sont cependant notées, en logique floue, par : $\varepsilon_{\Gamma nl}$ (négative large), $\varepsilon_{\Gamma ns}$ (negative small), $\varepsilon_{\Gamma z}$ (zero), $\varepsilon_{\Gamma ps}$ (positive small) et $\varepsilon_{\Gamma pl}$ (positive large), Figure (III.5).

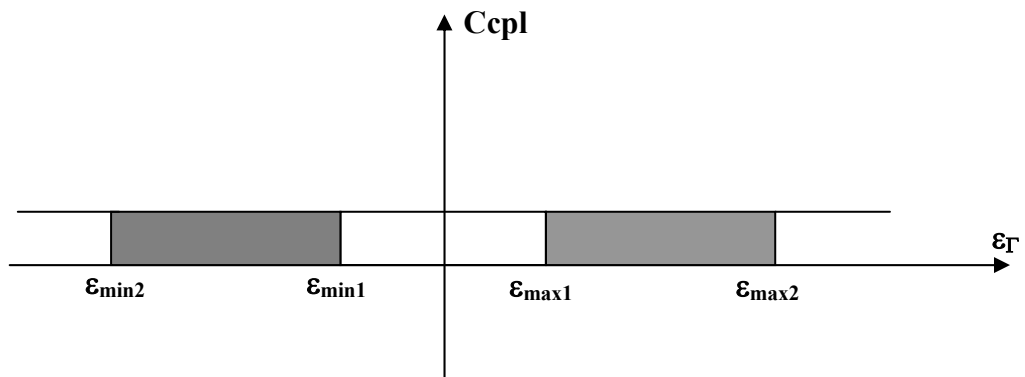


Figure III.5: Fonction de sortie du correcteur de couple

Dans le contrôle du flux et du couple, on a vu qu'un seul vecteur tension peut être adéquat pour un ensemble de valeurs de θ_s (la position du flux dans le référentiel lié au stator) c'est à dire tout un secteur. Par ailleurs, la sélection du vecteur tension peut être faite en établissant une table de commutation contenant trois entrées et une sortie. Les entrées sont les erreurs, ε_Γ , ε_φ et le rang N_j du secteur de l'angle θ_s . La sortie est le rang K du vecteur tension V_s qui doit être choisi à chaque pas d'échantillonnage.

3.2. STRATEGIE DE COMMUTATION PROPOSÉE

Nous prenons le même nombre de secteurs que dans le contrôle classique développé par TAKAHASHI. Ainsi, on opte pour une table de commutation de taille moyenne à variables déterministes où N_j et K sont des variables entières, en utilisant six secteurs réguliers notés par N_l jusqu'à N_6 représentés par la figure (III.6).

La stratégie de commutation doit répondre au fonctionnement à quatre quadrants. Le choix parmi les 19 vecteurs de tension à appliquer à la machine à chaque pas d'échantillonnage se fait en exploitant un premier degré de liberté de l'onduleur à trois-niveaux. Le choix de la séquence des niveaux de phase, parmi toute les configurations possibles associées à chaque vecteur tension choisi, constitue un deuxième degré de liberté qui doit être exploité pour le rééquilibrage du point milieu capacitif. La base de cette stratégie, table de commutation, est inspirée de la technique de TAKAHASHI tout en appliquant les vecteurs tension backward et forward associés à chaque groupe dans l'espace d'évolution du flux statorique [ZAIM-5 05].

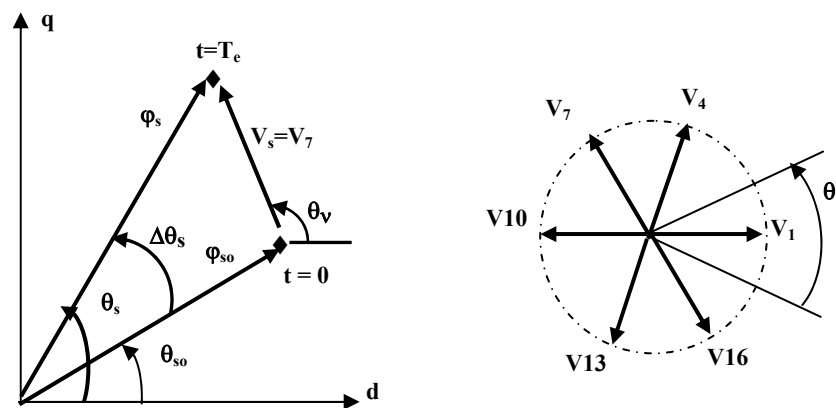


Fig. III.6 : Déviation du flux statorique

Nous utilisons le même estimateur de flux (modèle en tension) développé précédemment. Par ailleurs, des estimateurs en boucle fermée (observateurs) sont aussi utilisés. La différence entre ces deux méthodes est l'existence ou non d'un terme de correction lié à l'erreur d'estimation, utilisé pour affiner la réponse de l'estimateur.

Les estimateurs, de part leur principe, sont sensibles aux variations paramétriques. L'utilisation d'un observateur améliore la robustesse des estimations vis à vis des variations paramétriques et des bruits de mesure. La qualité de bonne estimation s'apprécie au regard de sa sensibilité par rapport aux bruits affectant l'état et la sortie et aux variations paramétriques. En outre, une attention particulière devra être portée à son temps de réponse et aux contraintes numériques inhérentes à son implémentation. La performance d'un observateur est liée souvent à une augmentation de sa complexité. Il faudra donc trouver un compromis afin de satisfaire une bonne précision des estimations sans trop pénaliser le temps de calcul. Cependant, une structure à base de DTC avec uniquement un seul capteur de courant a été proposée pour augmenter la souplesse de ce schéma de commande [BERT 06].

En appliquant la technique de TAKAHASHI, nous développons les stratégies de commutation partielles représentées par les tableaux ci-dessous.

1. Table de commutation correspondante aux faibles variations du couple en appliquant les vecteurs tension du groupe SVV.

Table.III.4

		N		1	2	3	4	5	6
ccpl	1	cflx	1	V4	V7	V10	V13	V16	V1
			0	V7	V10	V13	V16	V1	V4
ccpl	0	cflx	1	V16	V1	V4	V7	V10	V13
			0	V13	V16	V1	V4	V7	V10

2. Table de commutation correspondante aux grandes variations du couple en appliquant les vecteurs tension du groupe LVV.

Table.III.5

		N		1	2	3	4	5	6
ccpl	1	cflx	1	V5	V8	V11	V14	V17	V2
			0	V8	V11	V14	V17	V2	V5
ccpl	0	cflx	1	V17	V2	V5	V8	V11	V14
			0	V14	V17	V2	V5	V8	V11

3. Table de commutation correspondante aux moyennes variations du couple en appliquant les vecteurs tension du groupe MVV (les ensembles PS).

Table.III.6

		N		1	2	3	4	5	6
ccpl	1	cflx	1	V3	V6	V9	V12	V15	V18
			0	V9	V12	V15	V18	V3	V6
ccpl	0	cflx	1	V18	V3	V6	V9	V12	V15
			0	V12	V15	V18	V3	V6	V9

Les règles sont déterminées directement du diagramme vectoriel du flux et du courant élaboré précédemment tout en essayant d'avoir le maximum de contrôle avec un nombre minimum de règles, elles sont représentées dans les tableaux suivants :

θ_1			
$E_\Gamma \backslash E_\varphi$	P	Z	N
PL	5	4	8
PS	3	4	9
ZE	0	0	0
NS	18	0	12
NL	17	13	14

θ_2			
$E_\Gamma \backslash E_\varphi$	P	Z	N
PL	8	7	11
PS	6	7	12
ZE	0	0	0
NS	3	0	15
NL	2	16	17

θ_3			
$E_\Gamma \backslash E_\varphi$	P	Z	N
PL	11	10	14
PS	9	10	15
ZE	0	0	0
NS	6	0	18
NL	5	1	2

θ_4			
$E_\Gamma \backslash E_\varphi$	P	Z	N
PL	14	13	17
PS	12	13	18
ZE	0	0	0
NS	9	0	3
NL	8	4	5

θ_5			
$E_\Gamma \backslash E_\varphi$	P	Z	N
PL	17	16	2
PS	15	16	3
ZE	0	0	0
NS	12	0	6
NL	11	7	8

θ_6			
$E_\Gamma \backslash E_\varphi$	P	Z	N
PL	2	1	5
PS	18	1	6
ZE	0	0	0
NS	15	0	9
NL	14	10	11

Etant donnée que lorsque le vecteur tension nul est sélectionné, le flux statorique s'arrête et le couple diminue ($\omega > 0$). Par ailleurs, dans notre stratégie de contrôle, les vecteurs nuls et les petits vecteurs tension sont appliqués dans les cas des faibles variations du flux.

3.3. SIMULATION NUMERIQUE

Pour valider l'algorithme proposé, on présente dans cette partie les résultats de simulation numérique illustrant le comportement de la structure du contrôle direct du couple multi-niveaux à la machine asynchrone.

Les simulations sont effectuées pour une période d'échantillonnage T_e égale $100 \mu s$ et une charge qui évolue avec la vitesse. Les classes du flux et du couple utilisées dans cette approche, exprimées en pour-cent sont définies en respectant les valeur de référence comme suit :

$$\varepsilon_{\varphi \min} = -3\% , \varepsilon_{\varphi \max} = 3\%$$

$$\varepsilon_{\Gamma \min 1} = -0.8\% , \varepsilon_{\Gamma \min 2} = 3\% , \varepsilon_{\Gamma \max 1} = 0.8\% , \varepsilon_{\Gamma \max 2} = 3\%$$

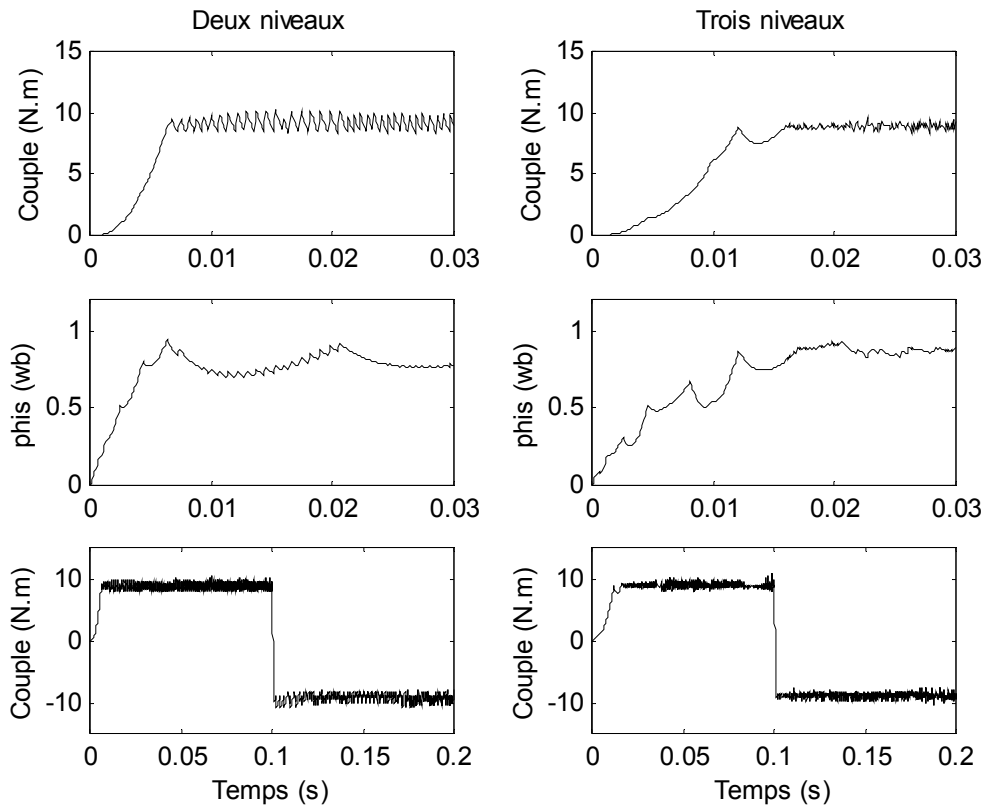


Figure.III.7 : Simulation des réponses du flux et du couple pour les deux types d'onduleurs avec les références nominales

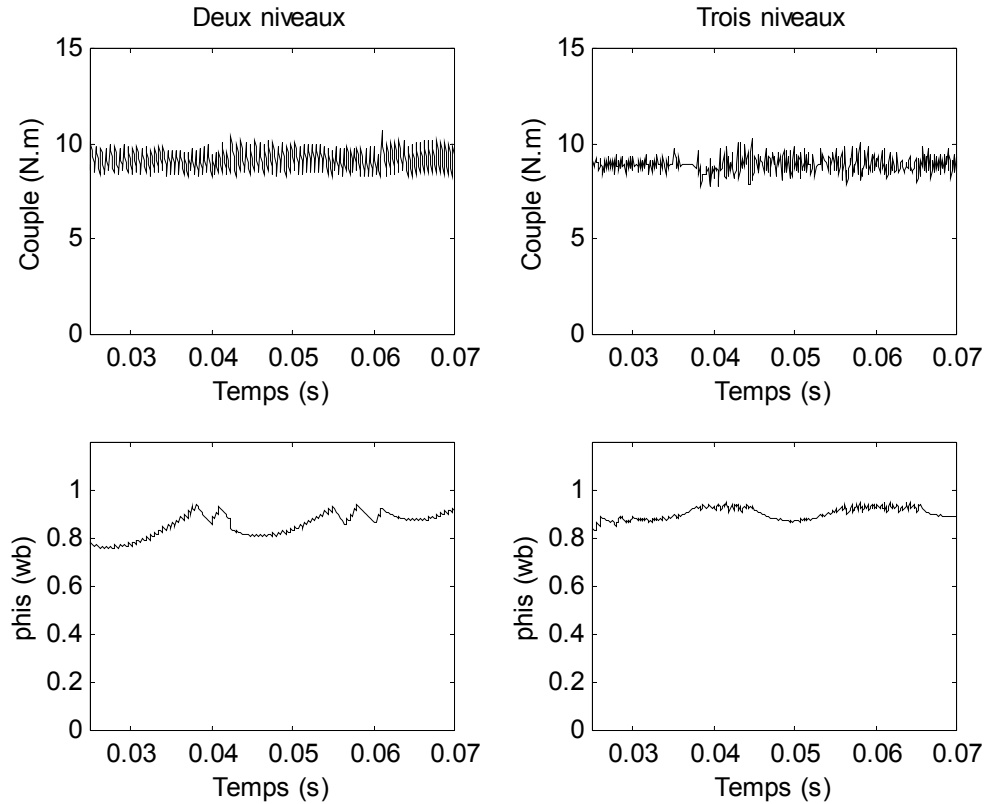


Figure.III.8 : Réponses en régime permanent du flux et du couple pour des consignes nominales

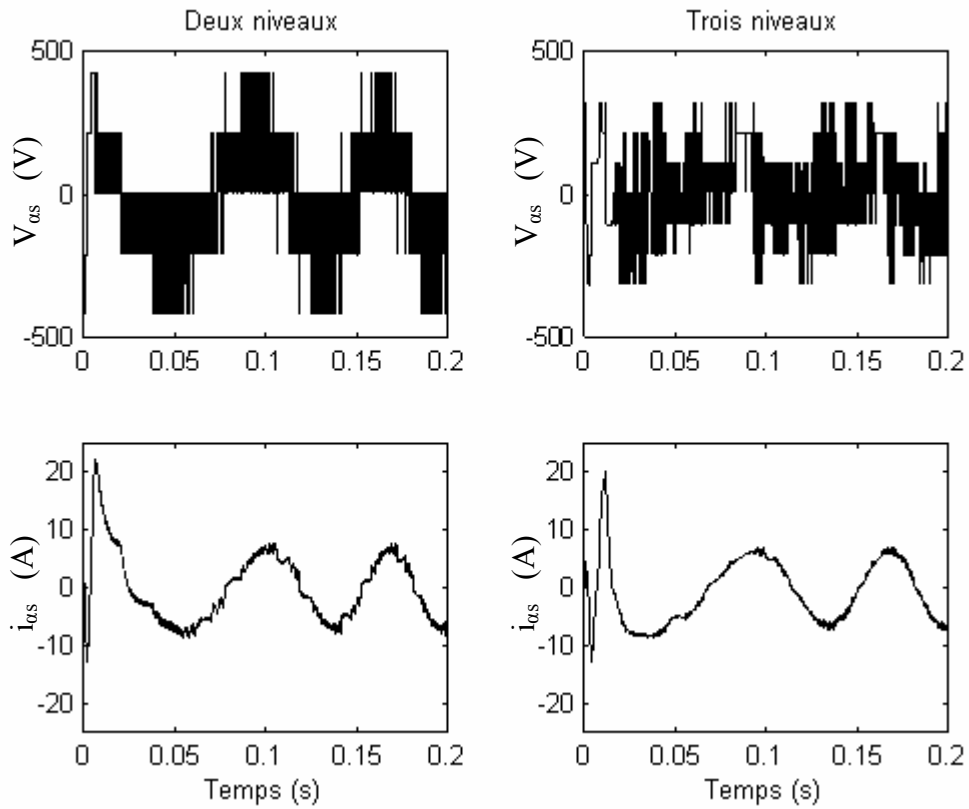


Figure.III.9 : Simulation des réponses du courant et de la tension de phase pour les deux approches

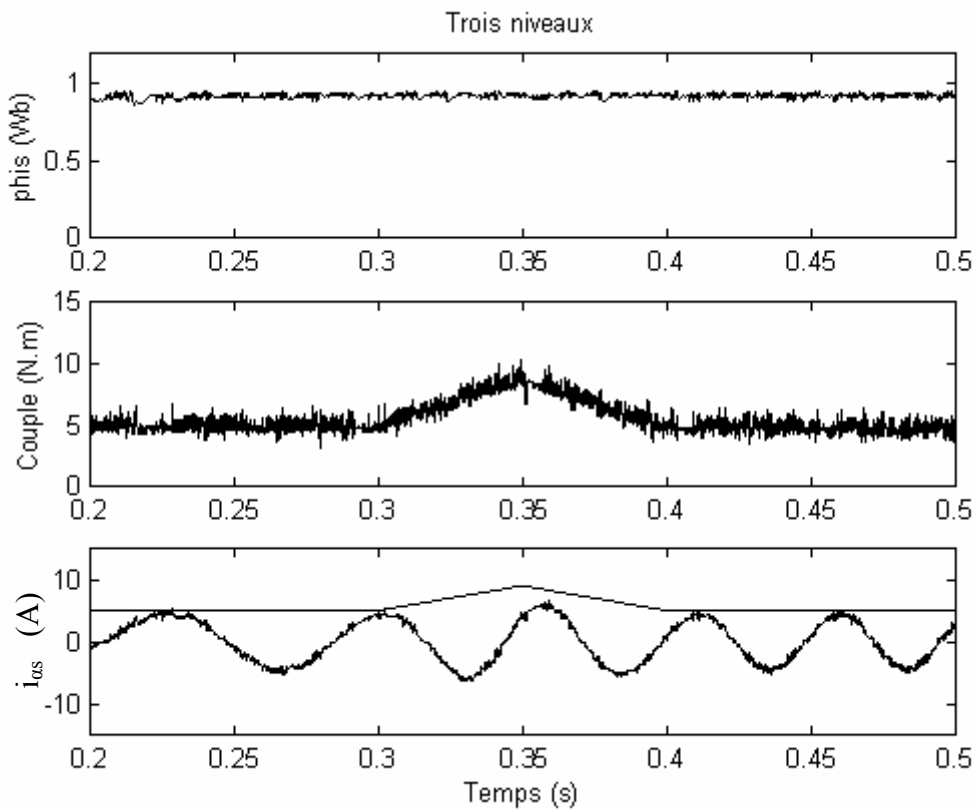


Figure.III.10 : Simulation des réponses du couple, du flux et du courant statorique pour une consigne de couple variable en rampe de 4.5 Nm à 9 Nm.

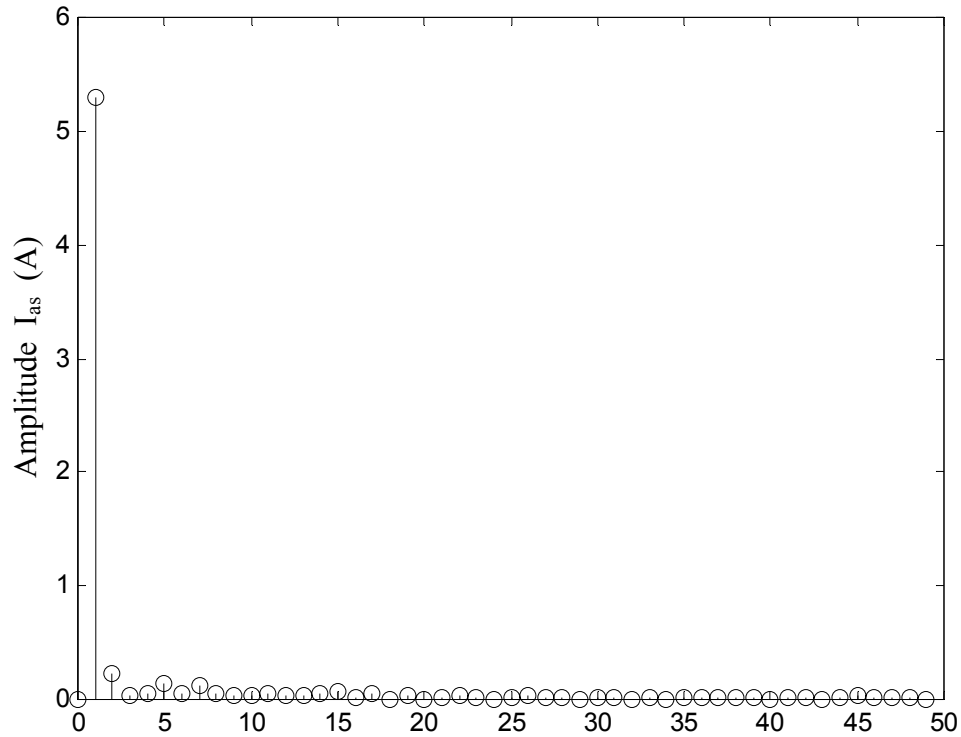


Figure.III.11 : Spectre d'harmoniques du courant statorique

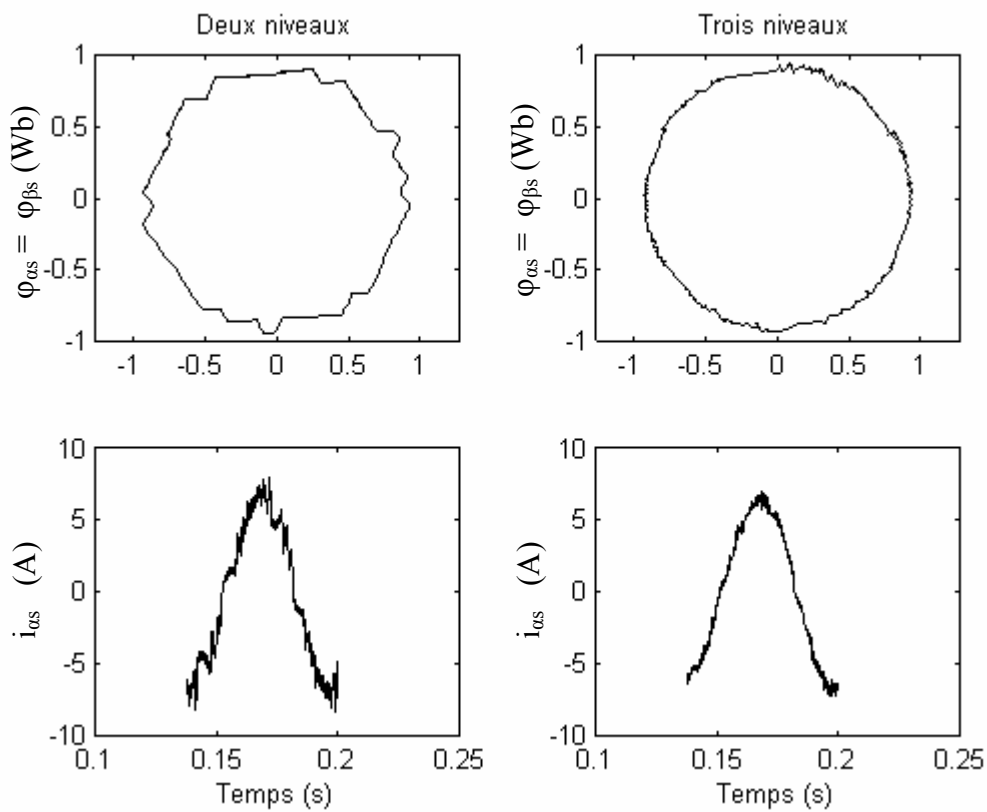


Figure.III.12 : Simulation de la réponse du courant et de la trajectoire du flux statorique avec une référence nominale du flux et de couple.

Les résultats obtenus montrent que le couple électromagnétique développé par la machine évolue sans dépassement, selon la courbe montrée sur la figure III.7, avec un temps de montée (17 ms) et le fonctionnement est pratiquement à flux constant. On observe également la forte dynamique du couple lors de l'application d'un échelon inverse de 9 N.m à -9 N.m. En fait, le temps de réponse est très faible, de l'ordre de 2 ms.

Cependant on observe, dans la figure III.8, le taux d'ondulation totalement différent pour toutes les grandeurs simulées en régime permanent que ce soit pour le couple, le flux ou le courant pour les deux types d'onduleurs. Le courant est moins ondulé et plus proche de la sinusoïde ce qui est nécessaire pour une bonne estimation du couple. Dans les deux cas, on note un dépassement de courant statorique au démarrage qui atteint la valeur de 20A illustré par la figure III.9, ce qui nous ramène à envisager une limitation appropriée pour une surveillance des courants crêtes supportés par l'onduleur. On note que cette limitation peut être intégrée dans la structure DTC avec un choix approprié des vecteurs tension sélectionnés au démarrage [CHAP-2 98], [ZAIM-5 99].

La figure III.10 montre la trajectoire du flux statorique, la réponse du couple électromagnétique Γ_{elm} et du courant statorique pour une consigne de couple variant en rampe de 4.5N.m à sa valeur nominale de 9 N.m avec une consigne de flux $\varphi_{ref} = 0.9 \text{ Wb}$. En effet, de très bonnes performances sont obtenues, le couple électromagnétique suit précisément sa référence, avec l'écart d'hystérésis imposé pour le contrôleur du couple. On note ainsi, que le flux statorique φ_s est pratiquement constant et un bon suivi de la trajectoire. Par conséquent, le couple électromagnétique est contrôlé tout en conservant l'amplitude du flux statorique autour de sa consigne.

De même, le courant statorique répond bien aux variations imposées au couple et que sa forme est très proche de la sinusoïde. On observe également, qu'il s'établit rapidement dans la phase de transition et ceci sans dépassement important.

Le spectre d'harmoniques, figure III.11, du courant statorique généré par l'onduleur à trois niveaux présente un faible taux d'harmoniques (6.53%). Par conséquent, moins d'ondulations du couple.

La trajectoire du flux statorique illustrée par la figure III.12 montre que ce dernier est parfaitement constant, presque circulaire, relativement au flux obtenu avec le contrôle classique avec un onduleur à deux niveaux. En effet, le flux φ_r décrit une trajectoire régulière sans observation de dérive sur les composantes $\varphi_{s\alpha}$ et $\varphi_{s\beta}$ que pourrait entraîner le calcul de l'intégration des courants statoriques. Par conséquent les performances du contrôle du couple sont meilleures.

3.4. CONCLUSION

Les résultats de simulation montrent la bonne stabilité et de précision de la structure de commande proposée. Ainsi, l'algorithme proposé pour le contrôle direct du couple de la machine asynchrone alimentée par un onduleur à trois-niveaux réalise de bonnes performances dynamiques et statiques.

Par ailleurs, deux problèmes usuellement associés aux entraînements à base de DTC persistent: la fréquence de commutation due aux comparateurs à hystérésis qui est variable et l'estimation du flux statorique qui est imprécise. Cela dégradent bien sûr les performances de notre entraînement.

L'effet de la méthode proposée a été mis en évidence par la simulation numérique. Nous concluons que cette méthode de contrôle offre de meilleurs résultats en régime permanent par rapport à la méthode classique appliquée à la machine alimentée par un onduleur à deux niveaux elle convient aux applications de forte puissance.

Par ailleurs, il est possible à la fois de générer n'importe quel vecteur tension par la méthode de Modulation de Largeurs d'Impulsions (MLI) vectorielle et d'appliquer la stratégie de Contrôle Direct du Couple, ça nous permet de contrôler la fréquence de commutation mais compliquera la structure de notre commande [GRIV 95], [JUN 99], [MART 02]. [HUNG 03], [LIXI 04]. [BRAH 06].

Le contrôle direct du couple présenté a été introduit pour améliorer les performances des entraînements électriques et peut être considérée comme une alternative à la commande par flux orienté. Nous avons qualifié cette première approche de « DTC conventionnelle », à partir de ce noyau algorithmique nous accélérerons le contrôle par une investigation dans la stratégie de commutation afin d'améliorer la phase de démarrage. Ainsi, nous développerons deux approches avec lesquelles nous améliorerons la dynamique de notre commande.

4. AMELIORATION DE LA PHASE DE DEMARRAGE

Dans cette partie de notre travail, nous améliorons les performances dynamiques de l'entraînement avec des règles qui sont toujours déterminées qualitativement du diagramme vectoriel du flux et du courant élaboré précédemment.

Pour cela, le nombre de secteurs doit être suffisamment grand pour avoir une décision adéquate. D'autre part, ceci n'est pas convenable du point de vue de l'espace mémoire réservé et le temps de traitement. Ainsi, tout en essayant d'avoir le maximum de contrôle, nous développerons un nombre minimum de règles en utilisant douze secteurs réguliers notés N_1 jusqu'à N_{12} représentés par la figure. III.13.

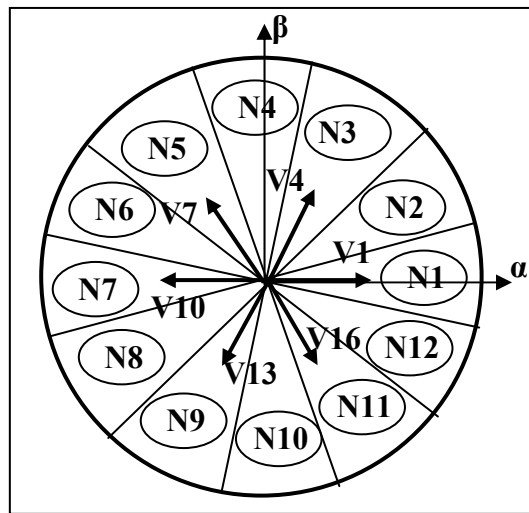


Figure.III.13 : position du flux

4.1. PREMIERE APPROCHE

Ces tables ont été élaborées en sélectionnant parmi le groupe MVV (Les vecteurs tensions moyens, $V_3; V_6; V_9; V_{12}; V_{15}; V_{18}$) ceux qui répondent le mieux aux grandeurs de commande (les états logiques des entrées) dans les ensembles PS.

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

Pour une diminution faible du couple et flux constant l'état 0 est sélectionné. Ces états changent avec la variation de la position du vecteur flux. Le nombre total des règles est 180, elles sont illustrées par les tableaux ci-dessous. Chaque cellule représente le meilleur état de commutation pour un angle donné [ZAIM-1 07].

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

θ_1

$E_\Gamma \backslash E_\phi$	P	Z	N
PL	5	4	8
PS	3	4	9
ZE	0	0	0
NS	18	0	12
NL	17	13	14

θ_2

$E_\Gamma \backslash E_\phi$	P	Z	N
PL	5	4	8
PS	6	7	9
ZE	0	0	0
NS	18	0	15
NL	2	16	17

θ_3

$E_\Gamma \backslash E_\phi$	P	Z	N
PL	8	7	11
PS	6	7	12
ZE	0	0	0
NS	3	0	15
NL	2	16	17

θ_4

$E_\Gamma \backslash E_\phi$	P	Z	N
PL	8	7	11
PS	9	10	12
ZE	0	0	0
NS	3	0	18
NL	5	1	2

θ_5

$E_\Gamma \backslash E_\phi$	P	Z	N
PL	11	10	14
PS	9	10	15
ZE	0	0	0
NS	6	0	18
NL	5	1	2

θ_6

$E_\Gamma \backslash E_\phi$	P	Z	N
PL	11	10	14
PS	12	13	15
ZE	0	0	0
NS	6	0	3
NL	8	4	5

θ_7

$E_\Gamma \backslash E_\phi$	P	Z	N
PL	14	13	17
PS	12	13	18
ZE	0	0	0
NS	9	0	3
NL	8	4	5

θ_8

$E_\Gamma \backslash E_\phi$	P	Z	N
PL	14	13	17
PS	15	16	18
ZE	0	0	0
NS	9	0	6
NL	11	7	8

θ_9

$E_\Gamma \backslash E_\phi$	P	Z	N
PL	17	16	2
PS	15	16	3
ZE	0	0	0
NS	12	0	6
NL	11	7	8

θ_{10}

$E_\Gamma \backslash E_\phi$	P	Z	N
PL	17	16	2
PS	18	1	3
ZE	0	0	0
NS	12	0	9
NL	14	10	11

θ_{11}

$E_\Gamma \backslash E_\phi$	P	Z	N
PL	2	1	5
PS	18	1	6
ZE	0	0	0
NS	15	0	9
NL	14	10	11

θ_{12}

$E_\Gamma \backslash E_\phi$	P	Z	N
PL	2	1	5
PS	3	4	6
ZE	0	0	0
NS	15	0	12
NL	17	13	14

4.2. DEUXIEME APPROCHE

Dans cette approche, pour une position du flux donnée, on sélectionne uniquement les vecteurs backward ou forward parmi le groupe MVV dans les ensembles PS [ZAIM-2 05], [ZAIM-2 06].

θ_1				θ_2				θ_3			
$E_\varphi \backslash E_\Gamma$	P	Z	N	$E_\varphi \backslash E_\Gamma$	P	Z	N	$E_\varphi \backslash E_\Gamma$	P	Z	N
PL	5	4	8	PL	5	4	8	PL	8	7	11
PS	3	4	6	PS	6	7	9	PS	6	7	9
ZE	0	0	0	ZE	0	0	0	ZE	0	0	0
NS	18	0	15	NS	18	0	15	NS	3	0	18
NL	17	13	14	NL	2	16	17	NL	2	16	17
θ_4				θ_5				θ_6			
$E_\varphi \backslash E_\Gamma$	P	Z	N	$E_\varphi \backslash E_\Gamma$	P	Z	N	$E_\varphi \backslash E_\Gamma$	P	Z	N
PL	8	7	11	PL	11	10	14	PL	11	10	14
PS	9	10	12	PS	9	10	12	PS	12	13	15
ZE	0	0	0	ZE	0	0	0	ZE	0	0	0
NS	3	0	18	NS	6	0	3	NS	6	0	3
NL	5	1	2	NL	5	1	2	NL	8	4	5
θ_7				θ_8				θ_9			
$E_\varphi \backslash E_\Gamma$	P	Z	N	$E_\varphi \backslash E_\Gamma$	P	Z	N	$E_\varphi \backslash E_\Gamma$	P	Z	N
PL	14	13	17	PL	14	13	17	PL	17	16	2
PS	12	13	15	PS	15	16	18	PS	15	16	18
ZE	0	0	0	ZE	0	0	0	ZE	0	0	0
NS	9	0	6	NS	9	0	6	NS	12	0	9
NL	8	4	5	NL	11	7	8	NL	11	7	8
θ_{10}				θ_{11}				θ_{12}			
$E_\varphi \backslash E_\Gamma$	P	Z	N	$E_\varphi \backslash E_\Gamma$	P	Z	N	$E_\varphi \backslash E_\Gamma$	P	Z	N
PL	17	16	2	PL	2	1	5	PL	2	1	5
PS	18	1	3	PS	18	1	3	PS	3	4	6
ZE	0	0	0	ZE	0	0	0	ZE	0	0	0
NS	12	0	9	NS	15	0	12	NS	15	0	12
NL	14	10	11	NL	14	10	11	NL	17	13	14

4.3. SIMULATION NUMERIQUE

Nous avons qualifié la technique développée dans le deuxième chapitre, synthèse de la méthode de TAKAHASHI et CASADEI, de « DTC classique » et celle proposée précédemment de « DTC conventionnel ». Par ailleurs, nous allons simuler la structure de contrôle direct du couple que nous avons qualifié de « DTC amélioré » en deux approches [ZAIM-1 07], [ZAIM-4 07].

On reprend les mêmes conditions de fonctionnement précédentes. Les résultats obtenus montrent de hautes performances dynamiques pour les deux approches. En effet le couple électromagnétique développé par la machine évolue, selon la courbe montrée sur la figure III.14, avec un temps de montée (9 ms) inférieur à celui obtenu avec la structure conventionnelle (17 ms). La figure III.15 montre la réponse du couple à un échelon en inverse qui est d'environ de 2 ms.

Cependant, dans la deuxième approche, on sélectionne uniquement les vecteurs backward ou forward parmi le groupe MVV dans les ensembles PS. Par conséquent, on préfère cette approche qui présente un peu moins d'ondulation du couple. Ainsi, une comparaison sera effectuée entre cette technique, « DTC amélioré », et la technique de commande que nous avons qualifié de « DTC conventionnel ».

Les classes du flux et du couple utilisées dans cette approche, exprimées en pour-cent sont définies en respectant les valeurs de référence comme suit :

$$\varepsilon_{\varphi \min} = -3\%, \varepsilon_{\varphi \max} = 3\%, \varepsilon_{\Gamma \min 1} = -0.8\%, \varepsilon_{\Gamma \min 2} = 3\%, \varepsilon_{\Gamma \max 1} = 0.8\%$$

et $\varepsilon_{\Gamma \max 2} = 3\%$

Les résultats obtenus montrent la haute dynamique du flux statorique dans la machine, en effet la figure III.16 montre qu'il atteint la consigne imposée de 0.9 Wb en un temps de 5 ms inférieur à celui obtenu avec la structure conventionnelle (17 ms).

La trajectoire du flux statorique illustrée par la figure III.17, montre que ce dernier est parfaitement constant relativement au flux obtenu avec le contrôle conventionnel, et on note une nette amélioration dans la phase de démarrage.

La figure III.18 montre le spectre d'harmoniques du courant statorique généré par l'onduleur commandé par l'algorithme amélioré. On observe presque le même taux d'harmoniques du courant pour les deux techniques (THD = 6%).

On observe dans la figure III.19, approximativement les mêmes réponses en terme d'ondulations du couple et du flux en régime permanent pour les deux techniques.

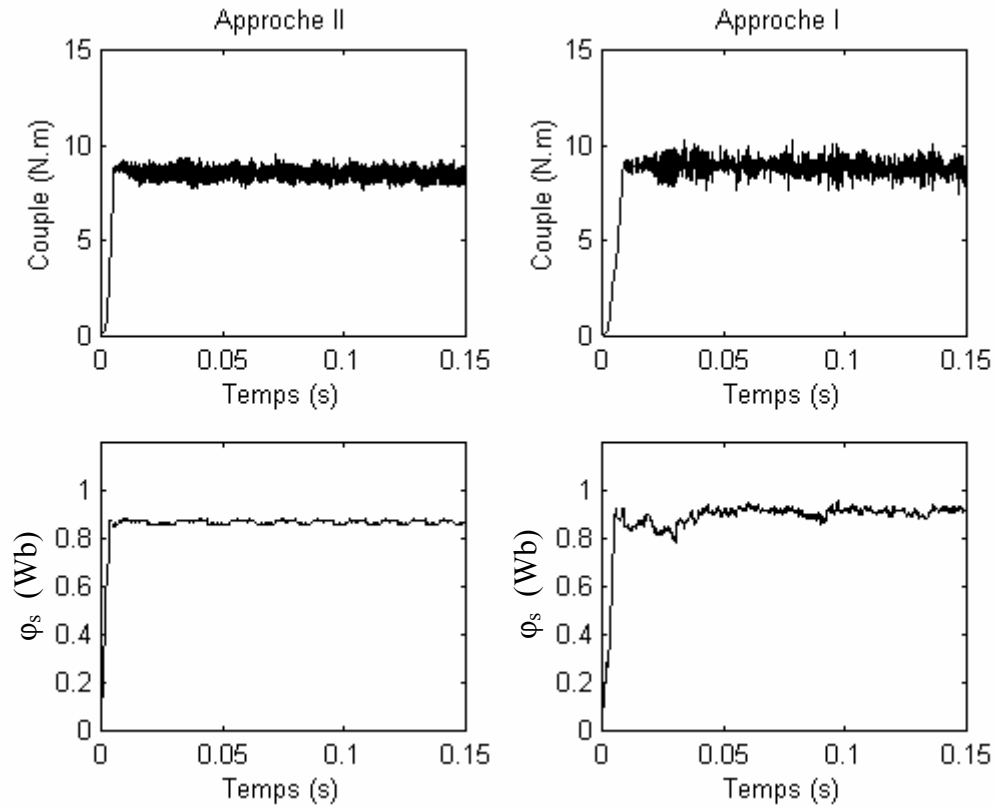


Figure.III.14 : Simulation des réponses du flux et du couple avec des consignes nominales pour les deux approches.

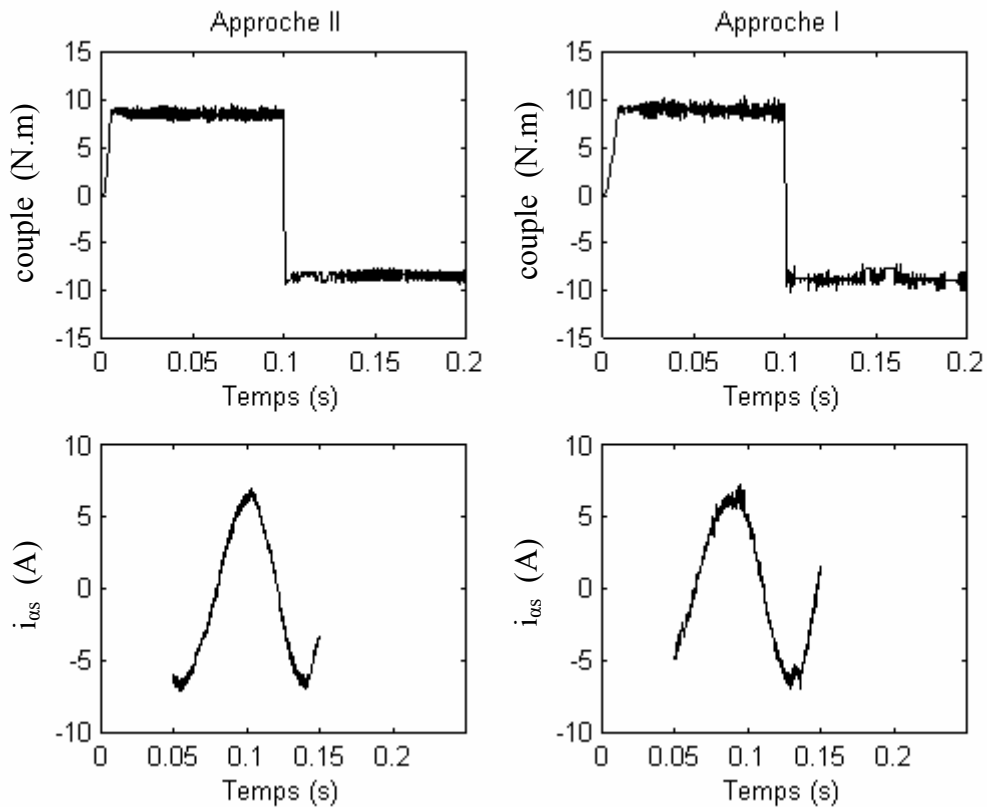


Figure.III.15 : Simulation des réponses du couple et du courant statorique avec des consignes nominales pour les deux approches.

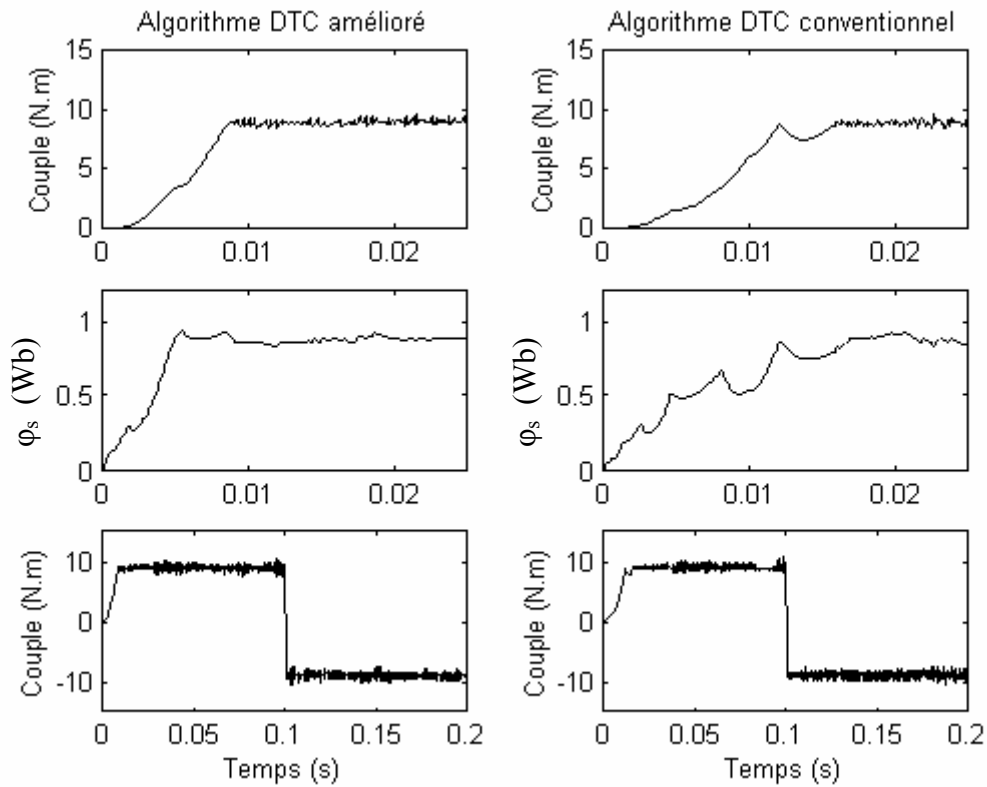


Figure.III.16 : Simulation des réponses du flux et du couple avec les références nominales

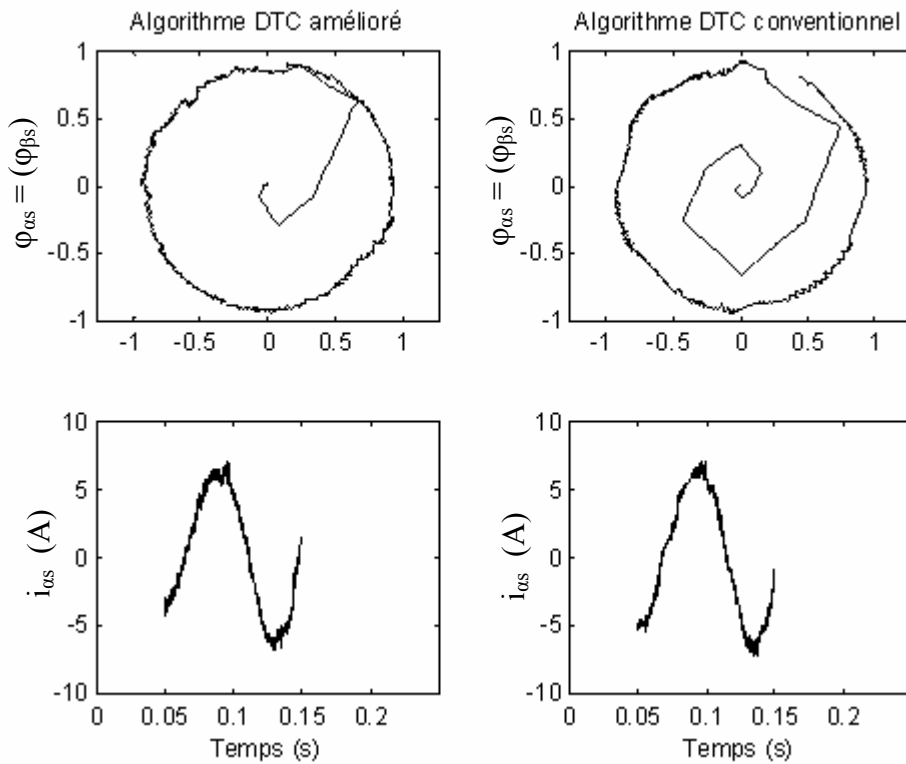


Figure.III.17 : Simulation de la réponse du courant et de la trajectoire du flux statorique avec une référence nominale du flux et de couple.

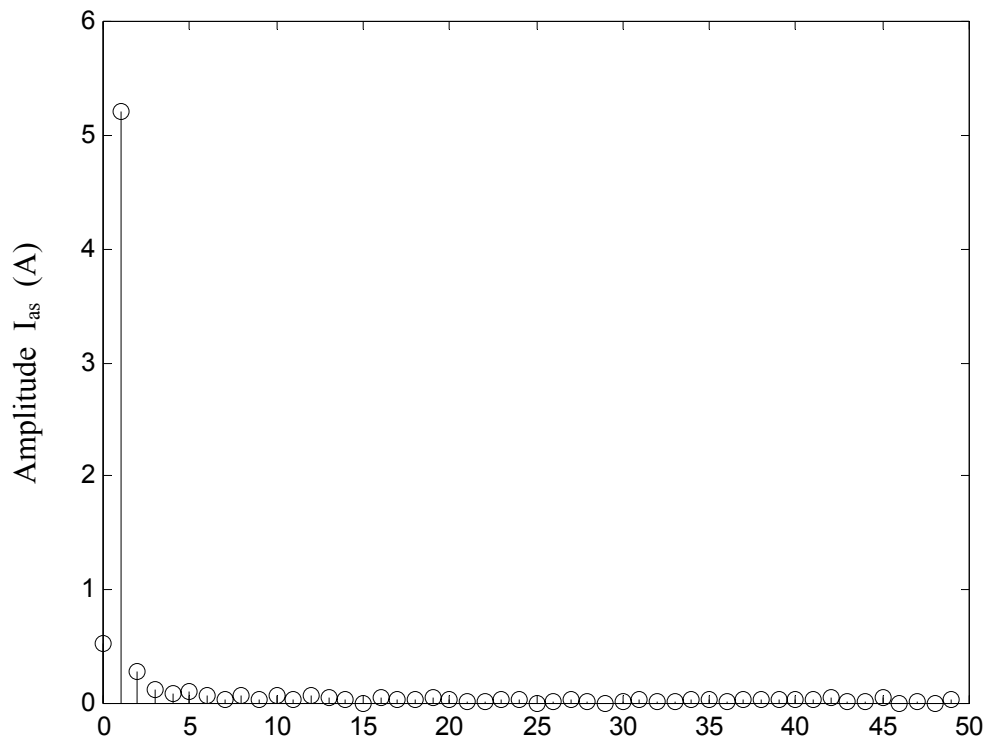


Figure.III.18: Spectre d'harmoniques du courant statorique

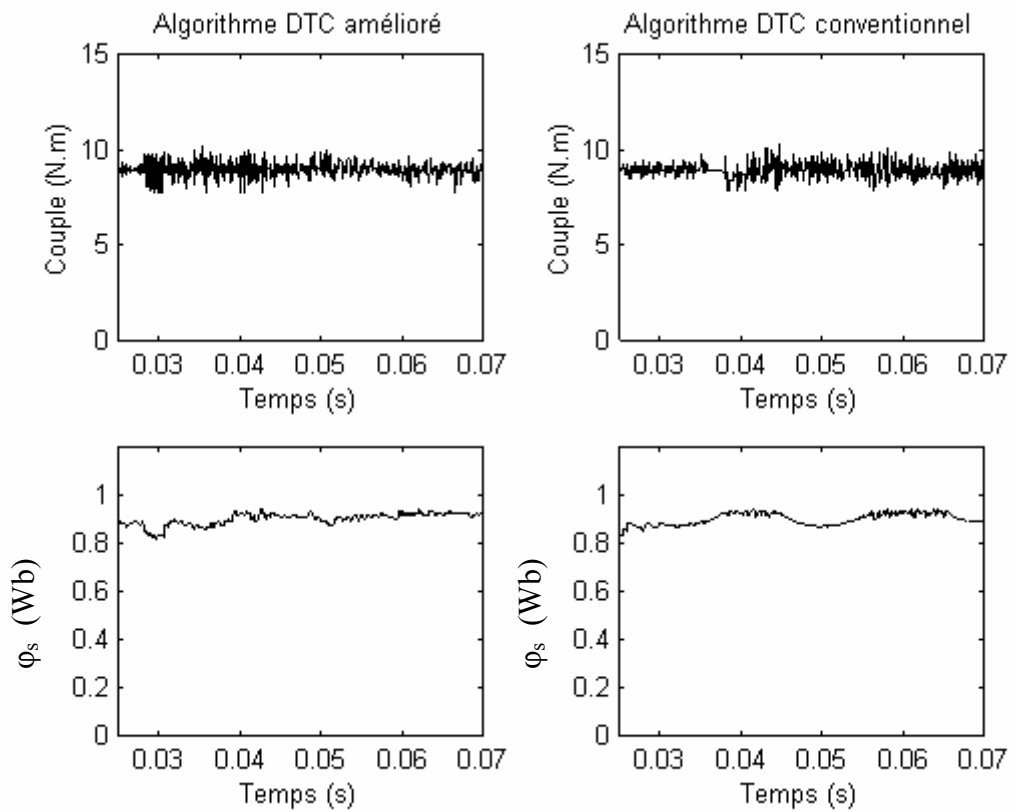


Figure.III.19 : Réponses en régime permanent du flux et du couple pour des consignes nominales

4.3. CONCLUSION

Nous avons étudié dans cette partie une structure améliorée du contrôle direct du couple en introduisant deux comparateurs multi-niveaux pour le flux et le couple et nous avons amélioré la procédure de détection de la position du flux en définissant douze secteurs symétriques dans l'espace d'évolution du flux φ_s . Ainsi, nous avons établi une table de commutation avec plus de règles et le vecteur tension est plus optimal.

Cette méthode, que nous avons qualifiée de « DTC amélioré », est une extension de l'approche DTC classique en incluant plusieurs étages dans le contrôle du flux et du couple par le comparateur à hystérésis. Ainsi, nous avons pu améliorer le temps de réponse et réduire les ondulations du couple et du flux pour répondre aux exigences de type traction électrique.

Cependant, l'entraînement asynchrone, qui impose un déphasage des courants en arrière par rapport aux tensions, fait que l'implémentation réelle de cette méthode nécessite des interrupteurs contrôlables à l'ouverture et à la fermeture tels que les thyristors GTO qui répondent bien à l'application de type traction électrique (puissance).

En pratique, le nombre de « séquences d'interrupteurs » étant largement supérieur au nombre de vecteurs tension (accessibles au sein de l'hexagone), il est toujours possible de choisir celle qui optimise l'équilibre des condensateurs. Pour cela, une possibilité de « commande rapprochée » consiste par exemple à favoriser le condensateur le plus éloigné de sa position d'équilibre en choisissant la « séquence d'interrupteurs » qui le fait évoluer dans le bon sens. Les règles d'évolution des tensions condensateurs selon les séquences d'interrupteurs choisies sont très simples et peuvent être tabulées.

Cependant, le fonctionnement à basse vitesse du contrôle direct du couple présente toujours des difficultés dues à la variation de la résistance statorique pour l'estimation du flux [Klae 94], [MIR 98], [Habe 98]. Pour améliorer les performances du système dans ces conditions, nous développerons par la suite un estimateur de la résistance statorique afin d'éliminer l'erreur due à la variation de ce paramètre.

INTRODUCTION

Les techniques de contrôle et de mesure sont basées sur les modèles de connaissance des processus. L'analyse mathématique de ces derniers n'est pas toujours facile, c'est pourquoi la recherche s'est orientée vers d'autres techniques pour rendre possible malgré tout leur contrôle. La régulation par la logique floue est une de ses méthodes récentes. Un grand nombre de produits utilisant cette technique ont été mis sur le marché (machine à laver, aspirateurs, autocuiseurs, climatiseurs, caméras vidéo,...etc.). Il apparaît que les produits sont très divers. Ces appareils offrent de meilleures performances, une utilisation plus simple, une grande fiabilité et des économies d'énergie.

Dès lors la théorie des ensembles flous, introduites par Zadeh en 1965, peut être vue comme un moyen de traduire cette expertise par un ensemble de règles à partir desquelles on va établir l'algorithme DTC flou. Ainsi, une nouvelle approche du contrôle direct du couple à base de logique floue pour le même entraînement à savoir machine asynchrone alimentée par un onduleur à trois niveaux sera présentée. On verra, que le comportement du système à contrôler est décrit par des règles linguistiques à partir desquelles sont déduites les commandes à lui appliquer.

L'optimisation des algorithmes DTC à base d'un onduleur à deux-niveaux a été un thème d'actualité dans plusieurs publications scientifiques [MIR 94], [MART 99], [LASC-1 04], [LIN 05], [XIUC 05], [SAHO 05], [HUAN-Y 05], [SIDA 06], [SIVA 06], [HUAN-Y 05]. Par ailleurs, cette partie pose les principes d'une autre approche de contrôle que nous qualifions de « DTC Flou ». Il s'agit d'une approche, avec un onduleur à trois-niveaux à structure NPC, qui recherche les lois de commutation du convertisseur à partir des règles linguistiques et un traitement pour calculer la sortie de commande.

1. LE CONCEPT DU FLOU

Soit X l'univers de référence, univers de discours, de la variable x . Un sous-ensemble flou A est défini par une fonction d'appartenance qui décrit le degré avec lequel l'élément x appartient à A . Ainsi, dans notre exemple, petit et grand sont des sous-ensembles flous définis sur l'ensemble des tailles de tous les individus. Deux fonctions d'appartenance, μ_{petit} et μ_{grand} les définiront. Elles peuvent par exemple être du type :

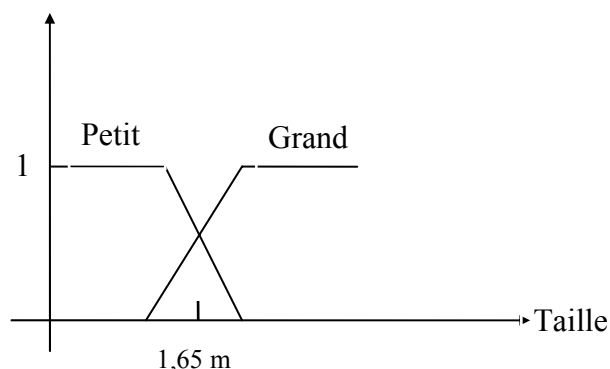


Figure IV.1 : Fonction d'appartenance

Si je mesure 1,65m, j'appartiens à la fois à l'ensemble "petit" et à l'ensemble "grand" avec des degrés d'appartenance de 0.5. Et si je mesure 1m80, je n'appartiens qu'à l'ensemble "grand" avec un degré 1. Ainsi, L'appellation d'un sous-ensemble flou est d'ordinaire en relation avec la signification que l'on souhaite lui donner. Cette appellation est souvent désignée par le terme label ou étiquette du sous-ensemble. Ce mot correspond à la valeur de la variable linguistique x appartenant à X (en abscisse). Petit et grand sont deux valeurs linguistiques associées à la variable linguistique taille.

La logique floue va introduire une notion d'imprécision dans les raisonnements. Elle décrit l'ambiguïté d'un événement. En fait, dans cette logique, un élément pourra appartenir à A et à B.

1.1 BASSES THEORIQUES DE LA LOGIQUE FLOUE

L'exemple suivant montre où nous voulons en venir avec cette théorie. Nous voulons réaliser une régulation de température sur la base de règles telles que :

1. Si la température est basse Alors le chauffage doit être fort,
2. Si la température est moyenne ET que la pression est haute Alors le chauffage doit être moyen et le volet doit être ouvert.
3. Si la température est trop élevée ou la pression trop forte, Alors le chauffage doit être arrêté et le volet ouvert.
4. Si la température est trop élevée ET que la pression n'est pas trop haute, Alors le chauffage doit être arrêté et le volet en position médiane et ainsi de suite.

1.2. LE SOUS ENSEMBLE FLOU

Comme nous l'avons déjà dit, un sous ensemble flou est défini par sa fonction d'appartenance :

$$\mu_A(x): X \rightarrow [0,1]$$

L'ensemble de référence appelé également univers de discours (et par conséquent les sous ensembles flous qui y sont définis) peut être discret ou continu. Une fonction d'appartenance pourra donc être discrète ou continue.

Prenons l'exemple de la taille d'une personne classée en deux catégories de sous ensemble petit et grand, chaque personne à une taille qui se situe entre les deux. On peut indiquer par un pourcentage, la fréquence avec la quelle elles sont quantifiées de petite ou grande. De cette façon, on peut établir une classification selon laquelle un élément appartient pour une part à un ensemble, pour une autre part à un autre ensemble.

Cette classification est représentée par un nombre compris entre 0 et 1, que nous pouvons considérer aussi comme un pourcentage entre 0 et 100 %. A titre d'exemple, une personne de taille 1m 60 peut être 0,6 petit et 0,4 grande alors qu'une personne de taille 1m 40 sera 1 petit et celle de taille 1m 80 sera 1 grand . Cette caractéristique s'appelle " degré d'appartenance " à un ensemble donné et il est souvent symbolisé par $\mu_A(x)$.

Il apparaît que la méthode de la logique floue correspond effectivement mieux à la réalité que la logique binaire classique. Dans la pratique de la régulation par logique floue, la transition entre deux ensembles, par exemple des températures hautes et basses, est indiquée suivant le degré d'appartenance compris entre 0 et 1.

1.3. RECOUVREMENT (CHEVAUCHEMENT) DES ENSEMBLES

Le chevauchement des ensembles flous a une inférence sur le comportement du système de régulation. En effet, si les ensembles ne présentent aucun chevauchement le fonctionnement du système ne sera pas correct. Par contre, si il existe un chevauchement entre plus de deux ensembles, il sera difficile de formuler convenablement les règles et la qualité du comportement du système se détériore.

1.4. QUELQUES DEFINITIONS SUR LES ENSEMBLES FLOUS

Un ensemble dont les limites sont définies précisément s'appelle ensemble net. Tous les éléments de cet ensemble appartiennent à cet ensemble avec un degré d'appartenance égale à 1. Cette définition prend la forme mathématique générale suivante :

$$A = \{x, \mu_A(x) / x \in X \}$$

Dans cette expression, A représente le nom de l'ensemble, x le nom ou la valeur de l'élément, $\mu_A(x)$ le degré d'appartenance de l'élément x à l'ensemble A, X est l'univers de discours ou référence.

- Si le maximum de $\mu_A(x)$ est égal à 1, l'ensemble est dit normalisé.
- Un nombre flou est un ensemble comprenant un seul élément de degré d'appartenance égal à 1, tous les autres éléments ont un degré d'appartenance compris dans l'intervalle $0 \leq \mu_A(x) < 1$

Il s'agit de généraliser les fonctions fondamentales de la théorie des ensembles: l'union, l'intersection et la négation. On utilisera pour ce faire les fonctions d'appartenance des sous ensembles flous, qu'on combinera de manière adéquate. On devra retrouver dans le cas classique les fonctions habituelles. Les solutions proposées devront répondre à certaines propriétés spécifiques (croissance, associativité) [BUHL 94].

2. CONCEPTION DU CONTROLEUR FLOU

La phase de conception d'un contrôleur flou passe toujours par quatre phases que nous allons détailler successivement.

2.1. CHOIX DES ENTREES ET SORTIES

Il s'agit de déterminer les caractéristiques fonctionnelles (1) et opérationnelles (2) du contrôleur.

(1)- Il faut d'abord choisir les variables d'entrée et de sortie. Leur choix dépend du contrôle que l'on veut réaliser. Que souhaite-t-on au juste commander ? A l'aide de quels paramètres va-t-on obtenir la commande ?

(2)- Il faudra ensuite se pencher sur le domaine des valeurs que pourront prendre ces variables. On partitionne alors ces domaines en intervalles, auxquels on associe un label descriptif (variables linguistique). Cette étape revient à définir les univers des discours des variables d'entrée et de sortie et les diviser en sous ensembles flous. Cette répartition est intuitive et basé sur l'expérience. On est d'ailleurs généralement amené à l'affiner en cours de la conception. Il faut également prévoir un plus grand nombre de zones à proximité du point de fonctionnement optimal [DEMA 94].

2.2. DEFINITION DES FONCTIONS D'APPARTENANCE

La première étape de conception a permis de cerner au mieux les caractéristiques linguistiques des variables. Il faut maintenant définir complètement les sous ensembles flous, c'est à dire expliciter leurs fonctions d'appartenances. Une fois encore, l'intuition et l'expérience auront leur rôle à jouer. Quelques principes ressortent de la pratique: choix de fonctions triangulaires ou trapézoïdales, recouvrement d'une fonction de 10 à 50% de l'espace des sous ensembles voisins, somme des degrés d'une zone de recouvrement égale à 1 (degré maximal d'appartenance).

Généralement, les fonctions d'appartenance de l'erreur ont une forme asymétrique créant une concentration autour de zéro qui améliore la précision près du point de fonctionnement désiré. Pour la même raison, les formes des fonctions d'appartenance de la variable de sortie sont également asymétriques. Par ailleurs, nous résumons les bases théorique comme suit :

- les ensembles flous (fuzzy sets) pour la représentation de variables linguistiques.
- les fonctions d'appartenance (memberships functions) qui décrivent le degré d'appartenance des grandeurs physiques (vitesse, courant, température) à un ensemble flou (faible, élevé, chaud).
- les opérateurs flous qui permettent l'énonciation de relations logiques entre les assertions floues (conclusion du genre " Si, Alors ").
- l'inférence floue c'est à dire la déduction de nouvelles informations déjà disponibles sur la base des règles linguistiques.

On attribue à chaque valeur de la variable linguistique des fonctions d'appartenance μ , dont la valeur varie entre 0 et 1, en tenant compte de la classification en un certain nombre d'ensembles flous. Le plus souvent, on utilise pour les fonctions d'appartenance des formes trapézoïdales ou triangulaires, rectangulaires ou de type singleton (sortie du contrôleur flou objet de cette partie). Il s'agit des formes les plus simples.

2.3. DEFINITION DU COMPORTEMENT DU CONTROLEUR FLOU

Cette étape concerne l'élaboration de la base de règle du contrôleur. C'est à un expert, à sa connaissance du problème que l'on se fier le plus souvent. Dans le cadre du contrôle, on utilise fréquemment l'erreur (observation) et la variation de l'erreur (dynamique du

processus). A partir de ces deux entrées, traduites sous la forme de variables floues, il est possible de déterminer les règles dans le domaine temporel et on peut construire une matrice « situation/action » reprenant toutes les possibilités linguistiques de celles-ci.

2.4. SELECTION D'UNE METHODE DE DEFUZZIFICATION

Il reste à sélectionner une méthode de défuzzification pour calculer la sortie. Ce choix sera conditionné par un compromis entre facilité et performance [BUHL 94].

3. CONTROLE DIRECT DU COUPLE À BASE DE LOGIQUE FLOUE

Dans le contrôle direct du couple conventionnel, les erreurs du couple et du flux sont directement utilisées pour choisir l'état de commutation sans distinguer entre une erreur très grande ou relativement petite. Par ailleurs, l'état de commutation choisi pour une grande erreur qui se produit au démarrage ou lors de variation des consignes du couple et du flux est le même qu'en fonctionnement normal. Cela implique évidemment une réponse médiocre. Les performances du système peuvent être améliorées si on sélectionne le vecteur tension selon la valeur de l'erreur du couple et du flux ainsi que la position du flux dans l'espace de son évolution, Figure IV.2.

Cette fonction erreur est la différence entre une grandeur calculée à partir des informations fournies par la commande et de la grandeur équivalente déterminée à partir des mesures. Cependant les principes de la logique floue, l'utilisation du concept d'ensemble flou, peuvent être appliqués à beaucoup de problèmes où la manipulation de l'imprécis ou vague est indispensable. Nous verrons, par la suite, l'avantage que ce mode de raisonnement peut apporter à partir des règles d'expertise définies par les entrées (erreur, dérivé de l'erreur en générale) de la fonction définie.

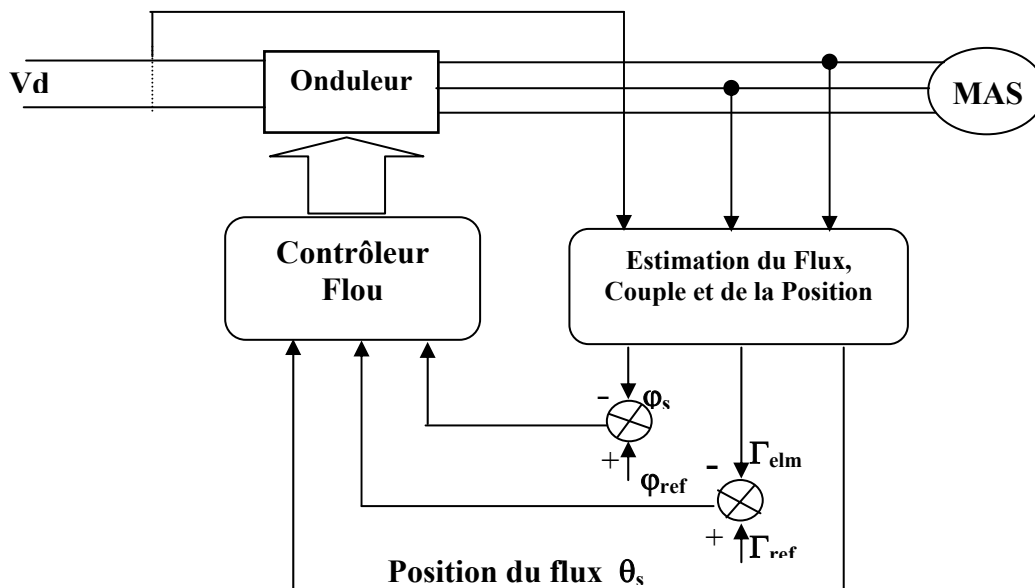


Figure IV.2: Nouvelle approche du Contrôle direct du couple

3.1. LE CONTROLEUR FLOU ET CHOIX DES VARIABLES D'ENTREE ET SORTIE

Le principe de base de cette approche est d'appliquer un raisonnement flou pour les erreurs sur les grandeurs de commande. Ainsi, l'erreur de flux " E_ϕ ", l'erreur du couple " E_Γ " et la position du flux " θ_s " sont utilisées comme des entrées du contrôleur flou. L'état de commutation du convertisseur est évidemment la sortie du régulateur.

Les trois variables d'entrée sont divisées en un nombre déterminé d'ensemble flou de façon à avoir le meilleur contrôle en utilisant le minimum de règles. L'univers de discours de la première variable d'entrée " E_ϕ " est divisée en trois ensembles flous :

- Erreur du flux est positive, «P»
- Erreur du flux est nulle, «Z»
- Erreur du flux est négative, «N»

On choisit des fonctions d'appartenance trapézoïdales pour les variables P, N et triangulaire pour l'ensemble Z, figure IV.3.

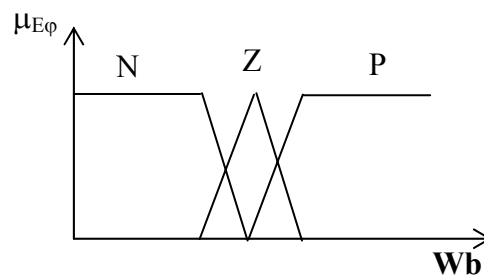


Figure IV.3 : Fonctions d'appartenance de l'erreur du flux, E_ϕ

La deuxième entrée est l'erreur du couple " E_Γ ". Son univers du discours est divisé en cinq ensembles flous :

- Erreur du couple est positive grande, «PL»
- Erreur du couple est positive petite, «PS»
- Erreur du couple est nulle, «ZE»
- Erreur du couple est négative petite, «NS»
- Erreur du couple est négative grande, «PS»

On choisit des fonctions d'appartenances triangulaires pour les ensembles PS, ZE et NS. Et des fonctions d'appartenances trapézoïdales pour les ensembles PL et NL, figure IV.4.

La troisième variable d'entrée est la position du flux dans le référentiel lié au stator. L'angle θ_s qui est donné par :

$$\theta_s = \arctan \frac{\varphi_{\beta s}}{\varphi_{\alpha s}} \quad (\text{IV.1})$$

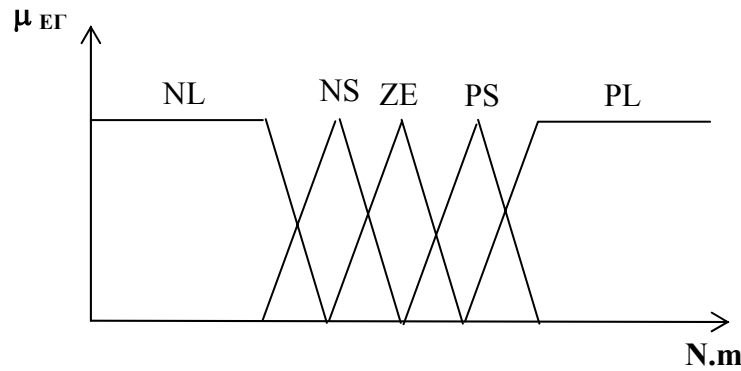


Figure IV.4 : Fonctions d'appartenance de l'erreur du couple, E_T

L'univers du discours de cette variable est divisé en douze ensembles flous (θ_1 à θ_{12}) dont les fonctions d'appartenance sont représentées par la figure IV.5.

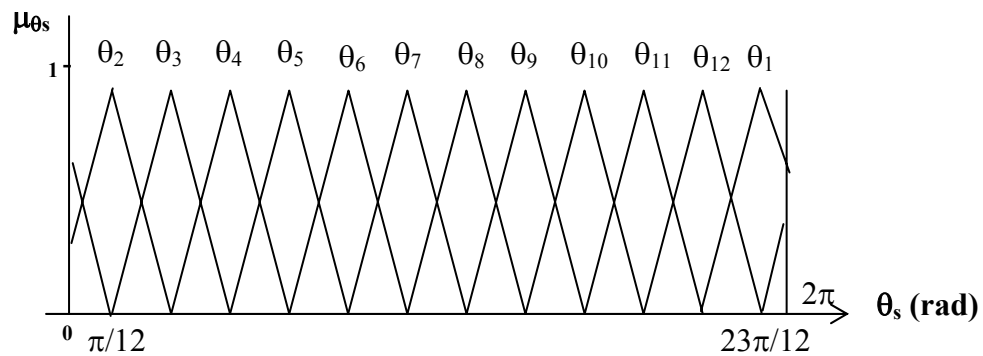


Figure IV.5 : Fonctions d'appartenance de la position, θ_s

3.2. CALCUL DE LA LOI DE COMMANDE (REGLES DE CONTROLE)

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

Par ailleurs, cette nouvelle approche est présentée en utilisant douze secteurs réguliers, les mêmes blocs de commande tel que : estimation du flux et de couple, estimation de la position et les contraintes qui seront imposées. Les règles de contrôle peuvent être exprimées en fonction des variables d'entrée et de sortie de la manière suivante :

$$R_i : \text{if } E_\varphi \text{ is } A_i, E_T \text{ is } B_i \text{ and } \theta_s \text{ is } C_i \text{ alors } n \text{ is } N_i \quad (i = 1 \dots 180)$$

L'algorithme de commande comporte alors 180 règles. Le traitement de ces règles se fera par la méthode de minimum de Mamdani exprimée par :

$$\mu'_{Ni}(n) = \min(\alpha_i, \mu_{Ni}(n)) \tag{IV.1}$$

$$\alpha_i = \min(\mu_{Ai}(E_\varphi), \mu_{Bi}(E_\Gamma), \mu_{Ci}(\theta_s)) \tag{IV.2}$$

Où μ_A , μ_B , μ_C , et μ_N représentent les fonctions d'appartenance des ensembles A, B, C et N des variables E_φ , E_Γ , θ_s et n respectivement.

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

$$\mu_N(n) = \max_{i=1}^{180} (\mu'_{Ni}(n)) \tag{IV.3}$$

Dans notre cas, la sortie est déterministe, la méthode de maximum est utilisée comme critère pour la défuzzification car le contrôle du couple et du flux par le vecteur tension est de nature discrète.

$$\mu_{Nout}(n) = \max_{N=1}^{19} (\mu_N(n)) \tag{IV.4}$$

La variable de sortie floue qui a la possibilité de distribution maximale, sera utilisée directement comme sortie du contrôle [MIR 94], [ZAIM-2 05].

3.3. TABLES DE COMMUTATION

La spécificité des tables que nous avons développées précédemment c'est le fait que les variables : "E φ ", l'erreur de flux ; "E Γ ", l'erreur du couple et "θ_s" la position du flux sont divisées en bandes déterminées, alors que pour cette approche toute les variables sont des ensembles flous.

Pour la sortie qui est de type singleton, elle est calculée par des opérateurs flous qui permettent l'énonciation de relations logiques entre les assertions floues (conclusion du genre " Si, Alors ") et l'inférence floue c'est à dire la déduction de nouvelles informations déjà disponibles sur la base des règles linguistiques.

	θ1	θ2	θ3																																																																																				
	<table border="1" style="border-collapse: collapse; width: 60px; height: 60px;"> <tr><td style="text-align: right; padding: 2px;">Eφ</td><td style="padding: 2px;">P</td><td style="padding: 2px;">Z</td><td style="padding: 2px;">N</td></tr> <tr><td style="text-align: right; padding: 2px;">EΓ</td><td style="padding: 2px;">PL</td><td style="padding: 2px;">PS</td><td style="padding: 2px;">ZE</td></tr> <tr><td style="padding: 2px;">PL</td><td style="text-align: center; padding: 2px;">5</td><td style="text-align: center; padding: 2px;">4</td><td style="text-align: center; padding: 2px;">8</td></tr> <tr><td style="padding: 2px;">PS</td><td style="text-align: center; padding: 2px;">3</td><td style="text-align: center; padding: 2px;">4</td><td style="text-align: center; padding: 2px;">6</td></tr> <tr><td style="padding: 2px;">ZE</td><td style="text-align: center; padding: 2px;">0</td><td style="text-align: center; padding: 2px;">0</td><td style="text-align: center; padding: 2px;">0</td></tr> <tr><td style="padding: 2px;">NS</td><td style="text-align: center; padding: 2px;">18</td><td style="text-align: center; padding: 2px;">0</td><td style="text-align: center; padding: 2px;">15</td></tr> <tr><td style="padding: 2px;">NL</td><td style="text-align: center; padding: 2px;">17</td><td style="text-align: center; padding: 2px;">13</td><td style="text-align: center; padding: 2px;">14</td></tr> </table>	Eφ	P	Z	N	EΓ	PL	PS	ZE	PL	5	4	8	PS	3	4	6	ZE	0	0	0	NS	18	0	15	NL	17	13	14	<table border="1" style="border-collapse: collapse; width: 60px; height: 60px;"> <tr><td style="text-align: right; padding: 2px;">Eφ</td><td style="padding: 2px;">P</td><td style="padding: 2px;">Z</td><td style="padding: 2px;">N</td></tr> <tr><td style="text-align: right; padding: 2px;">EΓ</td><td style="padding: 2px;">PL</td><td style="padding: 2px;">PS</td><td style="padding: 2px;">ZE</td></tr> <tr><td style="padding: 2px;">PL</td><td style="text-align: center; padding: 2px;">5</td><td style="text-align: center; padding: 2px;">4</td><td style="text-align: center; padding: 2px;">8</td></tr> <tr><td style="padding: 2px;">PS</td><td style="text-align: center; padding: 2px;">6</td><td style="text-align: center; padding: 2px;">7</td><td style="text-align: center; padding: 2px;">9</td></tr> <tr><td style="padding: 2px;">ZE</td><td style="text-align: center; padding: 2px;">0</td><td style="text-align: center; padding: 2px;">0</td><td style="text-align: center; padding: 2px;">0</td></tr> <tr><td style="padding: 2px;">NS</td><td style="text-align: center; padding: 2px;">18</td><td style="text-align: center; padding: 2px;">0</td><td style="text-align: center; padding: 2px;">15</td></tr> <tr><td style="padding: 2px;">NL</td><td style="text-align: center; padding: 2px;">2</td><td style="text-align: center; padding: 2px;">16</td><td style="text-align: center; padding: 2px;">17</td></tr> </table>	Eφ	P	Z	N	EΓ	PL	PS	ZE	PL	5	4	8	PS	6	7	9	ZE	0	0	0	NS	18	0	15	NL	2	16	17	<table border="1" style="border-collapse: collapse; width: 60px; height: 60px;"> <tr><td style="text-align: right; padding: 2px;">Eφ</td><td style="padding: 2px;">P</td><td style="padding: 2px;">Z</td><td style="padding: 2px;">N</td></tr> <tr><td style="text-align: right; padding: 2px;">EΓ</td><td style="padding: 2px;">PL</td><td style="padding: 2px;">PS</td><td style="padding: 2px;">ZE</td></tr> <tr><td style="padding: 2px;">PL</td><td style="text-align: center; padding: 2px;">8</td><td style="text-align: center; padding: 2px;">7</td><td style="text-align: center; padding: 2px;">11</td></tr> <tr><td style="padding: 2px;">PS</td><td style="text-align: center; padding: 2px;">6</td><td style="text-align: center; padding: 2px;">7</td><td style="text-align: center; padding: 2px;">9</td></tr> <tr><td style="padding: 2px;">ZE</td><td style="text-align: center; padding: 2px;">0</td><td style="text-align: center; padding: 2px;">0</td><td style="text-align: center; padding: 2px;">0</td></tr> <tr><td style="padding: 2px;">NS</td><td style="text-align: center; padding: 2px;">3</td><td style="text-align: center; padding: 2px;">0</td><td style="text-align: center; padding: 2px;">18</td></tr> <tr><td style="padding: 2px;">NL</td><td style="text-align: center; padding: 2px;">2</td><td style="text-align: center; padding: 2px;">16</td><td style="text-align: center; padding: 2px;">17</td></tr> </table>	Eφ	P	Z	N	EΓ	PL	PS	ZE	PL	8	7	11	PS	6	7	9	ZE	0	0	0	NS	3	0	18	NL	2	16	17
Eφ	P	Z	N																																																																																				
EΓ	PL	PS	ZE																																																																																				
PL	5	4	8																																																																																				
PS	3	4	6																																																																																				
ZE	0	0	0																																																																																				
NS	18	0	15																																																																																				
NL	17	13	14																																																																																				
Eφ	P	Z	N																																																																																				
EΓ	PL	PS	ZE																																																																																				
PL	5	4	8																																																																																				
PS	6	7	9																																																																																				
ZE	0	0	0																																																																																				
NS	18	0	15																																																																																				
NL	2	16	17																																																																																				
Eφ	P	Z	N																																																																																				
EΓ	PL	PS	ZE																																																																																				
PL	8	7	11																																																																																				
PS	6	7	9																																																																																				
ZE	0	0	0																																																																																				
NS	3	0	18																																																																																				
NL	2	16	17																																																																																				

θ4

$E_\Gamma \backslash E_\phi$	P	Z	N
PL	8	7	11
PS	9	10	12
ZE	0	0	0
NS	3	0	18
NL	5	1	2

θ5

$E_\Gamma \backslash E_\phi$	P	Z	N
PL	11	10	14
PS	9	10	12
ZE	0	0	0
NS	6	0	3
NL	5	1	2

θ6

$E_\Gamma \backslash E_\phi$	P	Z	N
PL	11	10	14
PS	12	13	15
ZE	0	0	0
NS	6	0	3
NL	8	4	5

θ7

$E_\Gamma \backslash E_\phi$	P	Z	N
PL	14	13	17
PS	12	13	15
ZE	0	0	0
NS	9	0	6
NL	8	4	5

θ8

$E_\Gamma \backslash E_\phi$	P	Z	N
PL	14	13	17
PS	15	16	18
ZE	0	0	0
NS	9	0	6
NL	11	7	8

θ9

$E_\Gamma \backslash E_\phi$	P	Z	N
PL	17	16	2
PS	15	16	18
ZE	0	0	0
NS	12	0	9
NL	11	7	8

θ10

$E_\Gamma \backslash E_\phi$	P	Z	N
PL	17	16	2
PS	18	1	3
ZE	0	0	0
NS	12	0	9
NL	14	10	11

θ11

$E_\Gamma \backslash E_\phi$	P	Z	N
PL	2	1	5
PS	18	1	3
ZE	0	0	0
NS	15	0	12
NL	14	10	11

θ12

$E_\Gamma \backslash E_\phi$	P	Z	N
PL	2	1	5
PS	3	4	6
ZE	0	0	0
NS	15	0	12
NL	17	13	14

4. SIMULATION NUMERIQUE

Afin d'établir une comparaison entre cette approche et celles développées dans le chapitre précédent, nous imposons les mêmes contraintes sur les grandeurs d'entrées. Ainsi, les classes du flux et du couple utilisées dans cette approche, exprimées en pour-cent sont définies en respectant les valeurs de référence comme suit :

$$\varepsilon_{\varphi \min} = -3\% , \varepsilon_{\varphi \max} = 3\%$$

$$\varepsilon_{\Gamma \min 1} = -0.8\% , \varepsilon_{\Gamma \min 2} = 3\% , \varepsilon_{\Gamma \max 1} = 0.8\% \text{ et } \varepsilon_{\Gamma \max 2} = 3\%$$

Les simulations sont effectuées pour une période d'échantonnage T_e égale à $100\mu s$ et une perturbation Γ_r qui évolue avec la charge. Les résultats obtenus montrent que le couple électromagnétique développé par la machine évolue, selon la courbe montrée sur la figure IV.6, avec un temps de montée (7 ms) inférieur à celui obtenu avec la structure classique (9 ms). Ainsi, une meilleure dynamique est obtenue avec un fonctionnement pratiquement à flux constant.

La trajectoire du flux statorique illustrée par la figure IV.7, montre clairement que ce dernier est parfaitement constant relativement au flux obtenu avec le contrôle selon l'algorithme DTC amélioré (Approche II). De plus, le courant est moins ondulé et plus proche de la sinusoïde ce qui est nécessaire pour une bonne estimation du couple. Par conséquent les performances du contrôle du couple sont meilleures.

Par la suite, on a simulé les réponses du couple, du flux et du courant statorique avec un échelon inverse de couple de 9 N.m à -9 N.m. Les résultats sont donnés par la figure IV.8. On constate un dépassement acceptable du courant statorique lors de la transition du couple et durant le démarrage pour les deux méthodes avec un flux maintenu constant.

En effet, dans les deux cas on note un dépassement de courant statorique au démarrage qui atteint la valeur de 20 A, ce qui nous ramène à envisager une limitation appropriée pour une surveillance des courants crêtes supportés par l'onduleur. Par contre, le taux d'ondulation est totalement différent pour toutes les grandeurs simulées que ce soit pour le couple, le flux ou le courant par les deux stratégies de commutation proposées.

La figure IV.9 montre que le couple électromagnétique suit précisément sa référence, avec l'erreur imposée pour le contrôleur du couple. On note ainsi, les très bonnes performances de contrôle du couple. Le flux statorique φ_s est pratiquement constant et le courant statorique répond bien aux variations imposées sur le couple et que sa forme est très proche de la sinusoïde. On observe également, qu'il s'établit rapidement dans la phase de transition et ceci sans dépassement important.

Dans la figure IV.10, lors de la Simulation des réponses du courant et de la tension, on relève que la tension de phase est bien distribuée avec l'algorithme DTC basé sur la logique floue. C'est pourquoi nous constatons une amélioration de la valeur moyenne du couple avec cette technique.

La figure IV.11, montre que le taux d'harmoniques du courant statorique est réduit par rapport à l'approche classique, THD = 5%.

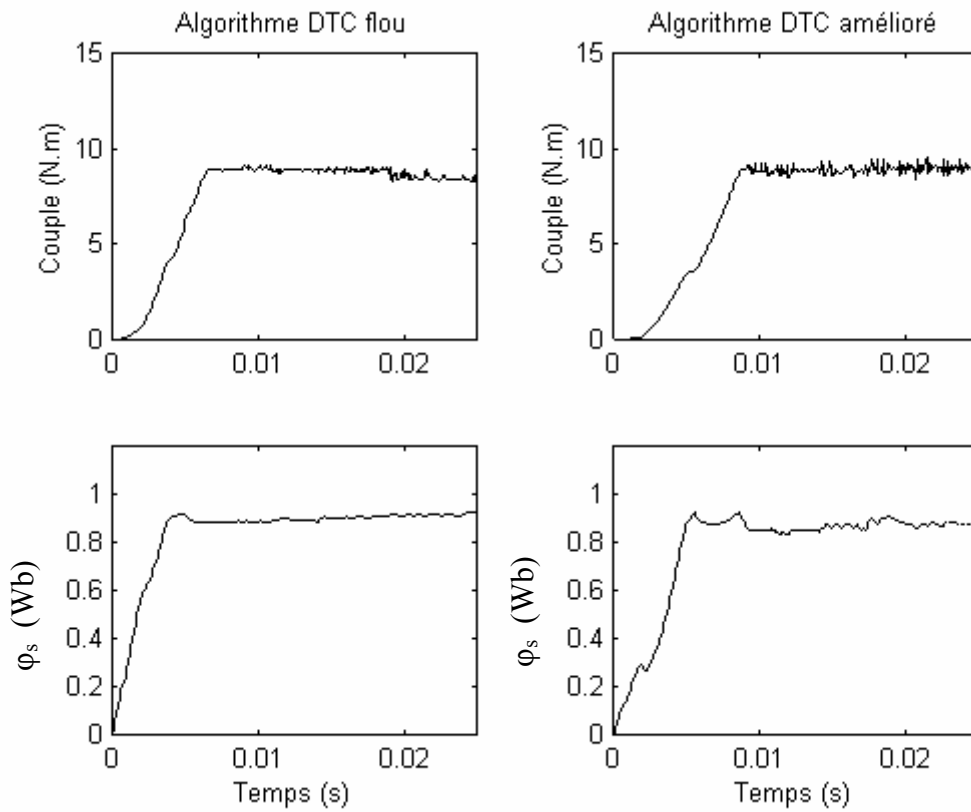


Figure. IV.6 : Simulation des réponses du flux et de couple avec des consignes nominales pour les deux approches.

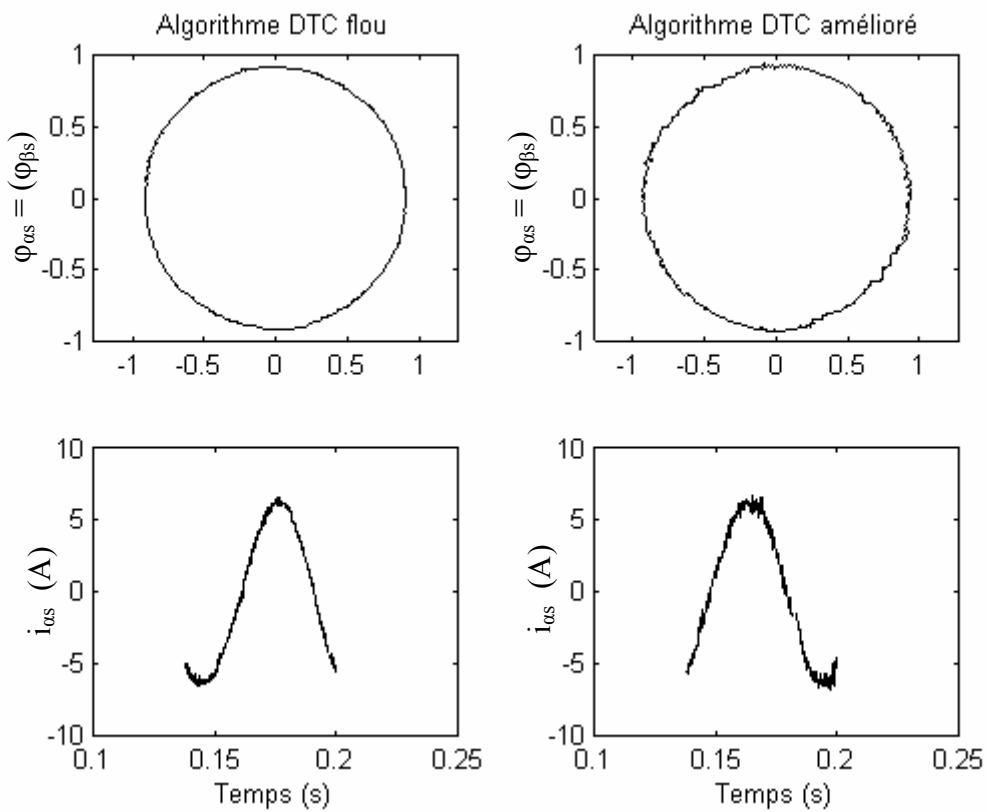


Figure. IV.7 : Simulation de la réponse du courant et de la trajectoire du flux statorique avec une référence nominale du flux et de couple.

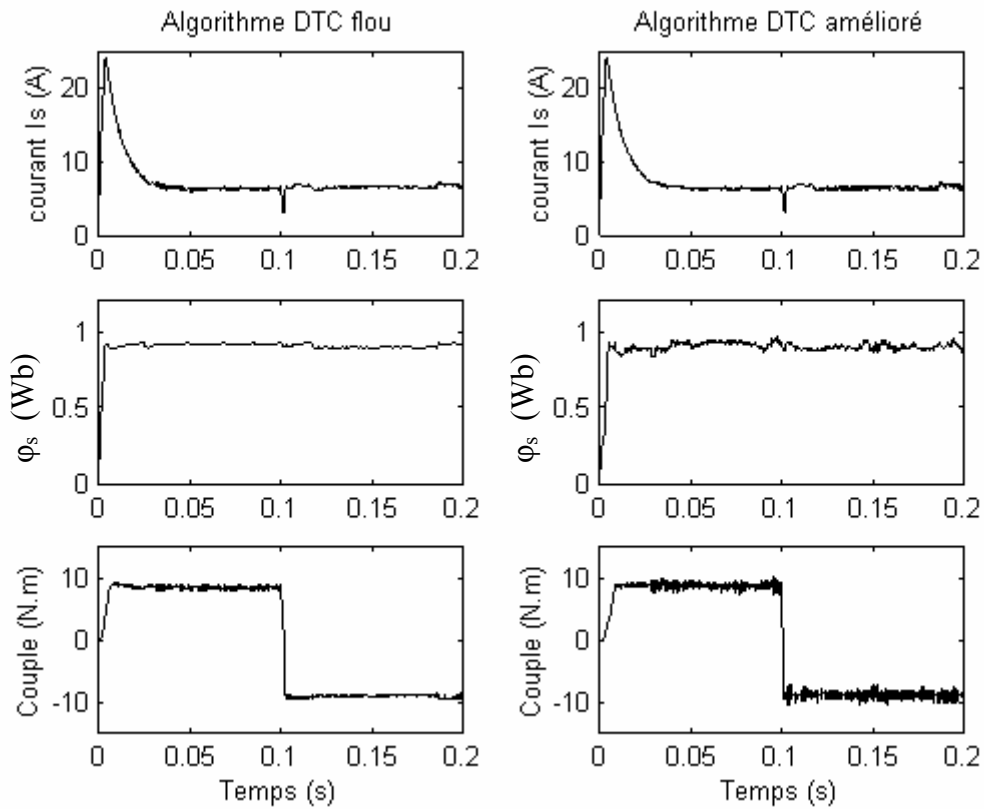


Figure.IV.8 : Simulation des réponses du courant, du flux statorique et du couple pour les deux approches

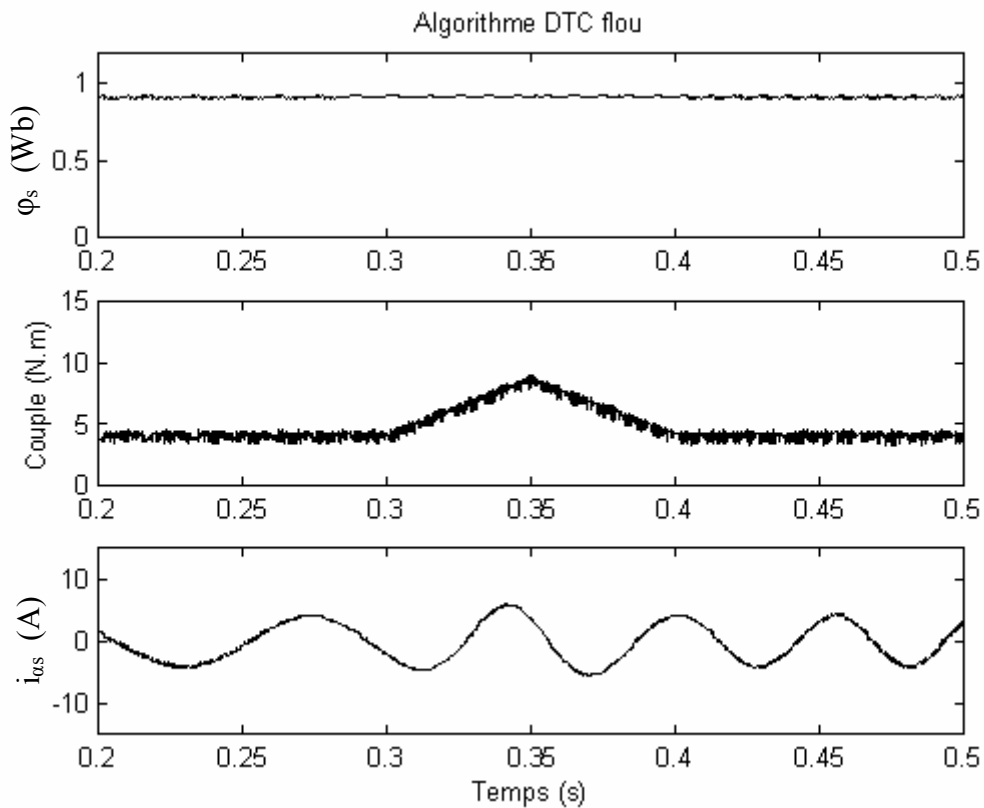


Figure. IV.9 : Simulation des réponses du couple, du flux et du courant statorique pour une consigne de couple variable en rampe de 4.5 Nm à 9 Nm.

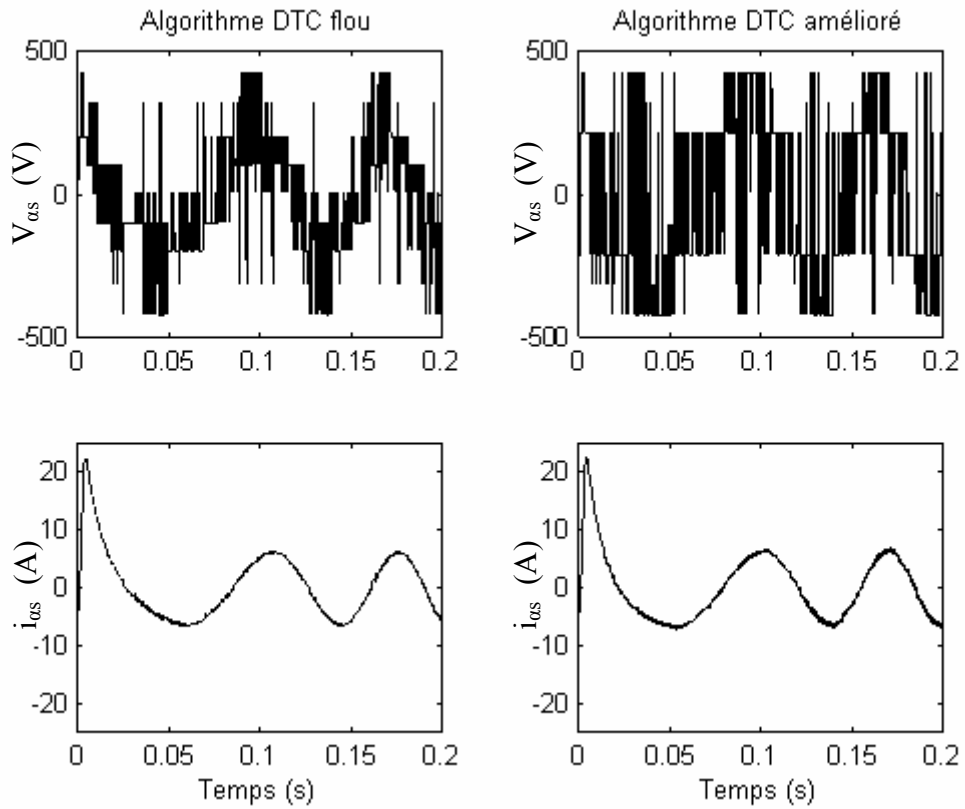


Figure. IV.10 : Simulation des réponses du courant et de la tension de phase pour les deux approches

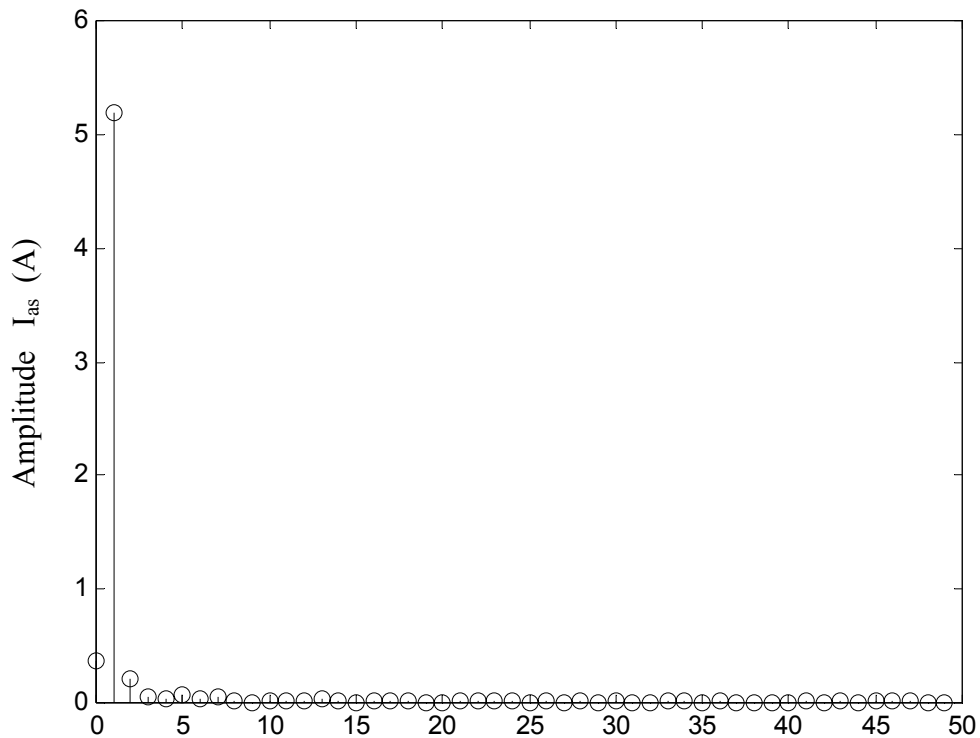


Figure. IV.11 : Spectre d'harmoniques du courant statorique (algorithme DTC flou)

5. CONCLUSIONS

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

Etant donnée que notre objectif n'était pas l'analyse du formalisme mathématique de la logique floue à la commande DTC de la machine, mais l'application directe de ce dernier afin d'apporter de meilleures performances. Ce chapitre nous a permis d'étudier la structure générale d'un contrôleur flou et la méthodologie de sa conception. Les résultats de simulation obtenus dans cette partie mettent en valeur les performances du système en faisant l'optimisation dans le choix du vecteur tension appliqué pour le contrôle du couple. Ainsi, nous avons pu améliorer le temps de réponse et réduire les ondulations du couple et du flux pour répondre aux exigences de type traction électrique.

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

Le contrôleur flou est très peu sensible aux variations des paramètres du système ainsi qu'aux perturbations externes ce qui justifie sa robustesse. Il permet d'obtenir des temps de montée très faibles par rapport au contrôleur classique grâce à sa structure qui s'adapte avec le système. Grâce à ses caractéristiques non linéaires, le contrôleur flou s'adapte bien à la structure de contrôle direct du couple qui est une commande échantillonnée [ZAIM-2 05].

Le fonctionnement à basse vitesse du contrôle direct du couple présente toujours des difficultés dues à la variation de la résistance statorique pour l'estimation du flux. Par ailleurs, une étude de la sensibilité de la commande en générale et aux variations des paramètres en particulier sera l'objet de la suite de ce travail.

INTRODUCTION

La nature du comportement du moteur, naturellement variable, nous a conduit à prêter une attention particulière à la robustesse de la commande. En effet, la robustesse est une qualité fondamentale que doit avoir un entraînement électrique pour susciter un intérêt industriel. Nous avons ainsi réalisé une étude de sensibilité de la commande vis à vis des variations des paramètres de la machine.

Dans les chapitres précédents, on a vu les principes du contrôle direct du couple en supposant la vitesse de fonctionnement élevée ce qui nous a permis de négliger l'influence du terme résistif. En effet, dans les conditions de fonctionnement à très basse vitesse et à moyenne vitesse, on doit prendre en considération cette contrainte dans l'étude du contrôle direct du couple [JIXI 00], [KUO 94].

Nous avons relevé les dépassements du courant statorique lors de la simulation au démarrage dans l'étude précédente. Par ailleurs, une limitation de ces courants crêtes supportés par l'onduleur peut être intégrée dans la structure du contrôle direct du couple. Cette solution est concrétisée par le mode DTC en sélectionnant le vecteur tension convenable lors du démarrage [ZAIM-5 99].

Les tables de vérité telles qu'elles ont été définies ne tiennent pas compte de l'influence du terme résistif qui modifie l'orientation du flux φ_s . Ainsi, on retrouve des travaux développant des méthodes de correction, décalage des zones, pour ramener le déplacement du flux dans la direction désirée [CHAP 95], [ZOLG 97].

Dans ce chapitre, nous allons étudier la sensibilité du système par rapport à l'erreur d'identification de la résistance statorique. Une solution au problème de robustesse sera donnée, nous allons développer un estimateur flou de la résistance statorique et de meilleures performances seront obtenues en améliorant l'estimation du flux qui est une fonction fondamentale dans la structure DTC.

Dans une dernière partie, les performances de la structure de commande directe du couple seront améliorées en tenant compte la variation de la tension continue à l'entrée de l'onduleur à trois niveaux.

1. INFLUENCE DU TERME RESISTIF SUR LE CONTROLE DU COUPLE

Les performances des systèmes sont généralement sensibles aux variations des paramètres et la précision des mesures. La structure de commande directe du couple nécessite une connaissance précise de la résistance statorique R_s . En effet, la précision de ce paramètre joue un rôle essentiel dans l'estimation du flux statorique qui est la base du contrôle du couple et de l'amplitude du flux. Dans cette partie, on verra l'influence du terme résistif sur le contrôle du couple à flux constant.

En régime établi, l'amplitude des vecteurs flux statorique et rotorique est supposée constante et les équations de la machine dans le référentiel lié au stator sont données comme suit :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_s \bar{\varphi}_s \quad (\text{V.1})$$

$$0 = R_r \bar{I}_r + j\omega_r \bar{\varphi}_r \quad (\text{V.2})$$

A partir des équations de la machine (V.2) et du flux rotorique le courant rotorique peut être exprimé par :

$$I_r = -\frac{j\omega_r L_m}{R_r + j\omega_r L_r} I_s \quad (\text{V.3})$$

Le flux statorique φ_s est obtenu en fonction du courant statorique I_s à partir de l'équation (V.3) et de l'équation magnétique du flux statorique par l'expression suivante :

$$\varphi_s = L_s \frac{R_r + j\omega_r \sigma L_r}{R_r + j\omega_r L_r} I_s \quad (\text{V.4})$$

En remplaçant cette dernière expression dans l'équation de la tension statorique (V.1), on obtient :

$$V_s = \left[R_s + j\omega_s L_s \frac{R_r + j\omega_r \sigma L_r}{R_r + j\omega_r L_r} \right] I_s \quad (\text{V.5})$$

Avec l'équation (V.3), le couple électromagnétique peut s'écrire en fonction du module de courant statorique I_s par l'expression suivante :

$$\Gamma_{elm} = pL_m^2 \frac{\omega_r R_r}{R_r^2 + \omega_r^2 L_r^2} I_s^2 \quad (\text{V.6})$$

A partir de l'équation de la machine (V.1) et de l'expression du flux statorique, la tension statorique V_s est donnée par :

$$V_s = (R_s + j\omega_s \sigma L_s) I_s + j\omega_s \frac{L_m}{L_r} \varphi_r \quad (\text{V.7})$$

La figure V.1 montre la représentation vectorielle des équations de la machine obtenues en régime établi.

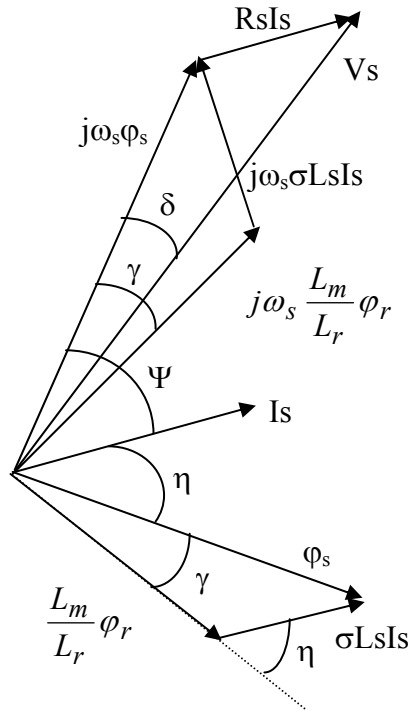


Figure V.1 : Représentation vectorielle des équations de la machine

L'équation de la tension statorique (V.5) montre que l'influence du terme résistif est négligeable si on fonctionne à pulsation statorique suffisamment élevée. En fait, le deuxième terme de l'impédance est prépondérant par rapport à la résistance statorique R_s lorsque la pulsation ω_s est élevée.

$$R_s \ll \omega_s L_s \frac{\sqrt{R_r^2 + \omega_r^2 \sigma^2 L_r^2}}{\sqrt{R_r^2 + \omega_r^2 L_r^2}} \quad (\text{V.8})$$

L'équation du couple électromagnétique obtenue montre que les performances sur le contrôle du couple ne dépendent pas des variations de la résistance statorique R_s . La figure V.2 illustre l'influence de la résistance statorique sur le contrôle du couple et sur l'orientation des vecteurs flux impliqués dans la commande.

Lorsque l'on néglige le terme résistif, la figure V.1 montre que le flux ϕ_s et ϕ_r augmentent en amplitude et changent de direction. Ainsi, le couple électromagnétique relevé pour une résistance statorique nulle est supérieur à la valeur du couple en tenant compte du terme résistif dans l'expression de la tension statorique.

2. DEFORMATION DES COURANTS STATORIQUES

Sous l'influence du terme résistif $R_s I_s$, la force électromotrice est en avance sur la tension V_s . Par conséquent l'extrémité du flux s'écarte de la trajectoire théorique obtenue en négligeant le terme résistif.

La figure V.2 montre qu'en début de zone, l'extrémité du flux φ_s ne se déplace pas suivant la direction de vecteur tension V_{i+1} sélectionné pour faire croître son module dans la zone $N=i$, ce qui entraîne une légère décroissance du module du flux φ_s et le maintien du même vecteur tension V_{i+1} pendant plusieurs périodes d'échantillonnage T_e , donc réduction du nombre de commutations de l'onduleur. Ce phénomène est d'autant plus amplifié que l'on fonctionne à basse vitesse.

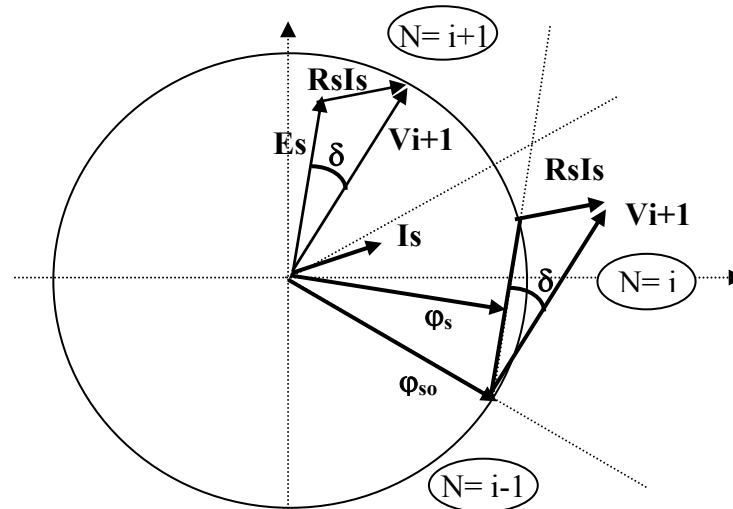


Figure V.2 : Trajectoire de l'extrémité du flux suivant l'influence du terme résistif $R_s I_s$

Le courant statorique peut être exprimé en fonction des flux φ_s et φ_r à partir de l'équation II.2 par l'expression suivante :

$$I_s = \frac{1}{\sigma L_s} \varphi_s - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \varphi_r \quad (\text{V.9})$$

Comme nous l'avons déjà montré, on peut considérer que le flux rotorique n'est pas affecté par le phénomène décrit précédemment mais l'évolution du flux φ_s entraîne une modification du module et de l'orientation du courant I_s . Ainsi, il en résulte des déformations du courant statorique qui impliquent des risques d'ondulation sur le couple.

La correction de ces effets peut être envisagée en décalant les zones de position du flux avec la même méthode que celle déjà élaborée pour atténuer les ondulations du flux [CHAP 96].

3. ROBUSTESSE DU SYTEME DE CONTROLE DIRECT DU COUPLE

Dans le contrôle direct, l'estimation du flux statorique est basée sur la connaissance de la résistance statorique. Ceci est vrai spécialement en basse vitesse où les pertes résistives ($R_s I_s$) sont prépondérantes. L'erreur sur la résistance R_s peut causer une estimation impropre du flux statorique, ainsi les performances se dégradent.

D'autre part la précision de l'estimation du flux et du couple dépend de la précision des mesures des courant statoriques et de la tension d'entrée de l'onduleur.

3.1. IDENTIFICATION DU PARAMETRE R_s DANS LE CONTROLE DU COUPLE

La résistance statorique est le seul paramètre de la machine qui est utilisé dans le système de contrôle direct de couple. Ce paramètre est utilisé directement dans l'estimation du vecteur flux suivant l'équation (II.40) et indirectement dans l'estimation du couple à partir des composantes du vecteur flux estimé. Il évolue essentiellement en fonction des variations de la température qui sont engendrées par l'évolution du courant et de la fréquence de la machine.

Ainsi, si on utilise dans l'estimateur du flux, la valeur mesuré à froid de la résistance, on observe une sous estimation de la résistance R_s , telle que $\hat{R}_s < R_s$. En effet, en supposant que la température du moteur s'élève au cours de fonctionnement, la résistance statorique de la machine augmente et s'écarte de la valeur estimée. Ceci crée une erreur sur l'estimation du flux. Il est évident que plus le terme résistif est important (à basse vitesse), plus cette erreur est importante.

Pour mettre en évidence l'influence des erreurs d'identification sur la résistance statorique \hat{R}_s de la commande on va calculer l'écart entre la grandeur estimée du couple $\hat{\Gamma}_{elm}$ et la grandeur effective Γ_{elm} de la machine.

L'équation du modèle de la tension statorique V_s (II.1) est donnée par l'expression suivante :

$$V_s = R_s I_s + \frac{d\hat{\phi}_s}{dt} \quad (\text{V.10})$$

En supposant que le flux calculé dans la commande est constant, et égale à sa valeur de référence ϕ_{ref} , on peut écrire :

$$\frac{d\hat{\phi}_s}{dt} = j\omega_s \hat{\phi}_s \quad (\text{V.11})$$

Donc le flux statorique calculé dans la commande peut être exprimé comme suit :

$$\hat{\phi}_s = \frac{1}{\omega_s} j (\hat{R}_s I_s - V_s) \quad (\text{V.12})$$

En remplaçant cette dernière équation du flux statorique estimé dans l'expression du couple électromagnétique, on peut mettre le couple estimé $\hat{\Gamma}_{elm}$ sous la forme suivante:

$$\hat{\Gamma}_{elm} = P \operatorname{Im} \left(I_s \left[\frac{1}{\omega_s} j (\hat{R}_s I_s - V_s) \right]^* \right) \quad (\text{V.13})$$

En écrivant la tension statorique V_s en régime magnétique établi donnée par l'équation (V.5) avec la résistance effective de la machine R_s . Ainsi, l'expression du couple estimé $\hat{\Gamma}_{elm}$ est donnée par :

$$\hat{\Gamma}_{elm} = p \frac{(R_s - \hat{R}_s)}{\omega_s} I_s^2 + p L_m^2 \frac{\omega_r R_r}{R_r^2 + \omega_r^2 L_r^2} I_s^2 \quad (\text{V.14})$$

Et on aura l'écart entre le couple estimé et le couple fourni par la machine

$$\hat{\Gamma}_{elm} - \Gamma_{elm} = p \frac{(R_s - \hat{R}_s)}{\omega_s} I_s^2 \quad (\text{V.15})$$

Cette dernière équation montre l'influence de la résistance statorique estimée sur les performances de contrôle du couple. De plus on peut noter que la robustesse de la commande est plus sensible à des valeurs élevées du courant I_s et que plus la vitesse de la machine est important, moins les effets de variation du paramètre R_s sont influents.

3.2. EFFET DE L'ERREUR SUR LA RESISTANCE STATORIQUE

Ce paramètre peut être bien réglé au début, mais les pertes ohmiques peuvent faire varier la résistance statorique de la machine. Par conséquent on peut avoir une sous estimation de la résistance statorique, telle que $\hat{R}_s < R_s$. Par contre si on règle la résistance utilisée par l'estimateur du flux par la résistance chaude de la machine, il y aura une sur estimation de la résistance au démarrage $\hat{R}_s > R_s$. Nous allons donc évaluer l'influence de la sensibilité de ce paramètre pour ces deux cas de fonctionnement.

3.2.1. ERREUR D'IDENTIFICATION $\hat{R}_s < R_s$

La sous-estimation de la résistance statorique R_s est un cas qu'on observe assez couramment. En effet, au cours de fonctionnement le moteur s'échauffe régulièrement et la résistance s'écarte progressivement de la valeur estimée.

La figure V.3 montre la représentation vectorielle de l'évolution du flux statorique φ_s par rapport à sa valeur estimée $\hat{\varphi}_s$. Dans cette analyse on considère que l'amplitude du flux estimé $\hat{\varphi}_s$ constante, le vecteur flux $\hat{\varphi}_s$ est toujours perpendiculaire à la direction de $\frac{d\hat{\varphi}_s}{dt}$ et son extrémité décrit une trajectoire circulaire, et l'amplitude du flux effectif dans la machine φ_s évolue en fonction de la direction imposée par le vecteur tension V_s et le terme $R_s I_s$.

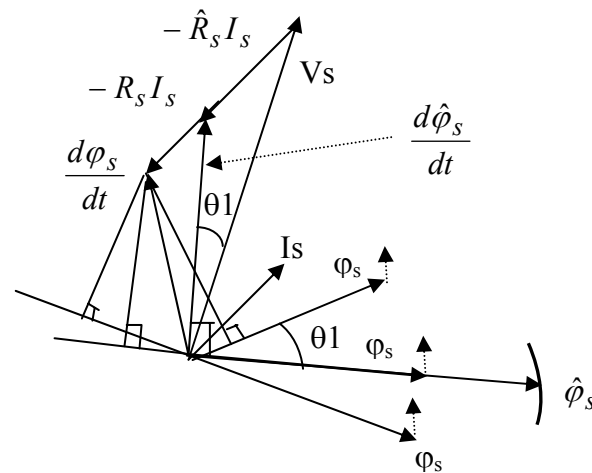


Figure V.3. Représentation des flux φ_s et $\hat{\varphi}_s$
 Par rapport à V_s et $R_s I_s$, pour $\hat{R}_s < R_s$

Le flux φ_s décrit un cycle oscillatoire. Par ailleurs, dès que la machine tourne on peut supposer l'égalité des variations du flux $\left| \frac{d\varphi_s}{dt} \right| \approx \left| \frac{d\hat{\varphi}_s}{dt} \right|$. Si le vecteur φ_s se situe en arrière ou en phase par rapport au flux $\hat{\varphi}_s$ on observe une décroissance de l'amplitude du flux φ_s , ce qui entraîne une augmentation de sa vitesse de rotation. Lorsque le flux φ_s rattrape et dépasse le flux estimé $\hat{\varphi}_s$ tel qu'il soit en avance et décalé d'au moins θ_1 par rapport au flux $\hat{\varphi}_s$, alors son amplitude croît et sa vitesse de rotation diminue. Ainsi, le flux φ_s va décrire une trajectoire décentrée avec le flux $\hat{\varphi}_s$, en général inférieur au flux $\hat{\varphi}_s$, comme la montre la figure (V.4).

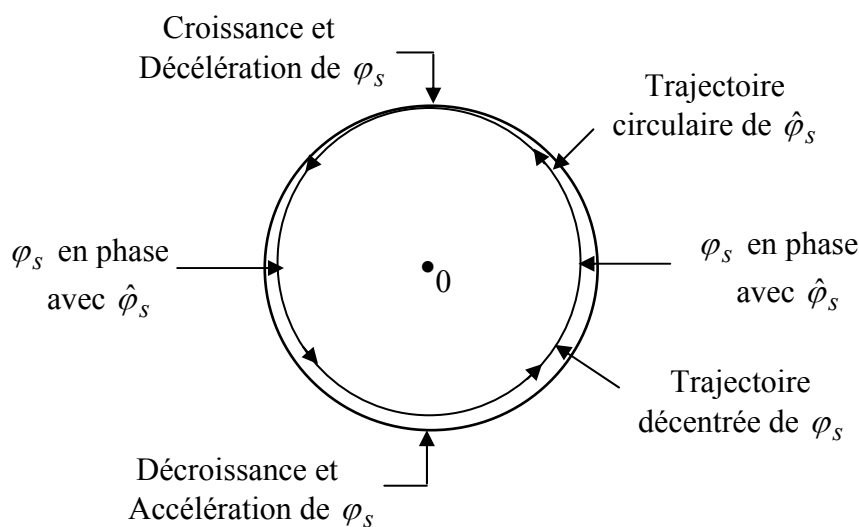


Figure V.4 : Evolution de la trajectoire des extrémités de flux $\hat{\varphi}_s$ et φ_s , pour $\hat{R}_s < R_s$

La trajectoire du flux φ_s se recentre progressivement autour de l'origine 0, tout en restant à l'intérieur de la trajectoire de $\hat{\varphi}_s$ lorsque ω_s croit.

3.2.2. ERREUR D'IDENTIFICATION $\hat{R}_s > R_s$

La figure (V.5) reprend la représentation vectorielle de la figure précédente avec une amplitude du flux statorique estimée $\hat{\varphi}_s$ inférieure à celle fournie par la machine φ_s . Cette condition d'identification (surestimation, $\hat{R}_s > R_s$) est rarement observée en cours de fonctionnement, mais peut être la conséquence d'un défaut dans l'estimation de la résistance \hat{R}_s .

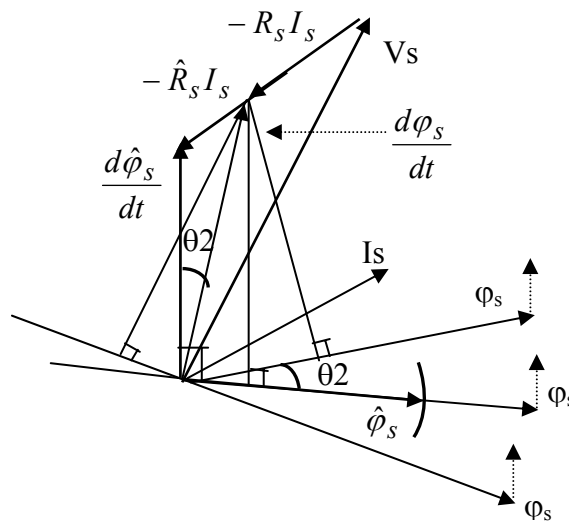


Figure V.5. Représentation des flux φ_s et $\hat{\varphi}_s$ par rapport à V_s et $R_s I_s$, pour $\hat{R}_s > R_s$

En conservant les mêmes hypothèses que précédemment, si le flux φ_s se situe en arrière est décalé au moins de θ_2 par rapport au flux $\hat{\varphi}_s$, on observe une décroissance de l'amplitude du flux φ_s et une augmentation de sa vitesse de rotation. Lorsqu'il rattrape et dépasse le flux estimé $\hat{\varphi}_s$, alors son amplitude croit et sa vitesse de rotation diminue. Par ailleurs le flux φ_s décrit une trajectoire décalée par rapport à l'origine avec une amplitude en général supérieure à celle du flux estimé $\hat{\varphi}_s$, comme le montre la figure V.6.

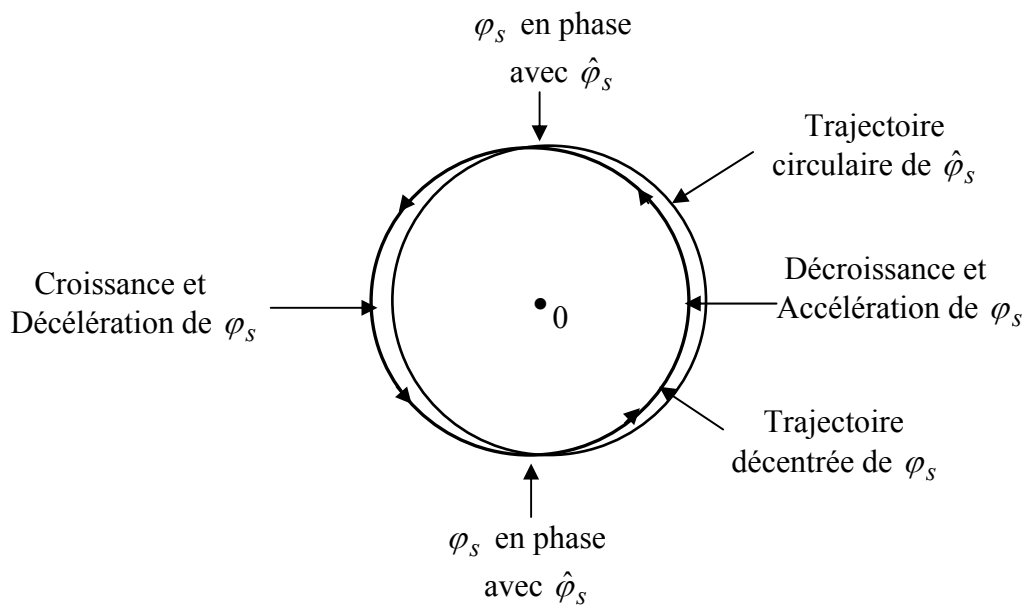


Figure V.6. Evolution de la trajectoire des extrémités de flux $\hat{\varphi}_s$ et φ_s , pour $\hat{R}_s > R_s$

Pour pallier aux problèmes de robustesse rencontrés à basses vitesses, on verra par la suite que le courant statorique peut être utilisé pour détecter l'erreur entre la valeur de la résistance réelle de la machine et la résistance estimée. Comme on peut aussi compenser cette variation en mesurant la température du stator [BOSE 95].

Ces problèmes de robustesse sont à l'origine du développement de méthodes d'estimation d'état robustes (déterministes ou stochastiques), les travaux effectués sur ce thème sont déjà très nombreux, filtre de Kalman, observateur de Luenberger, logique floue, mode glissant, réseaux de neurone,

4. CONCLUSION

Les études apportées en simulation ont montré que dans l'ensemble la principale difficulté du contrôle direct du couple est la sensibilité aux variations de résistance statorique. Par ailleurs une estimation en temps réelle de ce paramètre devient nécessaire pour l'obtention des bonnes performances. Cependant, on a vu qu'il y a risque d'instabilité en cas de surestimation de R_s , il apparaît donc qu'une correction de la résistance \hat{R}_s exige une information fiable sur l'état thermique effective de la machine [ZAIM-5 99].

5. ESTIMATION FLOUE DE LA RESISTANCE STATORIQUE

5.1. LE PRINCIPE DE L'ESTIMATION DE LA RESISTANCE STATORIQUE

Le contrôle direct du couple est basé sur la connaissance de la résistance statorique. Toute variation de ce paramètre entraîne une erreur dans l'estimation du flux, ceci à une incidence considérable à basse vitesse où le terme $R_s I_s$ est le plus dominant. Ainsi les performances se dégradent. [HABE 98].

Le module du vecteur courant statorique dans le DTC est fonction du couple et du flux, il n'est pas affecté par la variation de la tension continue d'entrée ou la variation de la charge. Pour des consignes de commande du flux et du couple constantes, toutes variations de la résistance statorique de la machine asynchrone implique une erreur dans la courant statorique. Cette erreur en régime établi est utilisée par l'estimateur flou de la résistance pour corriger la résistance statorique dans la structure de commande et l'adapter à la résistance dans la machine, figure V.7.

Cependant la structure du contrôle direct du couple est indépendante des paramètres de la machine à part la résistance statorique R_s , la variation des autres paramètres n'influent pas sur le module du courant statorique I_s , [MIR 98].

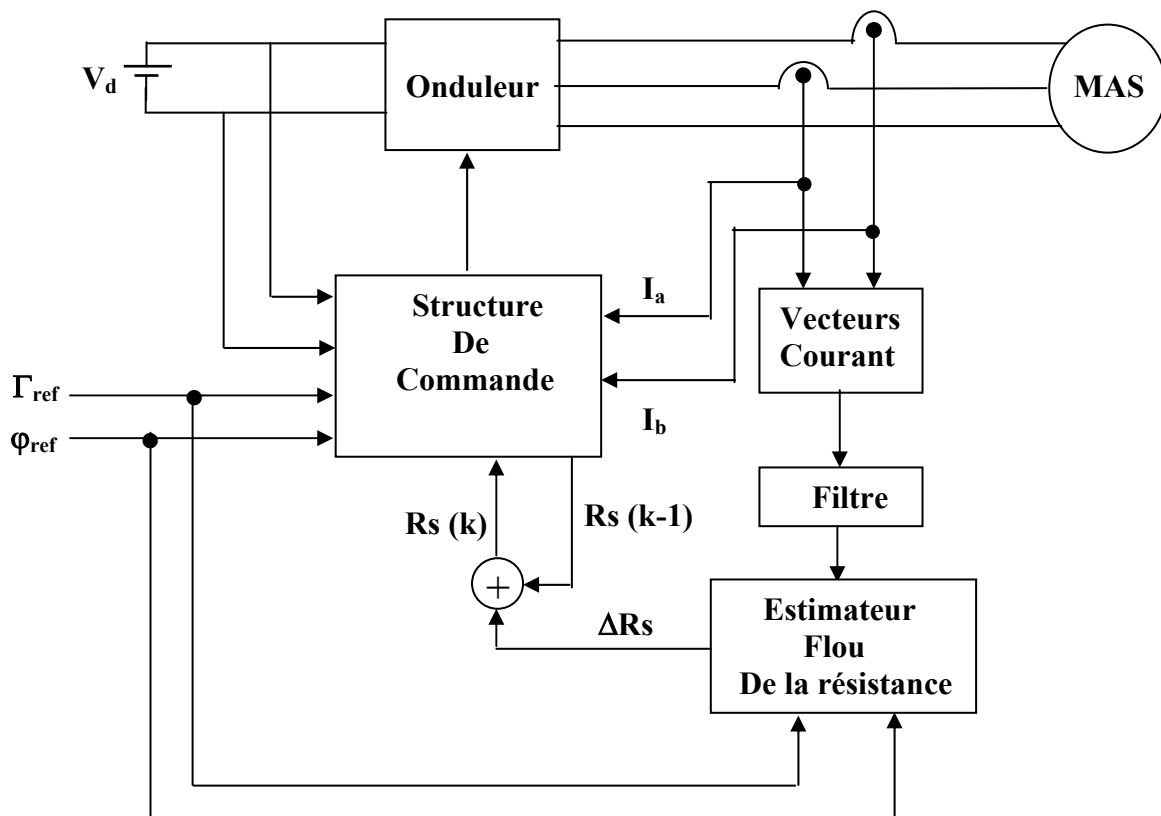


Figure V.7 : Contrôle direct du couple avec estimation floue de la résistance

Le courant s'établissant à partir de l'équation II.46 comme suit :

$$I_s = \frac{1}{\sigma L_s} \varphi_s - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \varphi_r \quad (\text{V.16})$$

Pour toute variation du module du vecteur courant statorique I_s lors de variation de la tension continue d'entrée à part la variation de la résistance statorique, la commande sélectionne un état de commutation pour que le courant statorique prenne sa valeur originale pour avoir le flux et le couple constants. Cependant pour une variation de la résistance statorique la valeur actuelle et estimée du flux statorique φ_s sont différentes. Par conséquent les états de commutations sélectionnées par la commande à flux et couple constants ne varient pas le courant statorique et reste à une valeur constante. Par ailleurs, pour des valeurs constantes du flux et du couple toutes variations de module du courant statorique I_s est dues aux variations de la résistance statorique R_s [MIR 94].

Avec la connaissance de module du courant statorique I_s pour des valeurs données du couple et du flux, un estimateur flou de la résistance statorique peut être développé pour la correction des variations de la résistance statorique.

L'estimateur flou est illustré par la figure V.7, il nécessite la connaissance du module du courant statorique I_s pour obtenir la variation de la résistance statorique. Le calcul du module du vecteur courant est obtenu par la mesure des courants statoriques, ce dernier est filtré pour éliminer les ondulations de hautes fréquences avant d'attaquer l'estimateur flou.

5.2. L'ESTIMATION À BASE DE LOGIQUE FLOUE

5.2.1 INTRODUCTION

Les problèmes d'adaptation des paramètres dans la commande suscitent actuellement beaucoup d'intérêt pour les chercheurs pour obtenir des systèmes performants, plusieurs méthodes ont été proposées. Elles peuvent être décomposées en deux familles, les méthodes d'identification et les méthodes de correction. En effet l'estimateur de la résistance statorique développé peut être classé dans la deuxième famille car sa caractéristique essentielle est la fonction d'erreur dont l'évolution est liée à la différence entre R_s effective et \hat{R}_s utilisée dans la commande. Cette fonction erreur est la différence entre une grandeur calculée à partir des informations fournies par la commande et de la grandeur équivalente déterminée à partir des mesures. Cependant les principes de la logique floue, l'utilisation du concept d'ensemble flou, peuvent être appliqués à beaucoup de problèmes où la manipulation de l'imprécis ou vague est indispensable. Nous verrons, par la suite, l'avantage que ce mode de raisonnement peut apporter à partir des règles d'expertise définies par les couples d'entrée (erreur, dérivé de l'erreur) de la fonction définie.

Dès lors la théorie des ensembles flous, introduites par Zadeh en 1965, peut être vue comme un moyen de traduire cette expertise par un ensemble de règles à partir desquelles on va établir l'algorithme de l'estimation.

5.2.2. LES BASES THEORIQUES DA LA LOGIQUE FLOUE

Les éléments de base de la logique floue sont les suivants [BUHL 94] :

- les ensembles flous (fuzzy sets) pour la représentation de variables linguistiques.
- les fonctions d'appartenance (memberships functions) qui décrivent le degré d'appartenance de grandeurs physiques (vitesse, courant, température) à un ensemble flou (faible, élevé, chaud).
- les opérateurs flous qui permettent l'énonciation de relations logiques entre les assertions floues (conclusion du genre " Si, Alors ").
- l'inférence floue c'est à dire la déduction de nouvelles informations déjà disponibles sur la base des règles linguistiques.

On attribue à chaque valeur de la variable linguistique des fonctions d'appartenance μ , dont la valeur varie entre 0 et 1, en tenant compte de la classification en un certain nombre d'ensembles flous. Le plus souvent, on utilise pour les fonctions d'appartenance de forme trapézoïdales ou triangulaires, rectangulaires ou de type singleton. Il s'agit des formes les plus simples.

5.3. LE CONTROLEUR FLOU

La majorité des contrôleurs développés utilisent la structure proposée par Mamdani. Elles est composée [DEMA 94] : d'un bloc de calcul de la variation de l'erreur au cours du temps (Δe), des facteurs d'échelle associés à l'erreur (e), à sa variation et à la variation de la commande (Δr), d'un bloc de fuzzification de l'erreur et de sa variation ainsi que des règles de contrôle flou. Il se compose également de la logique floue utilisée pour l'évaluation des règles de contrôle flou (d'inférence), d'un bloc de défuzzification utilisé pour convertir la variation de la commande floue en valeur numérique et d'un bloc intégrateur comme le montre la figure V.8.

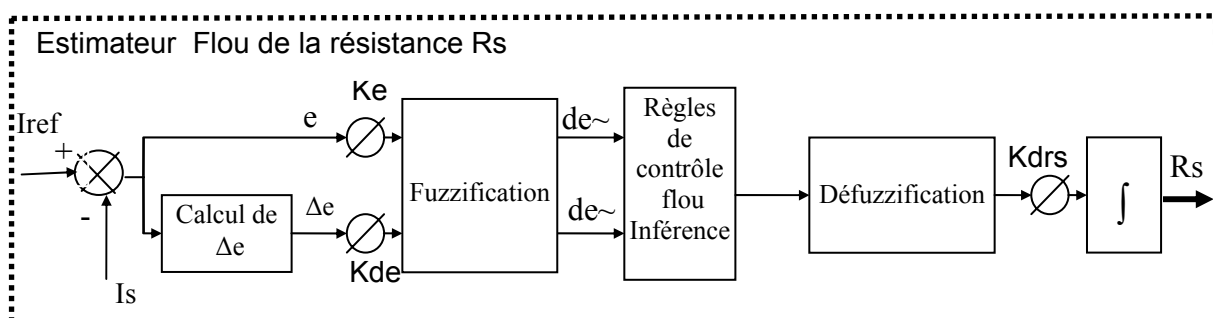


Figure V.8 : Structure de l'estimateur flou

5.3.1. LE CHOIX DES VARIABLES D'ENTREE / SORTIE DE L'ESTIMATEUR

Pour estimer l'erreur de R_s , l'erreur du vecteur courant statorique I_s et sa variation sont utilisées comme variables d'entrée de l'estimateur elles sont définies comme suit :

$$\begin{aligned} e(k) &= I_s(k)_{ref} - I_s(k) \\ \Delta e(k) &= e(k) - e(k-1) \end{aligned} \quad (\text{V.17})$$

Avec le vecteur $I_s(k)_{ref}$ est le vecteur courant correspondant au flux et couple de référence nominale et $I_s(k)$ est le vecteur courant mesuré qui est donné par :

$$I_s(k) = \sqrt{i_{\alpha s}^2 + i_{\beta s}^2} \quad (\text{V.18})$$

La variable de sortie est évidemment la variation de la résistance statorique ΔR_s

5.3.2. CALCUL DE LA LOI DE COMMANDE (REGLES DE CORRECTION)

Le but est de concevoir une loi de telle sorte que l'estimateur suive une trajectoire de référence. Cette loi est calculée pour une variation linéaire de la résistance statorique dans la machine. En effet, l'estimateur est défini tel que les antécédents des règles du modèle flou sont utilisées à nouveau pour générer la variation de la résistance ΔR_s , ainsi les algorithmes d'adaptation conventionnels sont alors remplacés par une série de règles linguistiques de la forme Si ..., Alors..., Ainsi, on obtient un algorithme heuristique. Par conséquent une règles floue de l'estimateur proposé est donnée par :

Si : e est A_i , et Δe est B_i Alors ΔR_s est C_i

La valeur de la résistance statorique utilisée dans la structure de contrôle DTC est donnée par :

$$R_s(k) = R_s(k-1) + \Delta R_s(k) \quad (\text{V.19})$$

Pour obtenir une bonne estimation, il est indispensable de formuler convenablement les règles de correction, dans notre cas nous avons utilisé cinq types de variables linguistiques pour les variables d'entrée et de sortie avec des fonctions d'appartenance de forme triangulaire illustrées par la figure V.9.

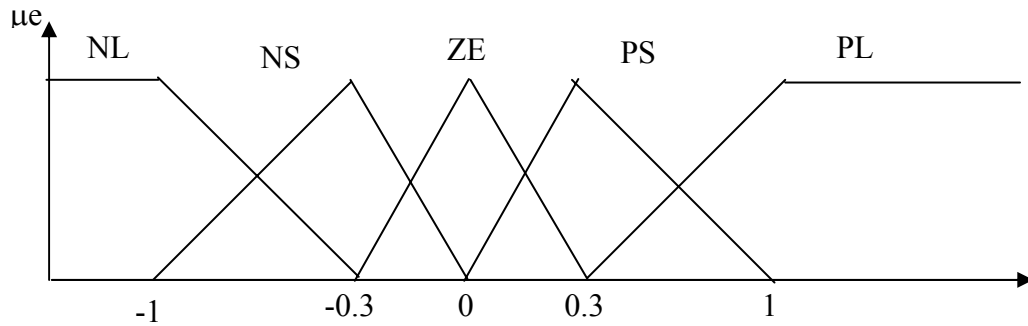


Figure V.9.-a- : fonctions d'appartenance de l'erreur

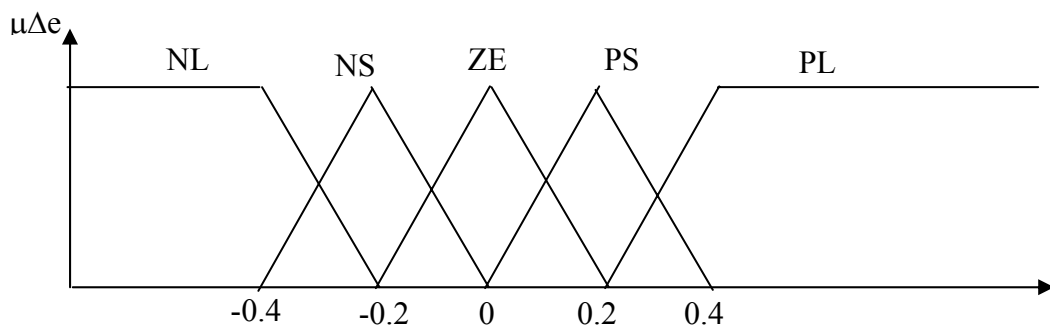


Figure V. 9-b- : fonctions d'appartenance de la variation de l'erreur

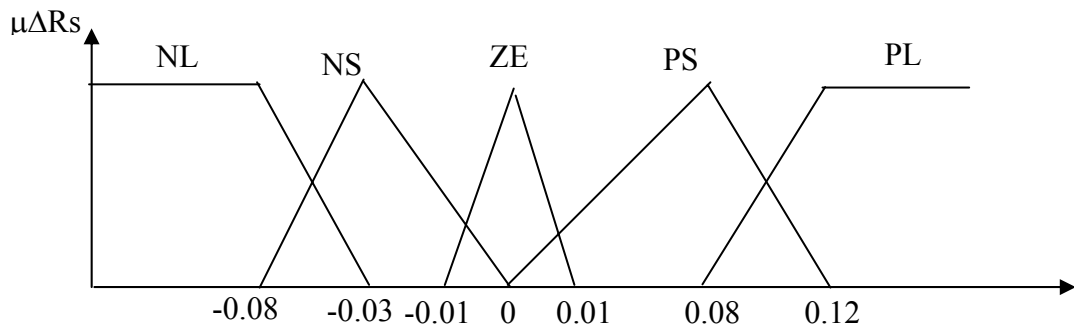


Figure V.9-c- : fonctions d'appartenance de la variable de sortie ΔR_s

5.3.3. DESCRIPTION DES DIFFERENTES ETAPES DU RAISONNEMENT FLOU

5.3.3.1. LA FUZZIFICATION

L'opération de fuzzification représente le passage des grandeurs réelles (ou physiques) aux valeurs floues c'est à dire en variables linguistiques avec la définition des fonctions d'appartenance pour les différentes variables d'entrée et de sortie.

5.3.3.2. INFERENCE

C'est la définition de l'ensemble des règles floues qui vont déterminer l'objectif et la stratégie envisagée, figure V.10. On dit qu'une règle est active lorsque la fonction d'appartenance liée à la condition de cette règle est non nulle.

Δe	PL	PS	ZE	NS	NL
PL	PL	PL	NL	NL	NL
PS	PL	PL	NS	NL	NL
ZE	PL	PS	ZE	NS	NL
NS	PS	ZE	NS	NL	NL
NL	ZE	NS	NL	NL	NL

Fig.V.10 : Base de règles de l'estimateur flou de la résistance statorique.

Cet ensemble de règles regroupe toutes les situations possibles du système évaluées par les différentes valeurs attribuées à e et à sa variation Δe et toutes les valeurs correspondantes de la variation de la commande ΔR_s .

5.3.3.3. TRAITEMENT NUMERIQUE DES INFERENCEES

En général deux ou plusieurs règles sont activées en même temps. Il existe plusieurs possibilités pour les opérateurs qui s'appliquent aux fonctions d'appartenance. On introduit alors la notion de méthode d'inférence comme suit :

Méthodes	Opérateurs sur Prémisses		Opérateur Implication	Opérateur Agrégation
	Ou	Et	Imp	
Max-min	Max	Min	Min	Max
Max-prod	Max	Min	Prod	Max
Som-prod	Som	Prod	Prod	Som

5.3.3.4. AGREGATION DES REGLES

Lorsque la base de connaissance comporte plusieurs règles, l'ensemble flou inféré est obtenu après une opération appelée agrégation des règles.

En d'autres termes l'agrégation des règles utilise la contribution de toutes les règles activées pour en déduire une action de commande floue. Généralement, les règles sont activées en parallèle et sont liées par l'opérateur OU [BUHL 94].

Nous pouvons considérer que chaque règle donne un avis sur la valeur à attribuer au signal de commande, le poids de chaque avis dépend du degré de vérité de la conclusion.

Dans l'exemple suivant :

Si " x est A " et " y est B " alors "z est C " Ou
 Si " x est A' " et " y est B' " alors "z est C' " Ou

L'ensemble flou résultant est obtenu en prenant, pour chaque valeur de sortie z , la valeur maximale des degrés d'appartenance de chaque contribution (figure V.11). L'implication est représentée par l'opérateur 'min' :

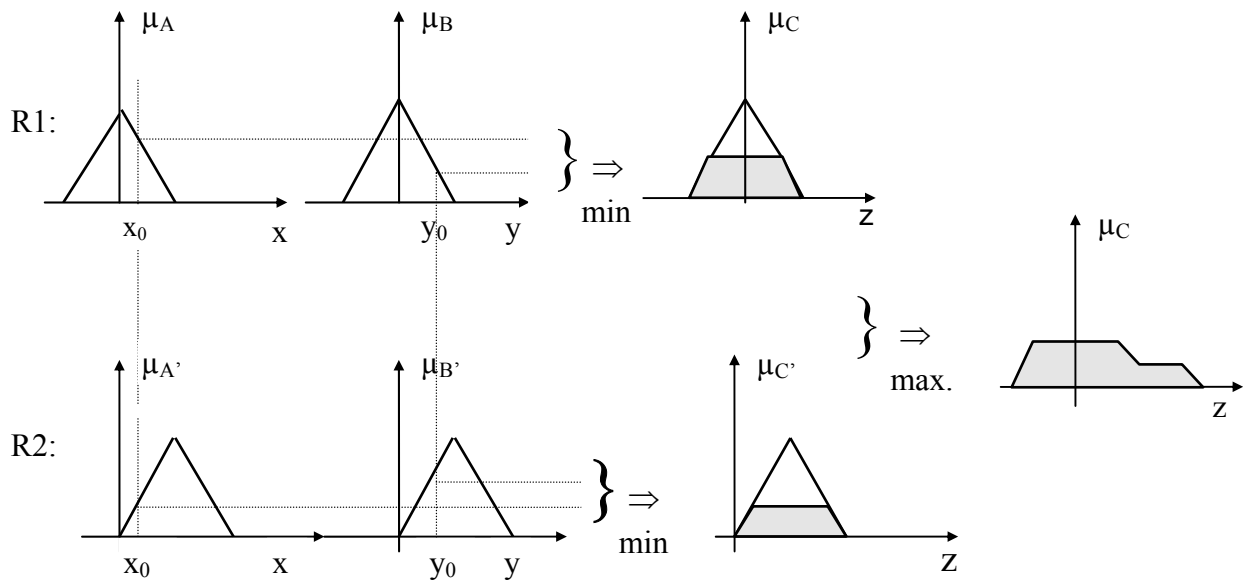


Figure V.11 : Principe de l'agrégation de deux règles

5.3.3.5. CALCUL DE LA COMMANDE REELLE - LA DEFUZZIFICATION

L'opération de défuzzification permet de calculer, à partir de l'ensemble flou de la variation de la commande, la valeur réelle de cette variation de commande à appliquer au processus. On distingue trois méthodes différentes : méthode de centre de gravité, méthode de la moyenne des maxima et celle du maximum. Nous utilisons dans notre cas la méthode de centre de gravité pour calculer l'erreur de la résistance statorique ΔR_s , elle consiste à calculer l'abscisse de centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante.

Cette méthode, qui moyenne les inférences et introduit un lissage dans la loi de commande, est la plus utilisée dans les applications industrielles de la commande floue. Elle est cependant la plus coûteuse en temps de calcul [DEMA 94].

- La méthode du centre de gravité consiste à calculer le centre d'inertie de toute la zone hachurée. Il est donné par l'expression :

$$\Delta R = \frac{\int \mu_{\Delta R} \Delta R}{\int \mu_{\Delta R}} \quad (V.20)$$

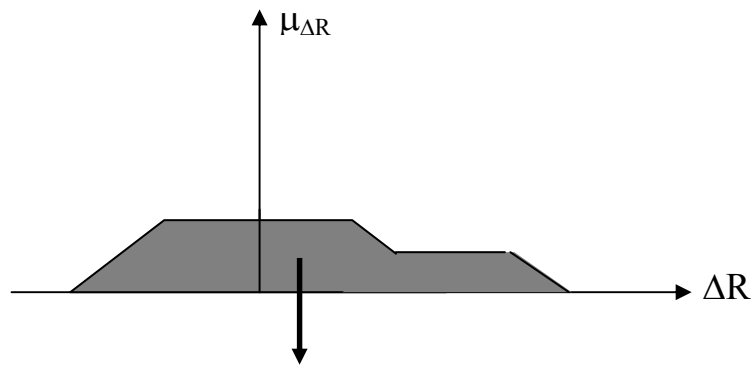


Figure V.12 : Défuzzification par la méthode de centre de gravité

5.4. SIMULATION NUMERIQUE

Dans le but de valider l'estimateur de la résistance statorique proposé, nous présentons les résultats de simulation obtenus du contrôle direct du couple avec une variation linéaire de la résistance statorique R_s au niveau de la machine (variation de 100 %). En effet, La résistance statorique peut changer de 180% de sa valeur nominale, [SIDA 06].

Par ailleurs la figure V.13 montre qu'avec l'estimation de R_s la diminution du flux statorique φ_s et du couple électromagnétique développé par la machine due à l'augmentation de la résistance est nettement compensée. Ainsi, l'adaptation de la résistance statorique R_s est satisfaisante, en effet l'estimateur flou suit bien la trajectoire désirée et à chaque pas d'échantillonnage il délivre une variation de la résistance, obtenue par la méthode de centre de gravité utilisée pour la défuzzification et max-min pour l'inférence.

L'évaluation des gains proportionnels provient de l'expérience. Pour le gain K_e , par exemple, on peut commencer avec un facteur qui dépend de l'erreur maximale. Effectivement ces valeurs font partie de la procédure d'évaluation par simulation. Et nous retenons les valeurs suivantes :

$$K_e = 2 \quad K_{de} = 6 \quad K_{dr} = 1.5$$

A chaque pas d'échantillonnage, l'estimateur flou délivre une variation de la commande ΔR_s correspondant à une paire d'entrée. Le pas d'échantillonnage a été choisi égal à 100 μs .

Les grandeurs de commande sont fixées à 0.9 wb pour le flux statorique et à 9 N.m pour le couple. Dans ces conditions le module du courant statorique en régime établi est de 4.45 A, cette valeur pratiquement est stockée pour la comparer en suite à la valeur actuelle et générer l'erreur qui est l'image de la variation de la résistance statorique [DOBR95]. On note que le couple électromagnétique sans la correction de R_s diminue de 9 N.m à 7.4 N.m.

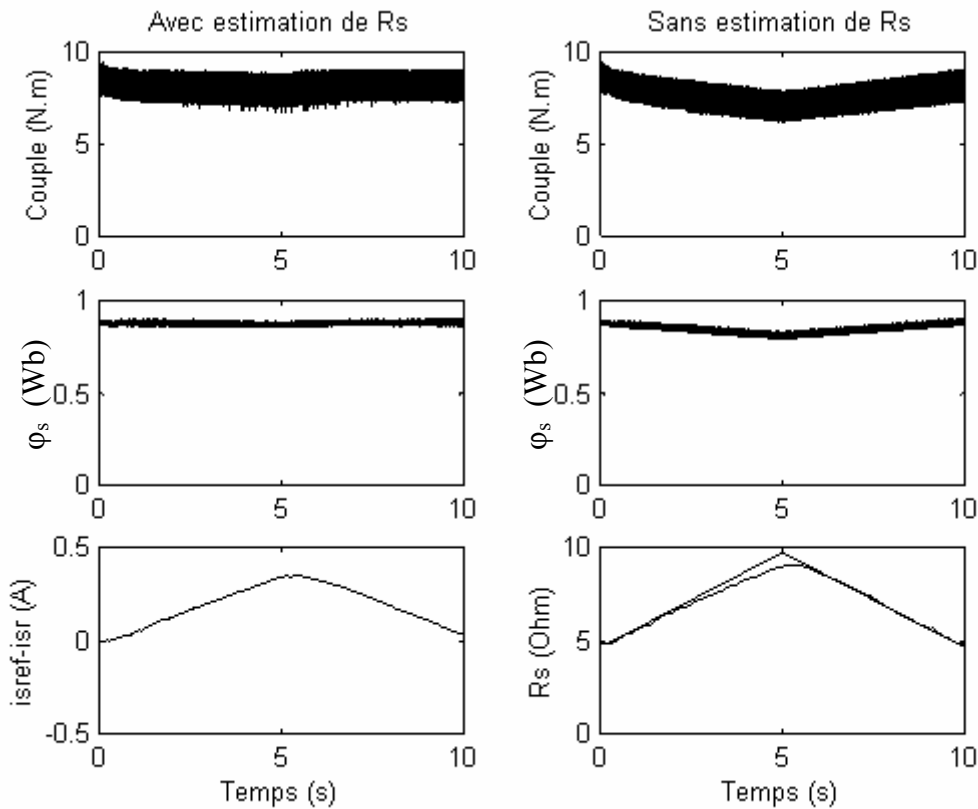


Figure V.13 : Simulation des réponses du couple et du flux pour une variation linéaire de la résistance statorique

6. CONCLUSIONS

Les résultats de simulation obtenus dans cette partie mettent en valeur les performances du système en faisant l'adaptation de la résistance statorique qui affecte directement la structure du contrôle [ZAIM-3 07]. En effet, une erreur de la position du flux entraîne que la commande sélectionne des états de commutation non adéquats. Cependant l'implémentation de cet estimateur aux niveaux faibles du couple s'est avérée difficile. Pour cela il est nécessaire d'arrêter l'estimateur dans ces conditions pour assurer un bon fonctionnement [MIR 94].

Dans cette partie, on a étudié une structure d'un contrôleur flou qui est similaire à une structure d'un PI classique. Par ailleurs, nous pouvons intégrer dans notre structure un régulateur de ce type (PI, PID) pour l'adaptation de la résistance statorique [BYEO 98], [FAIZ 01], [LIXI 03] [ZIDA 06] mais de fait que la relation entre la variation de cette dernière et le courant statorique n'est pas linéaire nous recommandons une estimation à base de logique floue.

7. ASSOCIATION DE LA MACHINE A SON ALIMENTATION

Jusqu'à maintenant, nous avons supposé que les tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC sont constantes et égales. Or, ceci n'est vrai en pratique que dans le cas des faibles alimentations qui utilisent des batteries [BOUC 04].

Dans cette partie nous introduisons le problème d'instabilité des tensions d'entrée de l'onduleur de tension à trois-niveaux à structure NPC. Pour résoudre ce problème, on propose l'asservissement des tensions d'entrée de l'onduleur à trois-niveaux.

Cet asservissement permet non seulement d'asservir les tensions d'entrée de l'onduleur, mais il permet aussi d'obtenir côté réseau un faible taux d'harmoniques des courants et un facteur de puissance le plus proche possible de l'unité [BERK 95]. Ainsi, nous étudions l'influence de diviseur capacitif sur le comportement de contrôle direct du couple.

7.1. STRUCTURE DE LA CASCADE PROPOSEE

Dans ce qui suit, nous allons présenter une nouvelle cascade pour les applications de forte puissance, où les tensions continues sont générées à partir d'un réseau alternatif 50 Hz.

Cette cascade permet de réaliser un changeur de fréquence ayant : un redresseur de courant à modulation de largeur d'impulsion à deux niveaux, un onduleur à trois niveaux à structure NPC et la machine asynchrone.

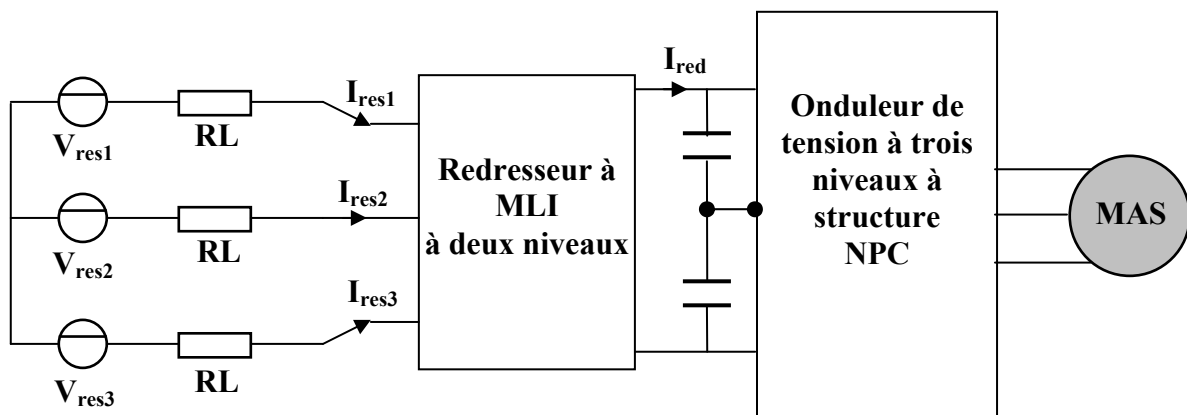


Figure. V.14 : Structure de la cascade d'un redresseur à deux niveaux - onduleur à Trois niveaux - Machine asynchrone

7.2. MODELISATION DU REDRESSEUR DE COURANT TRIPHASE A MLI A DEUX NIVEAUX

Le redresseur de courant est un convertisseur statique constitué de trois bras bidirectionnels en courant, chaque groupe transistor-diode assemblés en antiparallèle, forme un interrupteur bi-commandable (à l'ouverture et à la fermeture) dont l'état apparaît complémentaire de celui qui lui est associé pour former ainsi un bras de commutation (figure V.15).

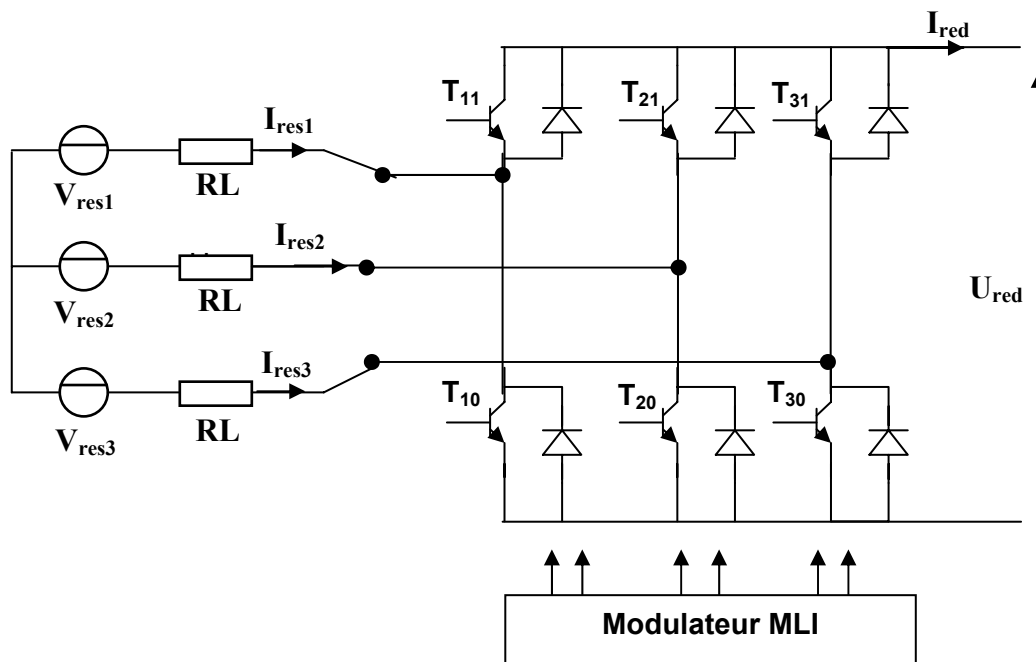


Figure. V.15 : Structure de redresseur de courant à deux niveaux

• **Commande complémentaire:**

La commande complémentaire utilisée est la suivante:

$$\begin{cases} B_{11} = \overline{B_{10}} \\ B_{21} = \overline{B_{20}} \\ B_{31} = \overline{B_{30}} \end{cases} \quad (\text{V.21})$$

Avec B_{ij} est la commande de base de l'interrupteur T_{ij} ($i = 1, 2, 3$ et $j = 1, 0$).

Chaque bras du redresseur est équivalent à un interrupteur à deux positions, car l'association d'un transistor et la diode qui lui est shuntée en antiparallèle correspond à un composant bidirectionnel d'où la figure ci après :

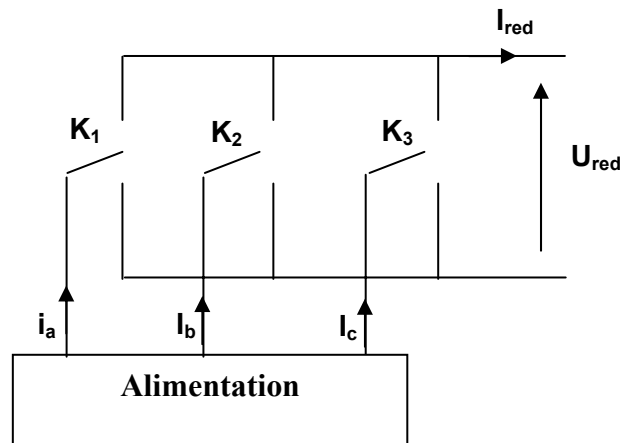


Figure. V.16 : Représentation des interrupteurs sous forme logique

A chaque interrupteur K_i on associe une fonction logique F_i définie par:

$F_i = 1$ si K_i est connecté à la borne (+).

$F_i = 0$ si K_i est connecté à la borne (-).

Avec : $i = 1, 2, 3$.

Les tensions simples à l'entrée de redresseur, s'expriment en fonctions logiques F_i par la relation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} U_{red} \quad (\text{V.22})$$

Le courant de sortie du redresseur, en utilisant les fonctions logiques F_i et des courants d'entrée, est donnée par:

$$I_{red} = F_1 \cdot i_{res\ 1} + F_2 \cdot i_{res\ 2} + F_3 \cdot i_{res\ 3} \quad (\text{V.23})$$

Plusieurs stratégies de commande sont possibles pour les redresseurs du courant à deux niveaux. Dans notre étude, pour imposer les courants en amplitude on utilise la commande par hystérésis en courant dont l'algorithme est représenté par la figure suivante:

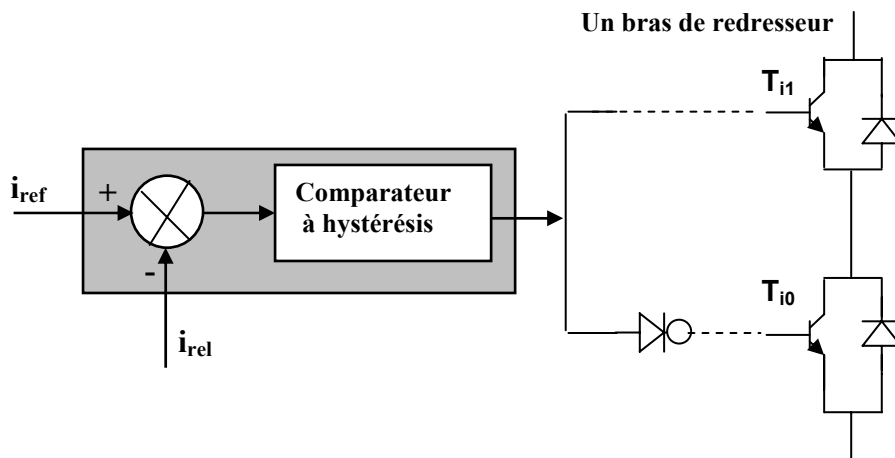


Figure. V.17 : Principe du contrôle par hystérésis

On désigne par ε l'écart entre le courant de référence i_{ref} et le courant réel i_{rel}

$$\varepsilon = i_{ref} - i_{rel} \quad (\text{V.24})$$

Chaque bras de redresseur, les transistors T_{i1} et T_{i0} : sont reliés, l'un à la sortie de comparateur à hystérésis, l'autre à cette même sortie via un inverseur.

Le changement de signe de la différence entre le courant de référence et le courant réel n'entraîne pas instantanément le basculement du comparateur à cause de l'effet d'hystérésis, les fonctions logiques F_i associées aux interrupteurs sont définies comme suit :

$$\begin{aligned} F_i^{k+1} &= 0 & \text{si } i_{rel} \geq i_{ref} + h \\ F_i^{k+1} &= 1 & \text{si } i_{rel} \leq i_{ref} - h \\ F_i^{k+1} &= F_i^k & \text{si } i_{ref} - h < i_{rel} < i_{ref} + h \end{aligned} \quad (\text{V.25})$$

Avec :

F_i^k : Valeur de F_i à la K^{eme} itération

F_i^{k+1} : Valeur de F_i à la $K+1^{\text{eme}}$ itération

h : la largeur de la bande d'hystérésis

Les courants de référence sont donnés par le système suivant :

$$I_{refi} = I_{max} \cdot \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}(i-1)\right) \quad (\text{V.26})$$

7.3. MODELISATION DES FILTRES INTERMEDIAIRES

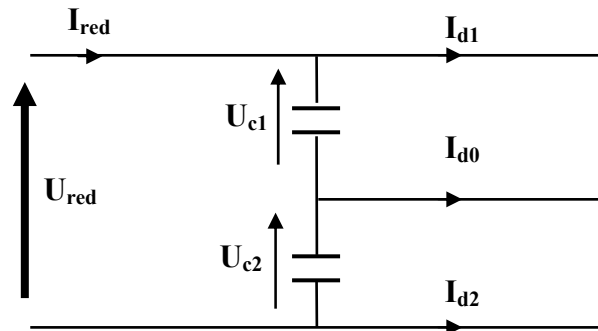


Figure. V.18 : Structure du filtre intermédiaire.

Son modèle est défini par le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} C_1 \cdot \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{red} - I_{d1} \\ C_2 \cdot \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{red} - I_{d1} - I_{d0} \end{cases} \quad (\text{V.27})$$

7.4. SIMULATION NUMERIQUE

L'onduleur de tension à trois niveaux est commandé par la technique de contrôle direct du couple (DTC), le redresseur à deux niveaux est commandé par la technique d'hystérésis en courant avec une bande d'hystérésis égale à $h = 0.5$ A, et les courants de référence avec les valeurs nominales à une fréquence de 50 Hz.

Les paramètres des filtres intermédiaires sont : $C_1 = C_2 = 10$ mF, les tensions à l'entrée de l'onduleur sont initialisées à $U_{c1} = U_{c2} = 257$ V.

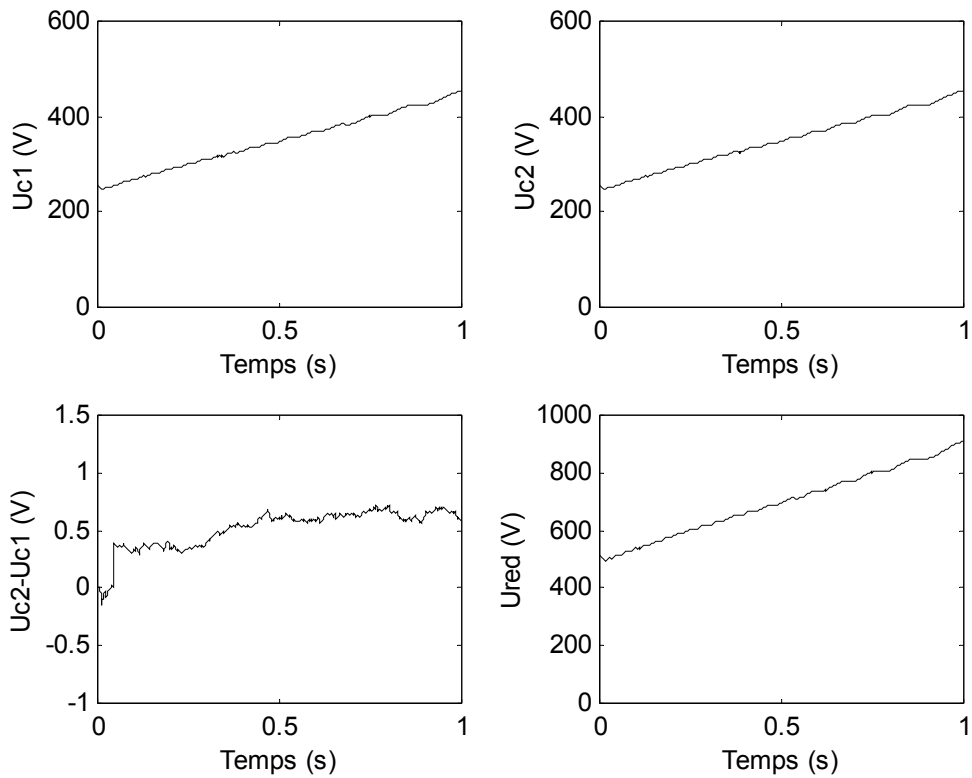


Figure. V.19 : Tension de sortie du redresseur U_{red} , des filtres intermédiaires et leur différence ($U_{c2} - U_{c1}$)

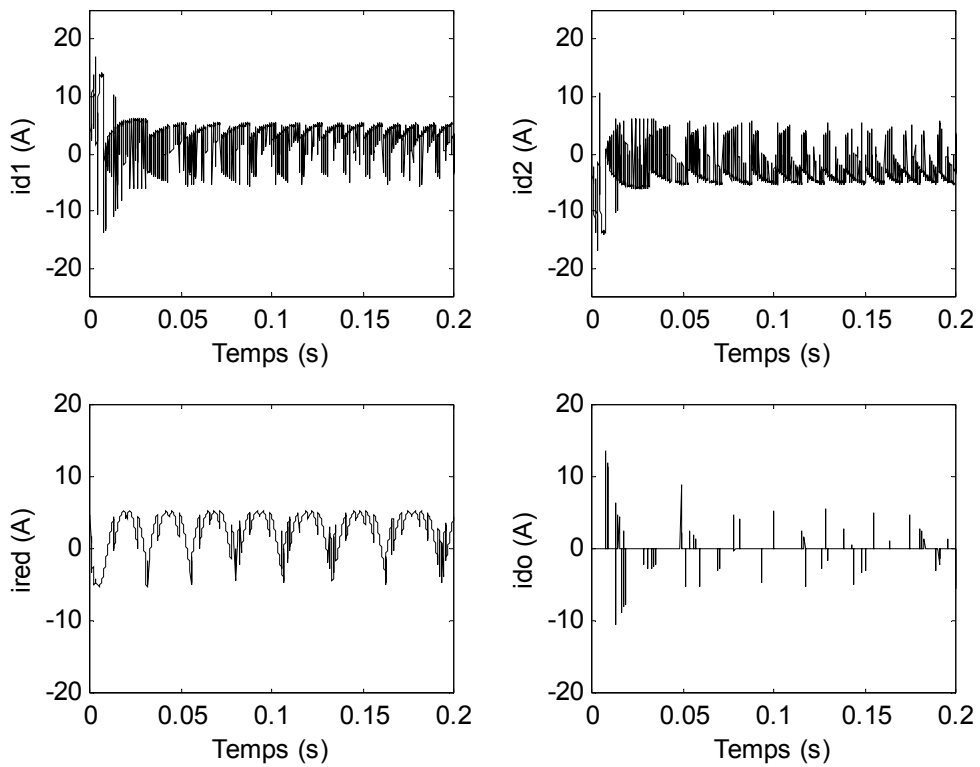


Figure. V.20 : Les courants d'entrée de l'onduleur à trois niveaux, Courant de sortie du redresseur à deux niveaux

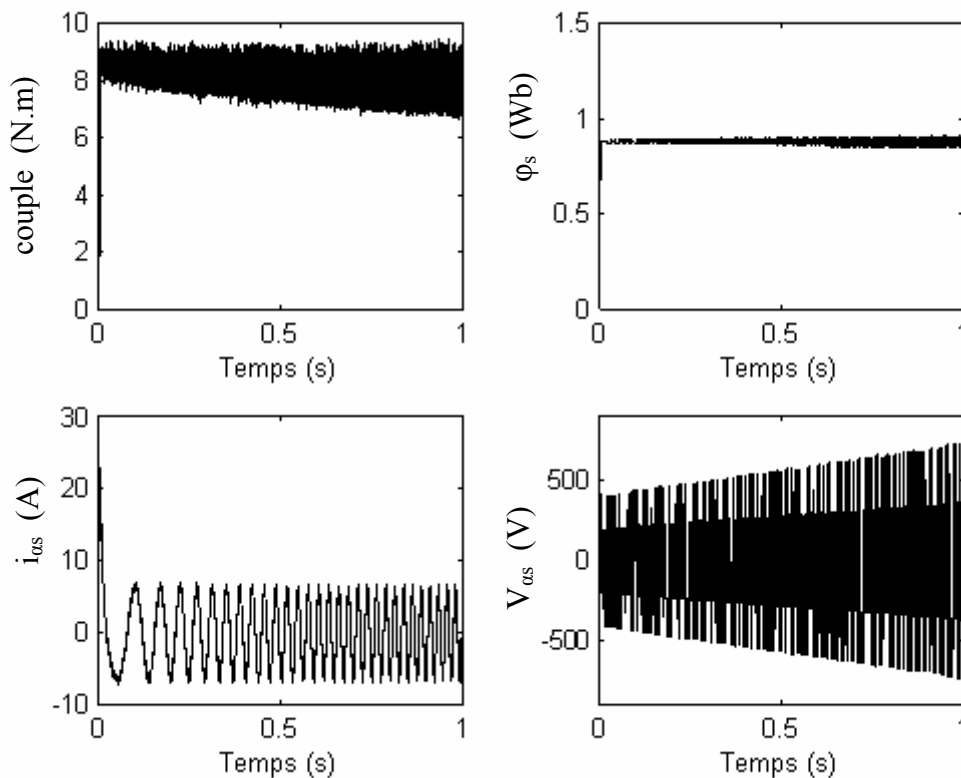


Figure. V.21 : Les performances de la conduite de la MAS associée à son alimentation pour une référence nominale du flux et du couple.

7.5. INTERPRETATIONS

On constate que les tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux sont croissantes, et leur différence est de l'ordre de 0.7 V. On note que cette différence peut atteindre jusque à la valeur de 10V dans le cas de la commande vectorielle. Ainsi, la tension de sortie du redresseur est croissante [BOUC 04].

Les courants d'entrée de l'onduleur à trois niveaux I_{d1} et I_{d2} ont la même allure, mais inversés l'un par rapport à l'autre. Le courant I_{d0} a une valeur pratiquement nulle.

La figure. V.21 montre que l'amplitude de la tension V_{ds} à la sortie de l'onduleur à trois niveaux augmente progressivement avec l'augmentation des deux tensions des filtres intermédiaires (U_{c1} , U_{c2}). Par conséquent, les performances de contrôle se dégradent et les semi conducteurs sont soumis à une commutation à tension élevée ; ce qui produit une défaillance de contrôle, une augmentation des pertes dues à la commutation et claquage des semi conducteurs.

Par ailleurs, le couple électromagnétique et le flux statorique oscillent autour de leurs valeurs nominales (9 N.m et 0.9 Wb) sans dépassement notable mais avec un taux d'harmonique important.

8. PONT DE CLAMPING

Afin d'améliorer les tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC, en minimisant le déséquilibre entre les deux tensions (U_{c1} , U_{c2}), on propose d'utiliser un pont d'équilibrage (pont de clamping). Il est constitué d'un transistor et d'une résistance aux bornes de chaque capacité, les transistors sont commandés de telle sorte à conserver l'égalité des deux tensions.

8.1. CASCADE DU REDRESSEUR DE COURANT A MLI A DEUX NIVEAUX PONT DE CLAMPING-ONDULEUR A TROIS NIVEAUX-MACHINE ASYNCHRONE

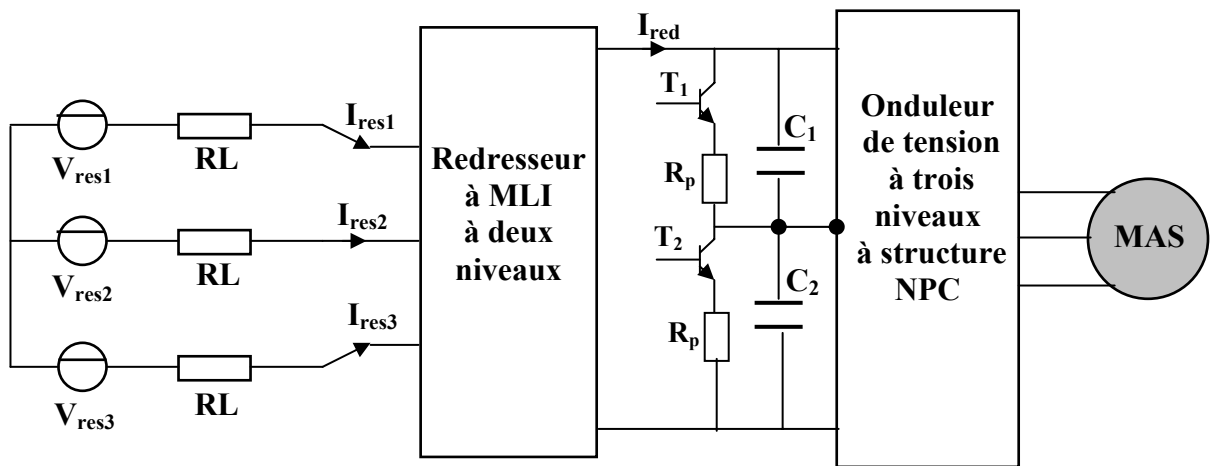


Figure. V.22 : Structure de la cascade d'un redresseur de courant à deux niveaux – pont de clamping - onduleur de tension à trois niveaux - Machine asynchrone

➤ **Modélisation du pont de clamping-filtre**

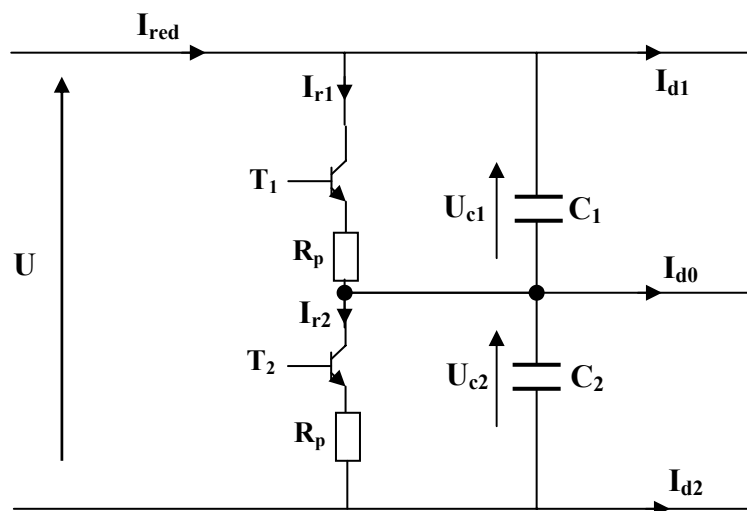


Figure. V.23 : Structure de pont de clamping - filtre.

Le modèle de ces filtres est défini comme suit :

$$\begin{cases} C_1 \cdot \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{red} - I_{d1} - I_{r1} \\ C_2 \cdot \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{red} - I_{d1} - I_{d0} - I_{r2} \end{cases} \quad (\text{V.28})$$

On définit

$$\begin{cases} I_{r1} = F_1 \cdot \frac{U_{c1}}{R_p} \\ I_{r2} = F_2 \cdot \frac{U_{c2}}{R_p} \end{cases} \quad (\text{V.29})$$

➤ **Algorithme de commande du pont de clamping**

Si $U_{c1} > (U_{c1} + U_{c2}) / 2$; Alors $F_1 = 1$ si non $F_1 = 0$
 Si $U_{c2} > (U_{c1} + U_{c2}) / 2$; Alors $F_2 = 1$ si non $F_2 = 0$

8.2. RESULTATS DE SIMULATION

Les paramètres des filtres intermédiaires sont $C_1 = C_2 = 10$ mF, $R_p = 25$ Ω et les tensions à l'entrée de l'onduleur sont initialisées à $U_{c1} = U_{c2} = 257$ V, le redresseur est commandé en courant.

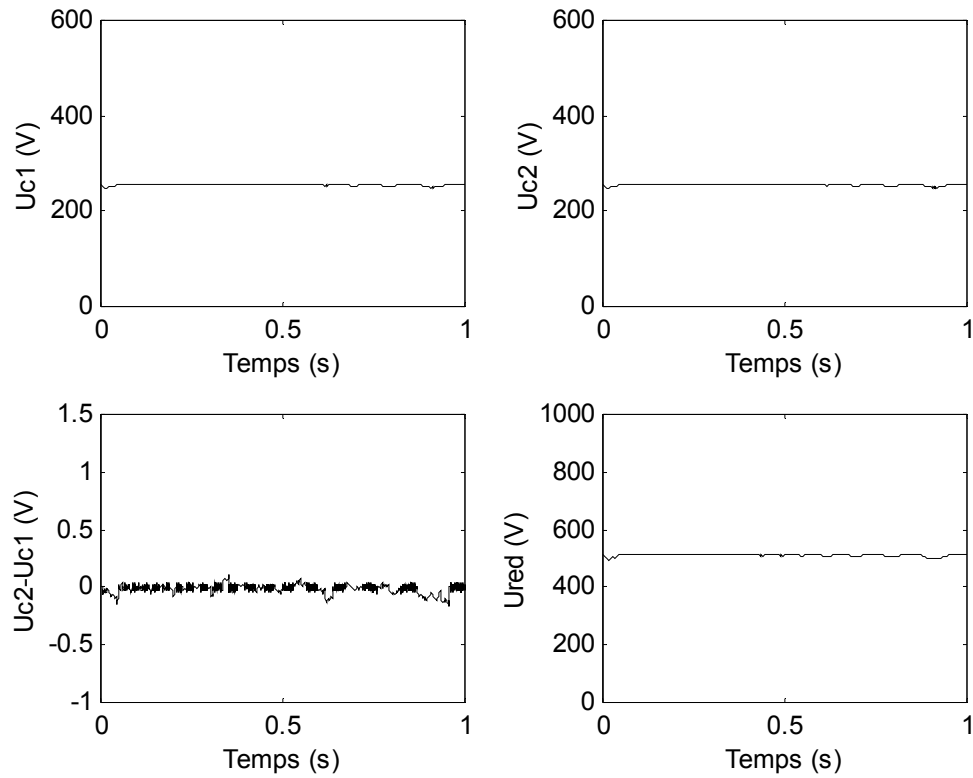


Figure. V.24 : Tension de sortie du redresseur U_{red} , des filtres intermédiaires et leur différence ($U_{c2} - U_{c1}$)

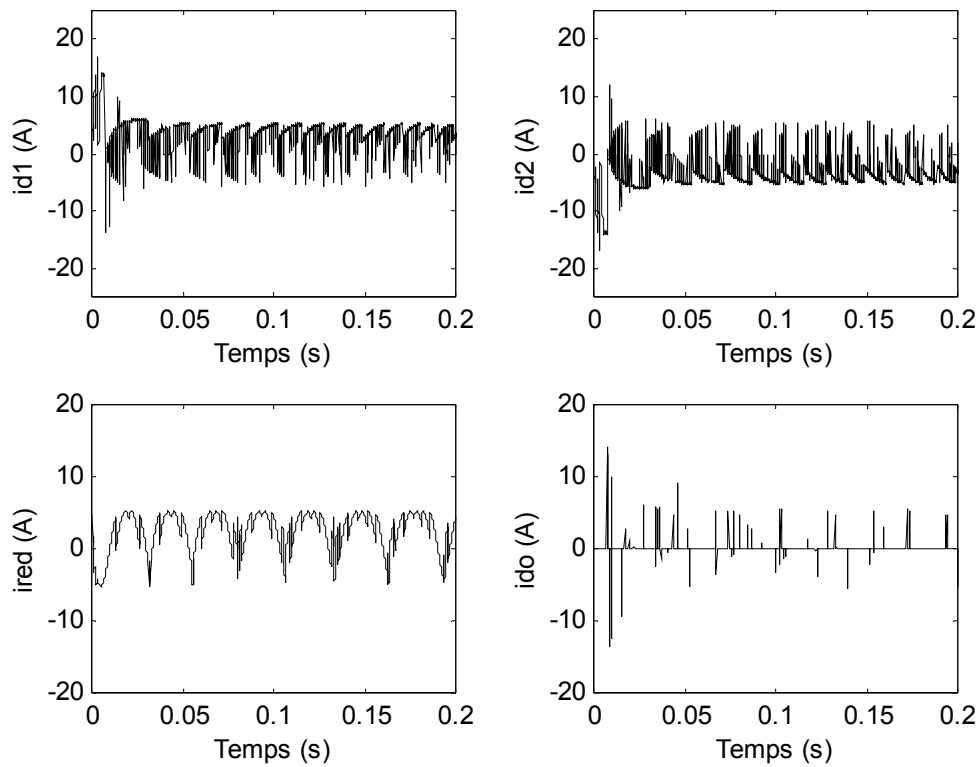


Figure. V.25 : Les courants d'entrée de l'onduleur à trois niveaux, Courant de sortie du redresseur à deux niveaux

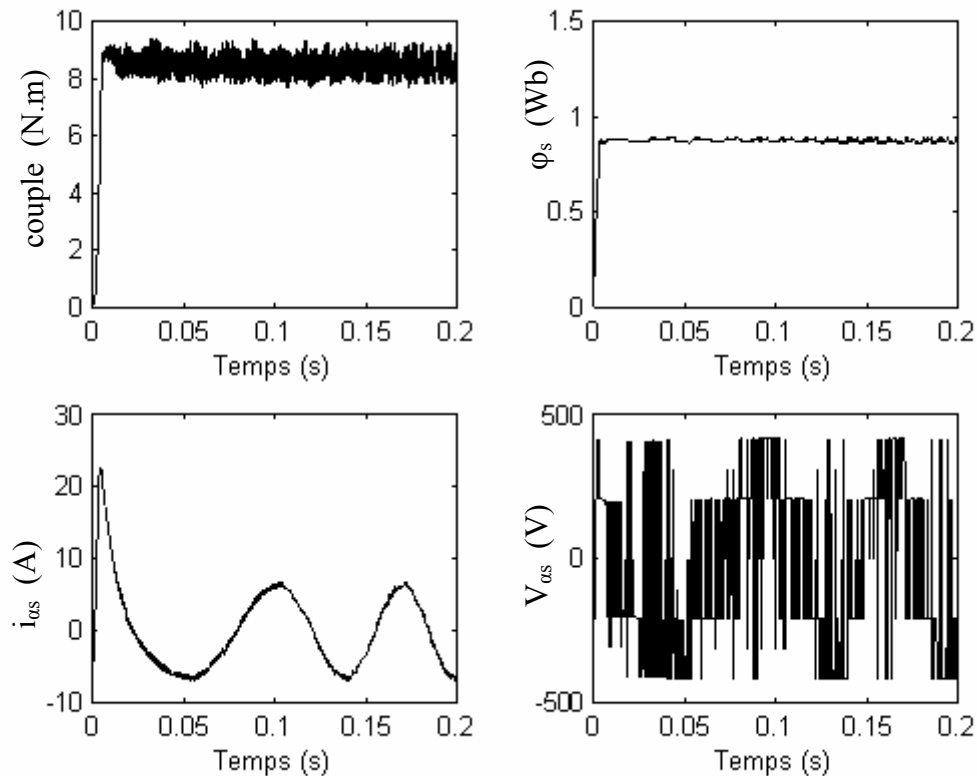


Figure. V.26 : Les performances de la conduite de la MAS associée à son alimentation pour une référence nominale du flux et du couple.

8.3. INTERPRETATIONS

Les figures (V.24), (V.25) et (V.26) montrent les résultats de simulation de l'introduction du pont de clamping dans la cascade d'un redresseur de courant à deux niveaux - onduleur de tension à trois niveaux - machine asynchrone. Ainsi, dans la nouvelle structure on constate que :

- ❖ La figure (V.24) montre que la différence entre les deux tensions de sortie du redresseur diminue considérablement.
- ❖ Les tensions de sortie du redresseur, tensions des filtres intermédiaires (U_{c1} , U_{c2}), sont équilibrées.
- ❖ Les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à trois niveaux I_{d1} et I_{d2} ont la même allure mais inversés l'un par rapport à l'autre, et le courant I_{d0} a une valeur moyenne pratiquement nulle.
- ❖ La progression de l'amplitude de la tension V_{ds} à la sortie de l'onduleur à trois niveaux est nettement atténuée.
- ❖ La figure (V.26) montre que les performances de contrôle sont meilleures. En effet, le couple électromagnétique et le flux oscillent autour de leurs valeurs nominales avec moins d'ondulations, le courant dans la machine a une forme sinusoïdale avec un dépassement au démarrage.

9. ASSERVISSEMENT DES TENSIONS DE SORTIE DU REDRESSEUR DE COURANT TRIPHASE A DEUX NIVEAUX

On a montré précédemment le problème d'instabilité des tensions d'entrée de l'onduleur de tension à trois niveaux à structure NPC. Les résultats obtenus avec l'introduction du pont de clamping sont satisfaisants en régime permanent. Cependant, dans l'objectif de réduire les pertes par commutation et d'améliorer la dynamique des tensions corrigées, on propose dans cette partie une autre méthode pour améliorer ces tensions à savoir leurs asservissements par des régulateurs linéaires classiques.

On commencera par la présentation de l'algorithme général de l'asservissement. En suite, on présentera ses performances dans la cascade du redresseur à deux niveaux contrôlé par hystérésis - onduleur de tension à trois-niveaux - machine asynchrone commandé par le contrôle direct du couple « DTC ».

9.1. MODELE DE LA BOUCLE DE TENSION

La modélisation de cette boucle est basée sur le principe de conservation de la puissance instantanée avec l'hypothèse du redresseur sans pertes, cette boucle impose les courants de référence de réseau.

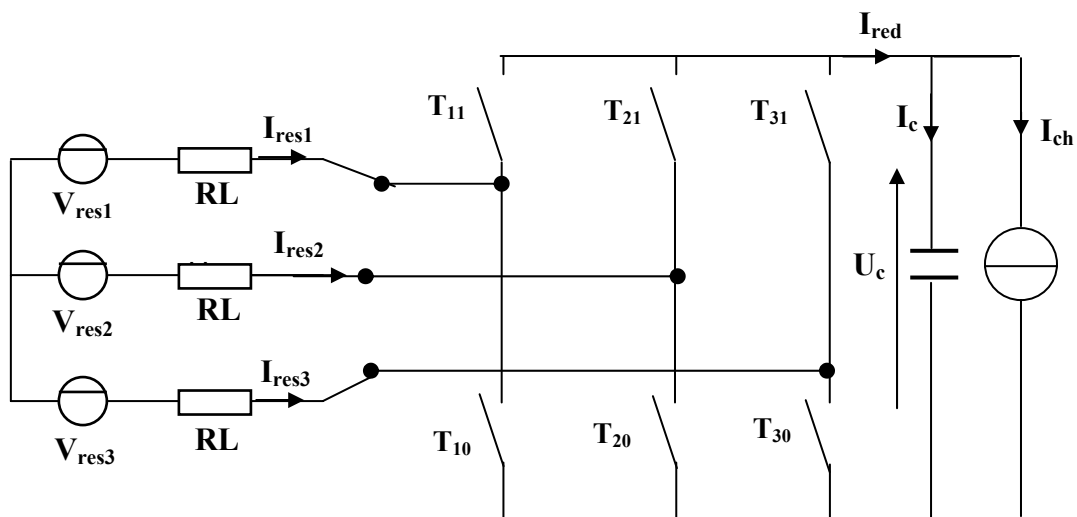


Figure. V.27 : Structure du redresseur de courant à deux niveaux

• Puissance d'entrée :

$$Pe = \sum_{k=1}^{k=3} \left(V_{resk} \cdot I_{resk} - R \cdot I_{resk}^2 - \frac{L}{2} \cdot \frac{dI_{resk}^2}{dt} \right) \quad (\text{V.30})$$

• Puissance de sortie:

$$Ps = U_c \cdot I_{red} = U_c \cdot (I_c + I_{ch}) \quad (\text{V.31})$$

En utilisant le principe de conservation de puissance instantanée et en négligeant les pertes joule dans la résistance, on peut écrire:

$$\sum_{k=1}^{k=3} \left(V_{resk} \cdot I_{resk} = \frac{L}{2} \cdot \frac{dI^2_{resk}}{dt} + U_c \cdot I_{red} \right) \tag{V.32}$$

En supposant les courants du réseau sinusoïdaux et en phase avec leurs tensions, on peut écrire alors :

$$3 \cdot E_{eff} \cdot I_e = U_c \cdot I_{red} \tag{V.33}$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{resk} = \sqrt{2} E_{eff} \cdot \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}(k-1)) \\ I_{resk} = \sqrt{2} \cdot I_e \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}(k-1)) \end{cases} \tag{V.33}$$

K : numéro de bras du redresseur (k = 1, 2, 3).

Le modèle de la boucle de tension du redresseur triphasé à deux niveaux déduit de la relation (V.33) est donnée comme suit :

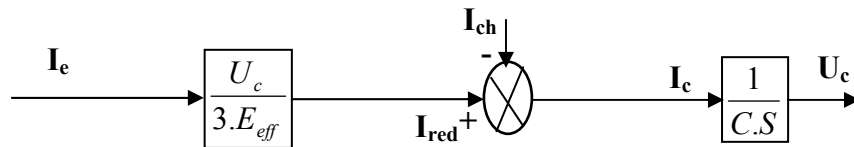


Figure. V.28 : Modèle de la boucle de tension du redresseur triphasé à deux niveaux

On utilise un régulateur IP (proportionnel intégral) pour la boucle de tension, d'où le principe général de l'asservissement des tensions continues à l'entrée de l'onduleur triphasé à trois niveaux est donné par la figure ci-dessous :

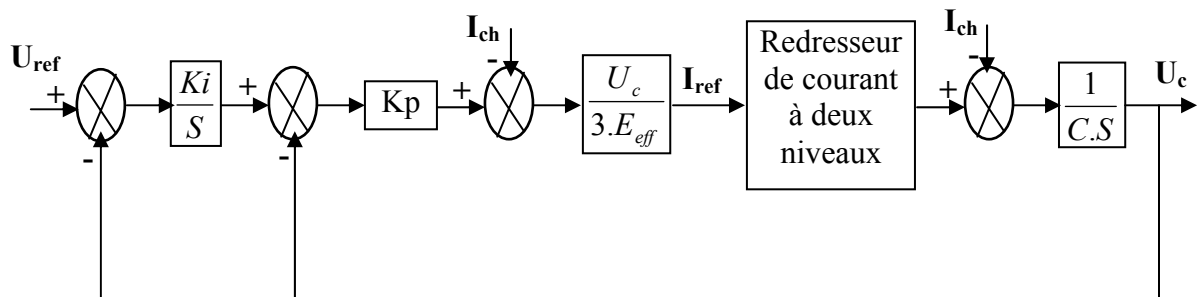


Figure. V.29 : Bloc d'asservissement de la tension de sortie du redresseur à deux niveaux

9.2. SIMULATION NUMERIQUE

On applique l'algorithme d'asservissement élaboré précédemment pour commander les tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux, le redresseur étant commandé par la stratégie d'hystérésis en courant où les courants de référence du réseau triphasé alimentant le redresseur sont imposés par la boucle de tension présentée par la figure (V.29).

On s'est placé dans les mêmes conditions à savoir : les paramètres des filtres intermédiaires $C_1 = C_2 = 10$ mF, les tensions d'entrée de l'onduleur initialisées à : $U_{c1} = U_{c2} = 257$ V, une période d'échantillonnage T_e égale $100 \mu\text{s}$ pour la DTC et les contraintes du flux et du couple définies précédemment.

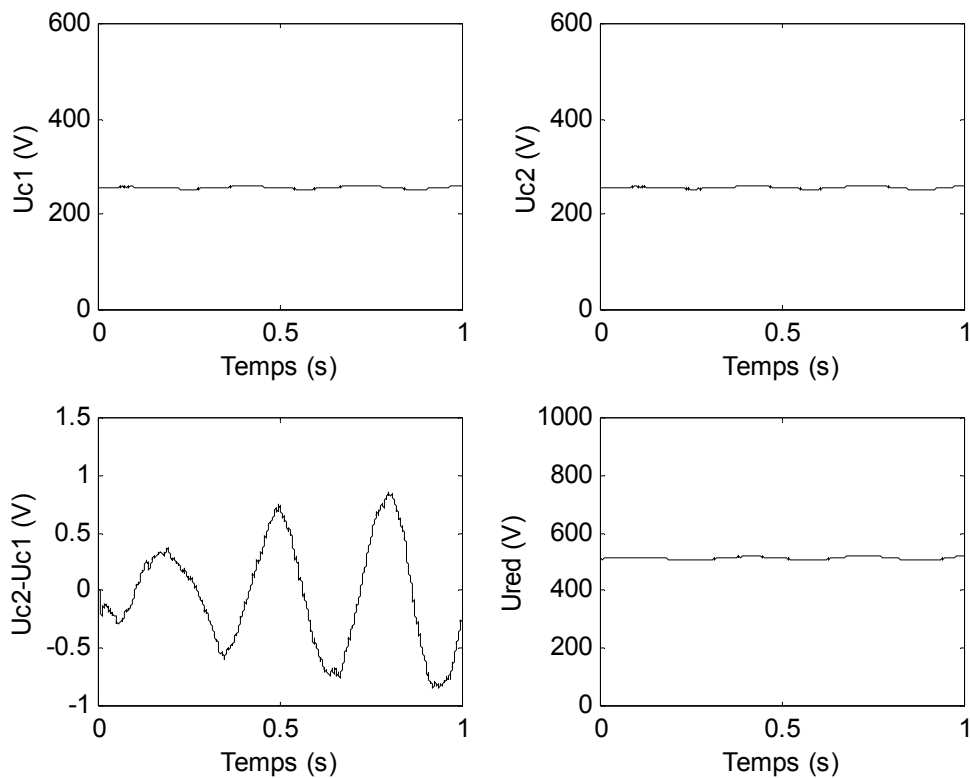


Figure. V.30 : Tension de sortie du redresseur U_{red} , des filtres intermédiaires et leur différence ($U_{c2} - U_{c1}$)

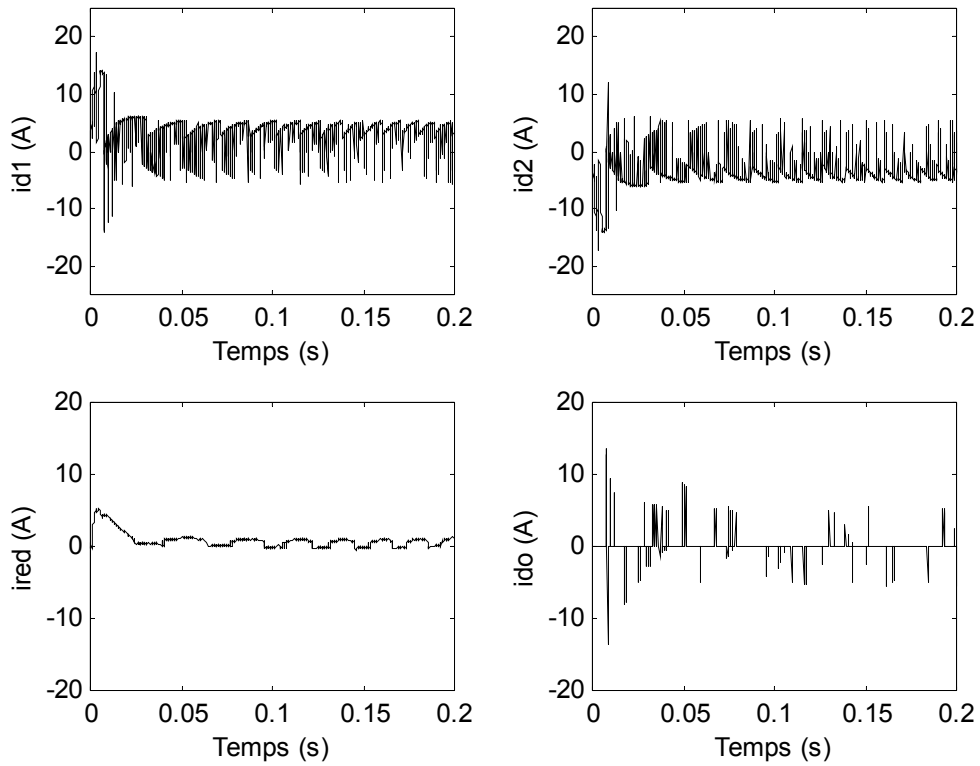


Figure. V.31 : Les courants d'entrée de l'onduleur à trois niveaux, Courant de sortie du redresseur à deux niveaux

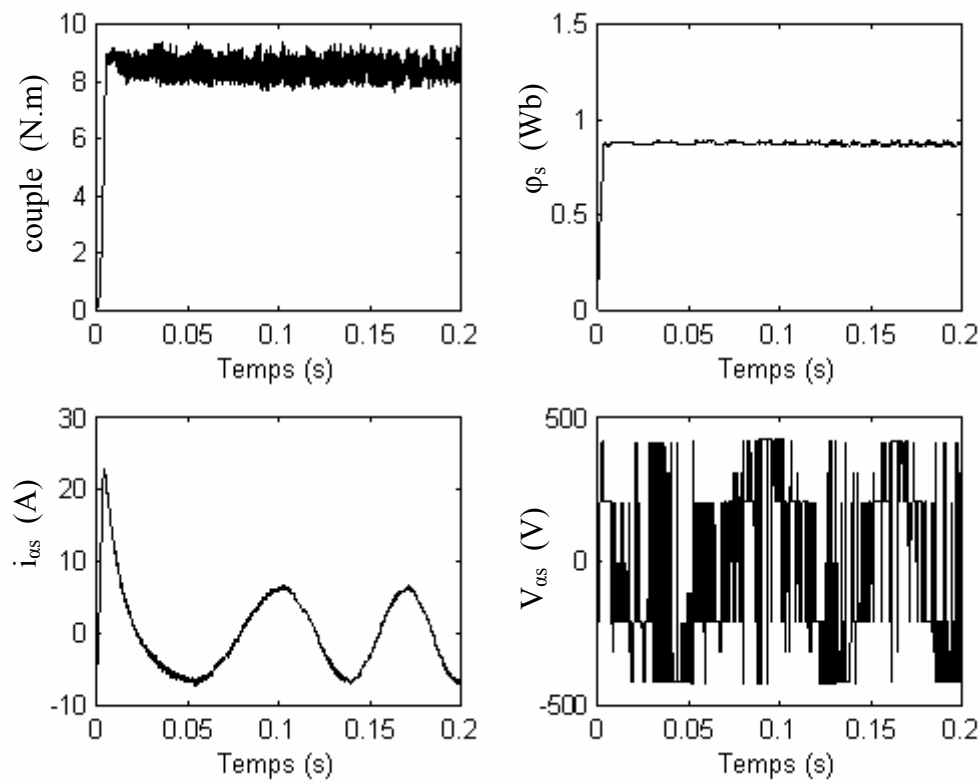


Figure. V.32 : Les performances de la conduite de la MAS associée à son alimentation pour une référence nominale du flux et du couple.

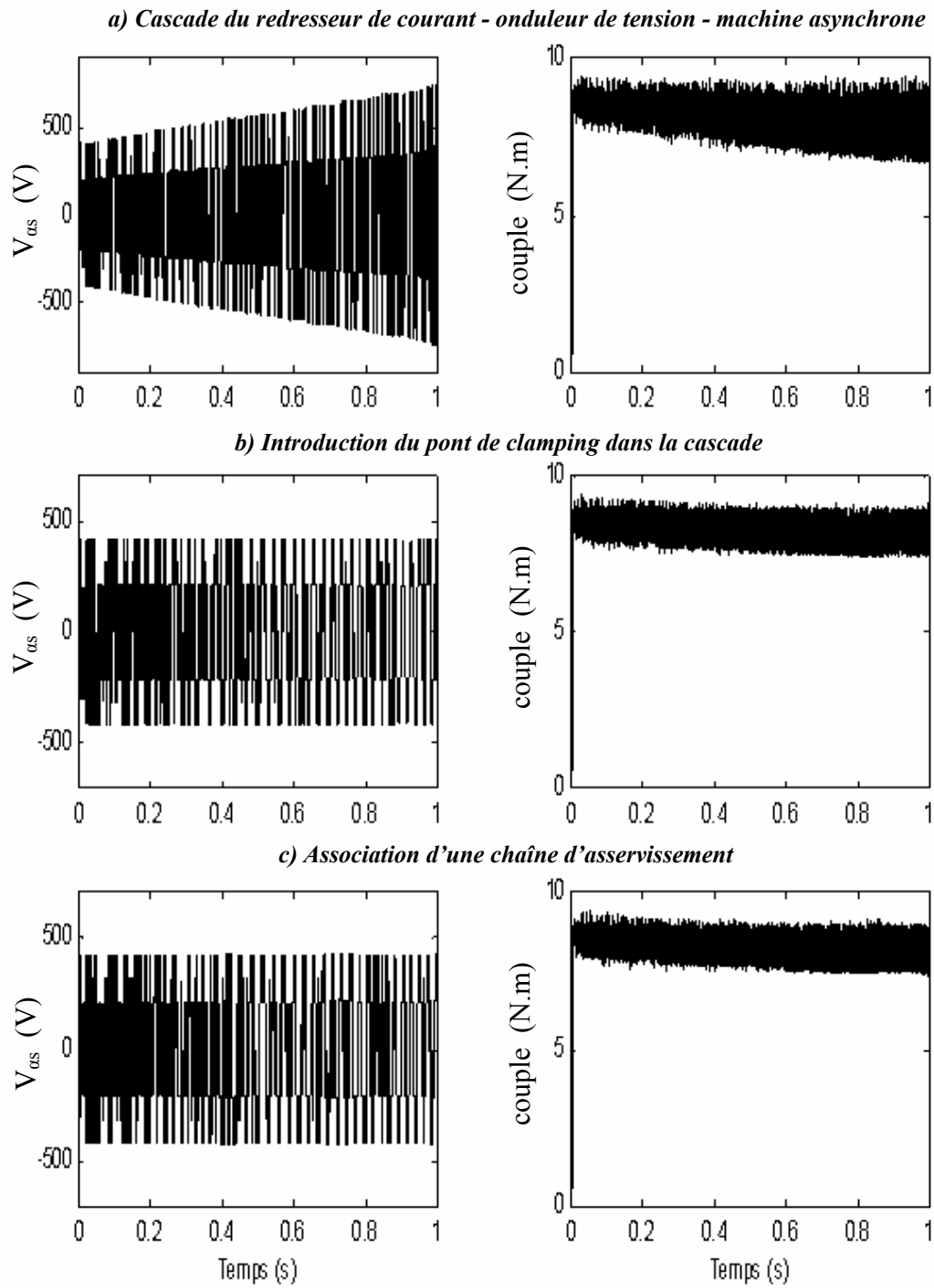


Figure. V.33 : Simulation des réponses du couple et de la tension V_{ds} pour les différentes cascades

9.3. Interprétations

- ✓ La figure (V. 30) montre que les tensions de sortie du redresseur suivent bien leurs références et la différence entre elles est pratiquement faible par rapport à la tension d'alimentation.
- ✓ Sur la figure (V. 31) on constate que les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à trois niveaux I_{d1} et I_{d2} ont la même allure mais inversés l'un par rapport à l'autre. Et que le courant I_{d0} a une valeur moyenne nulle.
- ✓ La figure (V. 32) montre que, le flux et le couple oscillent autour de leurs valeurs de références (respectivement 0.9 Wb et 9 N.m), le courant dans la machine est cependant sinusoïdal et la tension à l'entrée de la machine (V_{ds}) a une forme équilibrée.
- ✓ La figure (V.33) illustre une comparaison des réponses du couple et de la tension pour les différentes structures. On observe que les ondulations du couple sont importantes dans le cas de la cascade de redresseur de courant - onduleur de tension - machine asynchrone. En effet, l'augmentation des deux tensions (U_{c1} et U_{c2}) fait augmenter la tension à l'entrée de la machine.

CONCLUSIONS

Dans ce chapitre, on a étudié l'association de la machine asynchrone à son alimentation ayant comme pont de sortie l'onduleur de tension à trois niveaux à structure NPC. Ainsi on a mis en évidence le problème d'instabilité des tensions d'entrée de cet onduleur, et par conséquent l'instabilité de la tension d'alimentation de la machine.

L'introduction du pont de clamping ou la chaîne d'asservissement proposée, nous a permis de minimiser et même d'annuler la différence entre les deux tensions d'entrée de l'onduleur de tension à trois niveaux [ZAIM-5 07] [ZAIM-6 07].

On doit signaler que la synthèse des paramètres du régulateur dans cet asservissement permet d'utiliser des capacités C_1 et C_2 de valeurs raisonnables relativement à l'introduction du pont de clamping.

Les résultats de simulations obtenus montrent que la structure du contrôle directe du couple est très robuste. Par ailleurs, même sans la correction (la cascade du redresseur de courant à deux niveaux - onduleur de tension à trois niveaux - machine asynchrone) on a toujours un contrôle du couple avec un taux d'harmoniques important. En effet, il y a toujours une sélection optimale des vecteurs tension dans de la stratégie du contrôle DTC. Ainsi, La commande directe du couple s'affranchit des variations de la tension continue d'entrée de l'onduleur. L'association des deux méthodes peut donner des résultats meilleurs mais on préfère une structure simple (peu encombrante) et économique.

L'étude de la sensibilité de l'entraînement asynchrone à base du contrôle DTC présentée dans cette partie a été l'objet de plusieurs travaux concernant d'autres phénomènes, en grande partie pour des onduleurs à deux-niveaux, tels que : la fréquence de commutation [KABO-1 03], les harmoniques du couple [KOAN 00], [ZIDA 05], effet des bandes d'hystérésis [VAEZ 00], les harmoniques de tension [KABO 06] et du flux [KABO-2 03].

INTRODUCTION

L'émergence simultanée de processeurs numériques à haute fréquence et des exigences croissantes en matière de contrôle des convertisseurs multi niveaux a impulsé des travaux de recherche sur les structures nouvelles de commande. Comme nous l'avons déjà signalé, le domaine d'application de très forte puissance exige une alimentation de plus en plus grande.

Les récentes structures de convertisseurs continu alternatif multi-niveaux semblent bien adaptées pour des applications de forte puissance. Il est intéressant d'associer les gains offerts par les onduleurs de tension multi-niveaux et les aspects innovateurs apportés par les nouvelles techniques de contrôle direct du couple. On verra dans cette partie une nouvelle approche du contrôle directe du couple de la machine asynchrone alimentée par un onduleur à cinq-niveaux à structure NPC. La technique proposée sera validée par des résultats de simulation numérique. Elle est préférable pour des applications de haute tension et forte puissance.

Ce thème de recherche est ici pris bien entendu au sens de la commande des convertisseurs et non sur le plan de la conception de nouvelles topologies. Par ailleurs, on retrouve dans la littérature scientifique des travaux en associant le contrôle direct du couple et des topologies spécifiques [RODR 04], [HONG 04], [YAOH 05] [KYO 06] [ORTE 05] [PHAN 05].

Dans de nombreuses applications comme la traction et la propulsion, il est nécessaire de disposer d'un contrôle performant du couple, sur une gamme de vitesse très importante. Cependant, les limites imposées par les caractéristiques de l'onduleur et de la machine, ne permettent pas d'atteindre les vitesses élevées, sans une modification de la structure de la commande [PELI 96], [CHAP 96]. Par ailleurs, la continuité d'une investigation concernant le concept DTC nous a mené à proposer une approche de cette technique pour un onduleur à cinq-niveaux à structure NPC. Ainsi, nous améliorons la bande passante de notre système (actionneur de forte puissance), réaliser une montée en tension du convertisseur et même réduire les contraintes de type fronts raids sur les isolants des bobinages de la machine. Ainsi, nous allons développer un modèle simplifié sur le lequel nous évaluerons notre stratégie de contrôle.

1. MODELISATION DE L'ONDULEUR À CINQ NIVEAUX A STRUCTURE NPC

Dans les conditions de fonctionnement citées auparavant, l'alimentation de la machine est souvent assurée par des groupements d'onduleurs à deux niveaux. Pour remédier aux problèmes associés à ces groupements, une nouvelle structure d'onduleur est proposée ; il s'agit de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC. Sur le plan de la commande, cette topologie de convertisseur offre les avantages principaux suivants :

- nombre élevé de degré de liberté directement lié aux nombres de cellules employées,
- ondulation du courant de sortie réduite dans le rapport du nombre de cellules utilisées,

Il est constitué de trois bras tel que représenté par la figure. VI.1, chaque bras est constitué de deux clamping diodes permettant l'obtention du zéro de la tension, six GTO thyristors et six diodes de roue libre en série, de deux autres en parallèle. Le point milieu de chaque bras est relié à une alimentation continue de force électromotrice (U_{U1} , U_{U2} , U_{L1} , U_{L2}).

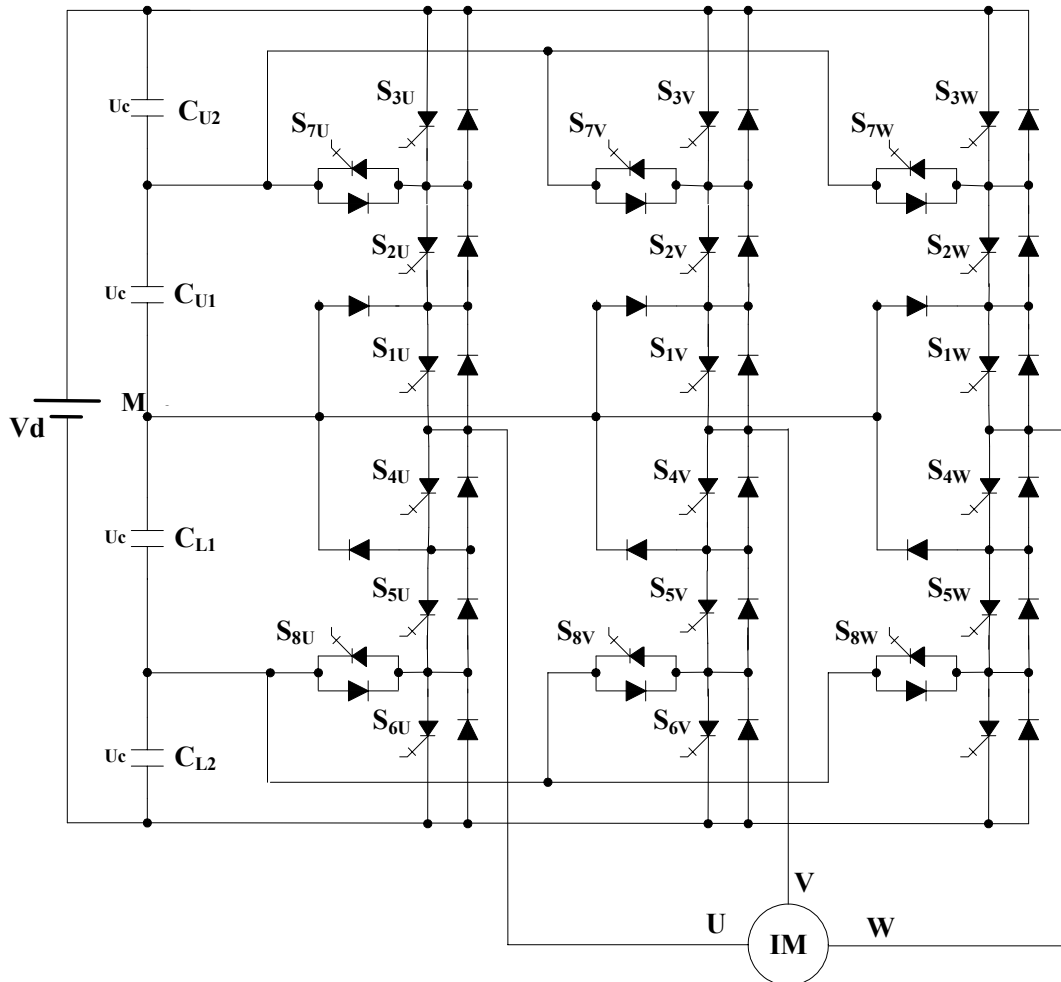


Figure VI.1 : Onduleur à cinq niveaux à structure NPC

1.1. LES DIFFÉRENTES CONFIGURATIONS D'UN BRAS D'ONDULEUR A CINQ NIVEAUX

Plusieurs structures de l'onduleur à cinq niveaux sont possibles. Dans le cadre de notre travail, nous présentons une structure de l'onduleur à cinq niveaux de type NPC comme l'indique la figure VI.1.

Afin d'élaborer les différentes configurations de l'onduleur à cinq niveaux, sans a priori sur la commande, on adopte les mêmes hypothèses citées précédemment dans le chapitre III.

- Chaque paire thyristor-diode est représentée par un seul interrupteur bidirectionnel supposé idéal.

- Vu la symétrie de l'onduleur triphasé à cinq niveaux, la modélisation de ce dernier se fait par bras.
- Les tensions U_{CL1} , U_{CL2} , U_{CU1} , U_{CU2} sont des tensions continues supposées idéales (égales et constantes), U_{CL1} , U_{CL2} , U_{CU1} , $U_{CU2} = U_c$.

L'analyse topologique d'un bras de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC montre qu'il existe sept configurations possibles dont une où le potentiel V_K dépend de la charge de l'onduleur. Les grandeurs électriques caractérisant chacune de ces configurations sont représentées dans la table.1, (avec M origine des potentiels et V_K le potentiel du nœud K du bras K) [BOUL 01].

Configuration	S _{1x}	S _{2x}	S _{3x}	S _{4x}	S _{5x}	S _{6x}	Grandeurs électriques, V _x
L1	OFF	OFF	OFF	ON	ON	ON	-2U _c
L2	OFF	OFF	ON	ON	ON	OFF	-U _c
L3	OFF	ON	OFF	OFF	ON	ON	0
L4	ON	OFF	ON	ON	OFF	OFF	0
L5	ON	ON	OFF	OFF	OFF	ON	U _c
L6	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF	2U _c

Table.VI.1 : Grandeurs électriques correspondantes à chacune des configurations d'un bras K d'onduleur à cinq niveaux à structure NPC (x = U ,V ,W)

Notons que de façon générale, un onduleur triphasé N niveaux possède: $(3N(N - 1) + 1)$ vecteur tensions atteignables. On voit bien la difficulté pour le développement des algorithmes DTC pour les onduleurs multi niveaux qui ont un nombre de séquences d'interrupteurs important [ZAIM-1 05], [ZAIM-4 05].

1.2. COMMANDE COMPLEMENTAIRE DES ONDULEURS A TROIS NIVEAUX

Un modèle en vu de la commande sera présenté avec les mêmes hypothèses simplificatrices précédentes à savoir ; la chute de tension aux bornes des semi-conducteurs qui est supposée négligeable et la charge triphasée supposée équilibrée et couplée en étoile.

Afin de permettre à l'onduleur de délivrer les cinq niveaux de tension, on doit le faire fonctionner dans son mode commandable. Nous définissons la commande complémentaire suivante :

$$\begin{cases} S_{k4} = \bar{S}_{k2} \\ S_{k5} = \bar{S}_{k1} \\ S_{k6} = \bar{S}_{k3} \end{cases} \quad (\text{VI.1})$$

Avec cette commande complémentaire, les fonctions de connexion des interrupteurs du bras k sont liées par les relations suivantes :

$$\begin{cases} S_{k4} = 1 - S_{k2} \\ S_{k5} = 1 - S_{k1} \\ S_{k6} = 1 - S_{k3} \end{cases} \quad (\text{VI.2})$$

I.3. FONCTION DE CONNEXION DU DEMI-BRAS

Les fonctions de connexion des demi-bras de l'onduleur s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} S_{km}^b = S_{k1} S_{k2} S_{k3} \\ S_{km}^b = S_{k4} S_{k5} S_{k6} \end{cases} \quad (\text{VI.3})$$

Avec k est le numéro du bras, m=1 pour le demi-bras du haut et m=0 pour celui du bas. Les deux fonctions de connexion des deux interrupteurs parallèle du bras k sont liées par les relations suivantes :

$$\begin{cases} S_{k7} = S_{k1} S_{k2} (1 - S_{k3}) \\ S_{k8} = S_{k4} S_{k5} (1 - S_{k6}) \end{cases} \quad (\text{VI.4})$$

I.4. FONCTION DE CONVERSION

Les potentiels des nœuds A, B, C de l'onduleur triphasé à cinq niveaux par rapport au point milieu M en utilisant les fonctions de connexion des interrupteurs, s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} V_{AM} = S_{11}S_{12}S_{13}(U_{CU1} + U_{CU2}) + S_{11}S_{12}(1 - S_{13})U_{CU1} \\ \quad - S_{14}S_{15}S_{16}(U_{CL1} + U_{CL2}) - S_{14}S_{15}(1 - S_{16})U_{CL2} \\ V_{BM} = S_{21}S_{22}S_{23}(U_{CU1} + U_{CU2}) + S_{21}S_{22}(1 - S_{23})U_{CU1} \\ \quad - S_{24}S_{25}S_{26}(U_{CL1} + U_{CL2}) - S_{24}S_{25}(1 - S_{26})U_{CL2} \\ V_{CM} = S_{31}S_{32}S_{33}(U_{CU1} + U_{CU2}) + S_{31}S_{32}(1 - S_{33})U_{CU1} \\ \quad - S_{34}S_{35}S_{36}(U_{CL1} + U_{CL2}) - S_{34}S_{35}(1 - S_{36})U_{CL2} \end{cases} \quad (\text{VI.5})$$

Les fonctions de connexion des demi-bras s'expriment de la manière suivante :

$$\begin{cases} S_{11}^b = S_{11}S_{12}S_{13} \\ S_{10}^b = S_{14}S_{15}S_{16} \end{cases}, \quad \begin{cases} S_{21}^b = S_{21}S_{22}S_{23} \\ S_{20}^b = S_{24}S_{25}S_{26} \end{cases}, \quad \begin{cases} S_{31}^b = S_{31}S_{32}S_{33} \\ S_{30}^b = S_{34}S_{35}S_{36} \end{cases} \quad (\text{VI.6})$$

Les fonctions de connexion des interrupteurs placés en parallèle sont définies comme suit :

$$\begin{cases} S_{111} = S_{11} S_{12} (1 - S_{13}) \\ S_{112} = S_{14} S_{15} (1 - S_{16}) \end{cases}, \begin{cases} S_{211} = S_{21} S_{22} (1 - S_{23}) \\ S_{212} = S_{24} S_{25} (1 - S_{26}) \end{cases}, \begin{cases} S_{311} = S_{31} S_{32} (1 - S_{33}) \\ S_{312} = S_{34} S_{35} (1 - S_{36}) \end{cases} \quad (\text{VI.7})$$

En introduisant ces fonctions dans le système (VI.5), on obtient le système d'équations suivant :

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{111} + S_{11}^b \\ S_{211} + S_{21}^b \\ S_{311} + S_{31}^b \end{bmatrix} U_{CU1} + \begin{bmatrix} S_{11}^b \\ S_{21}^b \\ S_{31}^b \end{bmatrix} U_{CU2} - \begin{bmatrix} S_{112} + S_{10}^b \\ S_{212} + S_{20}^b \\ S_{312} + S_{30}^b \end{bmatrix} U_{CL1} - \begin{bmatrix} S_{10}^b \\ S_{20}^b \\ S_{30}^b \end{bmatrix} U_{CL2} \quad (\text{VI.8})$$

Si on prend en considération l'hypothèse suivante :

$$U_{CL1} = U_{CL2} = U_{CU1} = U_{CU2} = U_C$$

Le système l'équations (VI.8) devient alors :

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{111} + 2S_{11}^b - S_{112} - 2S_{10}^b \\ S_{211} + 2S_{21}^b - S_{212} - 2S_{20}^b \\ S_{311} + 2S_{31}^b - S_{312} - 2S_{30}^b \end{bmatrix} U_C \quad (\text{VI.9})$$

Les tensions composées s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} V_{AB} = V_{AM} - V_{BM} \\ V_{BC} = V_{BM} - V_{CM} \\ V_{CA} = V_{CM} - V_{AM} \end{cases} \quad (\text{VI.10})$$

D'après les relations (VI.9) et (VI.10), découle l'équation matricielle (VI.11) suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{111} + 2S_{11}^b - 2S_{112} - 3S_{10}^b \\ S_{211} + 2S_{21}^b - 2S_{212} - 3S_{20}^b \\ S_{311} + 2S_{31}^b - 2S_{312} - 3S_{30}^b \end{bmatrix} U_C \quad (\text{VI.11})$$

Pour les tensions simples, on a :

$$\begin{cases} V_A = V_{AN} = V_{AM} - V_{NM} \\ V_B = V_{BN} = V_{BM} - V_{NM} \\ V_C = V_{CN} = V_{CM} - V_{NM} \end{cases} \quad (\text{VI.12})$$

Avec V_{NM} tension entre le point milieu de l'alimentation continue de l'onduleur et le point neutre de la charge qui est représentée comme suit :

$$V_{NM} = \frac{1}{3}(V_{AM} + V_{BM} + V_{CM}) \quad (\text{VI.13})$$

$$\begin{cases} V_{AN} = V_A = \frac{1}{3}(V_{AB} - V_{CA}) \\ V_{BN} = V_B = \frac{1}{3}(V_{BC} - V_{AB}) \\ V_{CN} = V_C = \frac{1}{3}(V_{CA} - V_{BC}) \end{cases} \quad (\text{VI.14})$$

On en déduit les tensions simples :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{111} + 2S_{11}^b - 2S_{112} - 3S_{10}^b \\ S_{211} + 2S_{21}^b - 2S_{212} - 3S_{20}^b \\ S_{311} + 2S_{31}^b - 2S_{312} - 3S_{30}^b \end{bmatrix} U_C \quad (\text{VI.15})$$

2. STRATEGIE DE COMMUTATION

2.1. SELECTION DU VECTEUR TENSION VS

La table.IV.1 montre les états de commutations possibles de l'onduleur, On reprendra les expressions des tensions simples de la sortie de l'onduleur établit précédemment, et en utilisant la forme vectorielle des tension on peut écrire :

$$V_S = V_{\alpha s} + jV_{\beta s} = \sqrt{2/3} U_0 (V_A + a V_B + a^2 V_C) \quad (\text{VI.16})$$

$$\text{Avec } a = e^{j2\pi/3}$$

Avec l'onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPN on arrive à générer 61 vecteurs réels, ce qui nous permet d'améliorer les performances du système et de prendre en considération les besoins du fonctionnement à grande tension et forte puissance.

La table.VI.I montre qu'il y a 125 états de commutations pour l'onduleur (5^3). Selon ces états, on aura 61 vecteurs tension V_S différents en module.

La représentation de ces vecteurs, voir la figure. IV.2, montre qu'ils sont classés en neuf groupes selon leurs modules, on distingue alors :

1. le groupe ZVV1, (V_0).
2. le groupe ZVV2, ($V_1, V_{11}, V_{21}, V_{31}, V_{41}, V_{51}$).
3. le groupe ZVV3, ($V_7, V_{17}, V_{27}, V_{37}, V_{47}, V_{57}$).
4. le groupe SVV2, ($V_2, V_{12}, V_{22}, V_{32}, V_{42}, V_{52}$).
5. le groupe SVV1, ($V_6, V_9, V_{16}, V_{19}, V_{26}, V_{29}, V_{36}, V_{39}, V_{46}, V_{49}, V_{56}, V_{59}$).
6. le groupe MVV2, ($V_3, V_{13}, V_{23}, V_{33}, V_{43}, V_{53}$).
7. le groupe MVV1, ($V_8, V_{18}, V_{28}, V_{38}, V_{48}, V_{58}$).
8. le groupe LVV2, ($V_5, V_{10}, V_{15}, V_{20}, V_{25}, V_{30}, V_{35}, V_{40}, V_{45}, V_{50}, V_{55}, V_{60}$).
9. le groupe LVV1, ($V_4, V_{14}, V_{24}, V_{34}, V_{44}, V_{54}$).

Nous pouvons donc attribuer au phaseur \vec{V}_s des tensions statoriques, les positions \vec{V}_{sj} , avec $j = [1, 60]$, ou l'annuler [ZAIM-4 05].

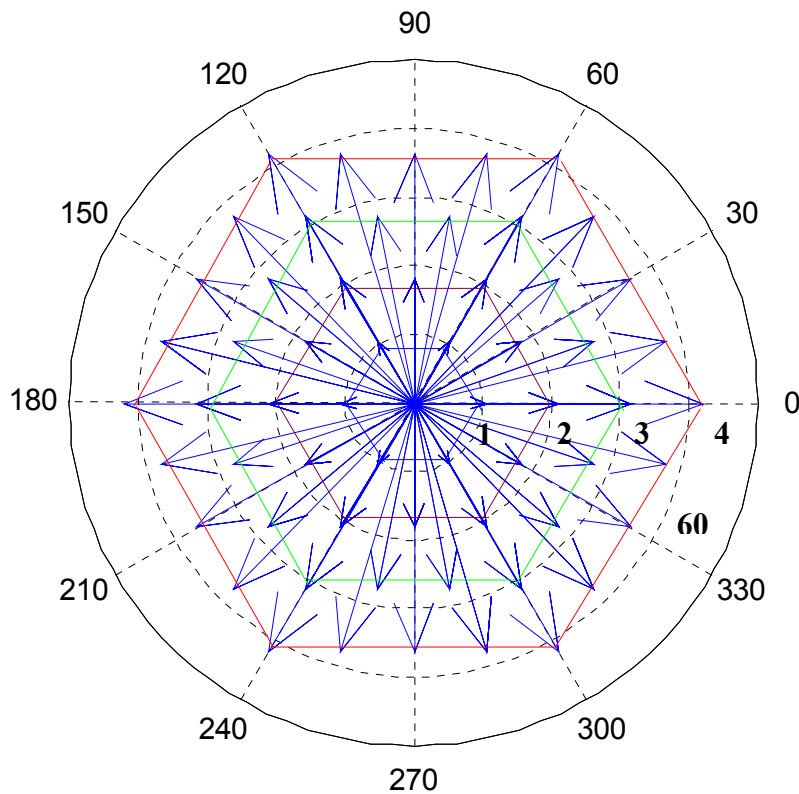


Figure VI.2 : Topographie des 61 vecteurs générés par un onduleur à cinq niveaux à structure NPC

2.2. ESTIMATION DU FLUX STATORIQUE ET DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE

Le flux statorique est estimé par le même modèle défini précédemment (II.40), (II.39). Les composantes $I_{\alpha s}$ et $I_{\beta s}$ du vecteur courant sont obtenues par l'application de la transformation de Concordia aux courants mesurés I_{as} , I_{bs} , I_{cs} . De même on reconstruit les composantes du vecteur tension à partir de la mesure de la tension d'entrée de l'onduleur, des états des interrupteurs.

Le couple électromagnétique il est estimé à partir des grandeurs estimées du flux et les grandeurs calculées du courant $I_{\alpha s}$ et $I_{\beta s}$, par l'expression (II.49).

2.3. CONTROLE DU COUPLE ET DU FLUX

Notre algorithme est développé à partir du système de base proposé par TAKAHASHI. Les différents blocs de la structure du contrôle du couple et du flux ayant été étudiés en détail précédemment, notre principal objectif est de définir des règles de sélection optimale des vecteurs tensions basées sur l'erreur du couple et du flux définie comme suit :

$$\varepsilon_{\varphi} = \varphi_{ref} - \varphi_s \quad \text{et} \quad \varepsilon_{\Gamma} = \Gamma_{ref} - \Gamma_{elm} \quad (\text{VI.17})$$

Pour le contrôle du flux, l'erreur ε_{φ} est localisée dans l'un des trois intervalles associés et qui sont fixés par les contraintes :

$$\begin{aligned} \varepsilon_{\varphi} &< \varepsilon_{\varphi \min} \\ \varepsilon_{\varphi \min} &\leq \varepsilon_{\varphi} \leq \varepsilon_{\varphi \max} \\ \varepsilon_{\varphi} &> \varepsilon_{\varphi \max} \end{aligned} \quad (\text{VI.18})$$

Alors que le niveau du flux convenable est borné entre $\varepsilon_{\varphi \min}$ et $\varepsilon_{\varphi \max}$, il est contrôlé par un comparateur à hystérésis à deux niveaux. Ainsi, les trois intervalles sont notés en logique floue par : $\varepsilon_{\varphi n}$ (négative), $\varepsilon_{\varphi z}$ (zéro) et $\varepsilon_{\varphi p}$ (positive).

Le couple électromagnétique est la variable la plus importante pour les considérations électromagnétiques d'un entraînement. Pour améliorer le contrôle du couple en exploitant tous les vecteurs générés par l'onduleur à cinq niveaux, on associe à l'erreur du couple ε_{Γ} treize régions. Le contrôle du couple est alors assuré par un comparateurs à hystérésis à six bandes supérieures et six bandes inférieures illustrées par la figure IV.3 :

$$(\varepsilon_{\Gamma \max 1}, \varepsilon_{\Gamma \max 2}, \varepsilon_{\Gamma \max 3}), (\varepsilon_{\Gamma \min 1}, \varepsilon_{\Gamma \min 2}, \varepsilon_{\Gamma \min 3})$$

Ces sept intervalles définies pour l'écart du couple sont cependant notées, en logique floue, par : $\varepsilon_{\Gamma NL}$ (négative large), $\varepsilon_{\Gamma NM}$ (négative medium), $\varepsilon_{\Gamma NS}$ (negative small), $\varepsilon_{\Gamma Z}$ (zero), $\varepsilon_{\Gamma PS}$ (positive small) et $\varepsilon_{\Gamma PM}$ (positive medium), $\varepsilon_{\Gamma PL}$ (positive large).

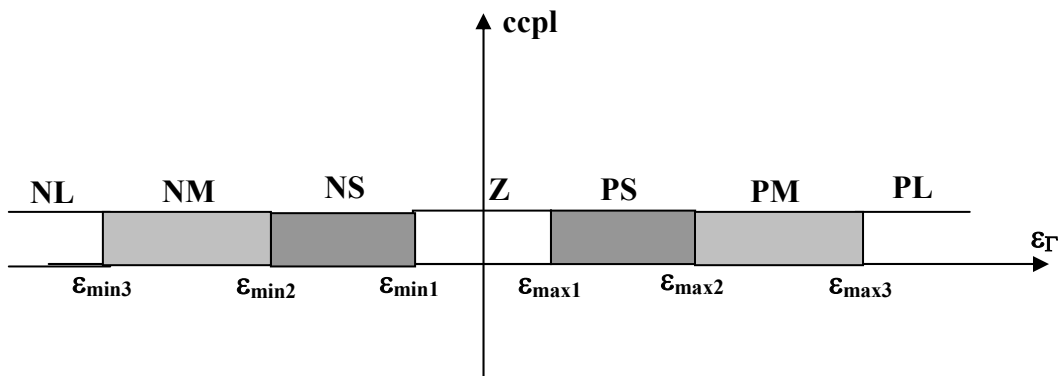


Figure VI.3: Fonction de sortie du correcteur du couple

La sélection du vecteur tension est faite en établissant une table de commutation contenant trois entrées et une sortie. Les entrées sont les erreurs, ε_{Γ} , ε_{φ} et le rang N_j du secteur de l'angle θ_s . La sortie est le rang K de vecteur tension V_s qui doit être choisi à chaque pas d'échantillonnage parmi les 61 vecteurs de tension existants.

En appliquant les vecteurs tension backward et forward associés à chaque groupe dans l'espace d'évolution du flux statorique décomposé en douze secteurs, La stratégie de commutation doit répondre au fonctionnement à quatre quadrants. Par ailleurs, les tables de commutations partielles sont données par les tableaux ci-dessous.

Table. 1. Grandes variations pour le couple et le flux (LVV1)

N			1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	
Ccpl	1	cflx	1	V14	V14	V24	V24	V34	V34	V44	V44	V54	V54	V4	V4
			0	V24	V24	V34	V34	V44	V44	V54	V54	V4	V4	V14	V14
Ccpl	0	cflx	1	V54	V54	V4	V4	V14	V14	V24	V24	V34	V34	V44	V44
			0	V44	V44	V54	V54	V4	V4	V14	V14	V24	V24	V34	V34

Table. 2. Grandes variations pour le couple et le flux (LVV2)

N			1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	
Ccpl	1	cflx	1	V15	V20	V25	V30	V35	V40	V45	V50	V55	V60	V5	V10
			0	V25	V30	V35	V40	V45	V50	V55	V60	V5	V10	V15	V20
Ccpl	0	cflx	1	V55	V60	V5	V10	V15	V20	V25	V30	V35	V40	V45	V50
			0	V45	V50	V55	V60	V5	V10	V15	V20	V25	V30	V35	V40

Table. 3. Moyennes variations pour le couple et le flux (MVV1)

N				1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Ccpl	1	cflx	1	V18	V18	V28	V28	V38	V38	V48	V48	V58	V58	V8	V8
			0	V28	V28	V38	V38	V48	V48	V58	V58	V8	V8	V18	V18
Ccpl	0	cflx	1	V58	V58	V8	V8	V18	V18	V28	V28	V38	V38	V48	V48
			0	V48	V48	V58	V58	V8	V8	V18	V18	V28	V28	V38	V38

Table. 4. Moyennes variations pour le couple et le flux (MVV2)

N				1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Ccpl	1	cflx	1	V13	V13	V23	V23	V33	V33	V43	V43	V53	V53	V3	V3
			0	V23	V23	V33	V33	V43	V43	V53	V53	V3	V3	V13	V13
Ccpl	0	cflx	1	V53	V53	V3	V3	V13	V13	V23	V23	V33	V33	V43	V43
			0	V43	V43	V53	V53	V3	V3	V13	V13	V23	V23	V33	V33

Table. 5. Petites variations pour le couple et le flux (SVV1)

N				1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Ccpl	1	cflx	1	V9	V16	V19	V26	V29	V36	V39	V46	V49	V56	V59	V6
			0	V19	V26	V29	V36	V39	V46	V49	V56	V59	V6	V9	V16
Ccpl	0	cflx	1	V56	V59	V6	V9	V16	V19	V16	V19	V36	V39	V46	V49
			0	V46	V49	V56	V59	V6	V9	V16	V19	V26	V29	V36	V39

Table. 6. Petites variations pour le couple et le flux (SVV2)

N				1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Ccpl	1	cflx	1	V12	V12	V22	V22	V32	V32	V42	V42	V52	V52	V2	V2
			0	V22	V22	V32	V32	V42	V42	V52	V52	V2	V2	V12	V12
Ccpl	0	cflx	1	V52	V52	V2	V2	V12	V12	V22	V22	V32	V32	V42	V42
			0	V42	V42	V52	V52	V2	V2	V12	V12	V22	V22	V32	V32

Table. 8. Très Petites variations pour le couple et le flux (ZVV2)

N				1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Ccpl	1	cflx	1	V11	V11	V21	V21	V31	V31	V41	V41	V51	V51	V1	V1
			0	V21	V21	V31	V31	V41	V41	V51	V51	V1	V1	V11	V11
Ccpl	0	cflx	1	V51	V51	V1	V1	V11	V11	V21	V21	V31	V31	V41	V41
			0	V41	V41	V51	V51	V1	V1	V11	V11	V21	V21	V31	V31

Table. 7. Très Petites variations pour le couple et le flux (ZVV3)

N				1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Ccpl	1	cflx	1	V17	V17	V27	V27	V37	V37	V47	V47	V57	V57	V7	V7
			0	V27	V27	V37	V37	V47	V47	V57	V57	V7	V7	V17	V17
Ccpl	0	cflx	1	V57	V57	V7	V7	V17	V17	V27	V27	V37	V37	V47	V47
			0	V47	V47	V57	V57	V7	V7	V17	V17	V27	V27	V37	V37

Nous définissons, à partir des tables partielles précédentes, pour chaque secteur la tables de commutation suivantes [ZAIM-4 05] :

θ_1			
$E_r \backslash E_\phi$	P	Z	N
PL1	V14	V17	V20
PL2	V15	V17	V25
PM1	V18	V17	V28
PM2	V13	V11	V23
PS1	V9	V11	V19
PS2	V12	V11	V22
Z	V0	V0	V0
NS	V52	V0	V42
NS	V56	V41	V46
NM2	V53	V47	V43
NM1	V58	V42	V48
NL2	V55	V46	V45
NL1	V54	V43	V44

θ_2			
$E_r \backslash E_\phi$	P	Z	N
PL1	V14	V17	V24
PL2	V20	V17	V30
PM1	V18	V17	V28
PM2	V13	V11	V23
PS1	V16	V11	V26
PS2	V12	V11	V22
Z	V0	V0	V0
NS	V52	V0	V42
NS	V59	V41	V49
NM2	V53	V47	V43
NM1	V58	V42	V48
NL2	V60	V49	V50
NL1	V54	V43	V44

θ_3			
$E_r \backslash E_\phi$	P	Z	N
PL1	V24	V27	V34
PL2	V25	V27	V35
PM1	V28	V27	V38
PM2	V13	V21	V33
PS1	V19	V21	V29
PS2	V22	V21	V32
Z	V0	V0	V0
NS	V2	V0	V52
NS	V6	V51	V56
NM2	V3	V57	V53
NM1	V8	V52	V58
NL2	V5	V56	V55
NL1	V4	V53	V54

θ_4			
$E_r \backslash E_\phi$	P	Z	N
PL1	V24	V27	V34
PL2	V30	V27	V40
PM1	V28	V27	V38
PM2	V23	V21	V33
PS1	V26	V21	V36
PS2	V22	V21	V32
Z	V0	V0	V0
NS	V2	V0	V52
NS	V9	V51	V9
NM2	V3	V57	V53
NM1	V8	V52	V58
NL2	V10	V59	V55
NL1	V4	V53	V54

θ_5			
$E_r \backslash E_\phi$	P	Z	N
PL1	V34	V37	V44
PL2	V35	V37	V45
PM1	V38	V37	V48
PM2	V33	V31	V43
PS1	V29	V31	V39
PS2	V32	V31	V42
Z	V0	V0	V0
NS	V12	V0	V2
NS	V16	V1	V6
NM2	V13	V7	V3
NM1	V18	V2	V8
NL2	V15	V6	V5
NL1	V14	V3	V4

θ_6			
$E_r \backslash E_\phi$	P	Z	N
PL1	V34	V37	V44
PL2	V40	V37	V50
PM1	V38	V37	V48
PM2	V33	V31	V43
PS1	V36	V31	V46
PS2	V32	V31	V42
Z	V0	V0	V0
NS	V12	V0	V2
NS	V19	V1	V9
NM2	V13	V7	V3
NM1	V18	V2	V8
NL2	V20	V9	V10
NL1	V14	V3	V4

θ7

$E_r \backslash E_\phi$	P	Z	N
PL1	V44	V47	V54
PL2	V45	V47	V55
PM1	V48	V47	V58
PM2	V43	V41	V53
PS1	V39	V41	V49
PS2	V42	V41	V52
Z	V0	V0	V0
NS	V22	V0	V12
NS	V26	V11	V16
NM2	V23	V17	V13
NM1	V28	V12	V18
NL2	V25	V16	V15
NL1	V24	V13	V14

θ8

$E_r \backslash E_\phi$	P	Z	N
PL1	V44	V47	V54
PL2	V50	V47	V60
PM1	V48	V47	V58
PM2	V43	V41	V53
PS1	V46	V41	V56
PS2	V42	V41	V52
Z	V0	V0	V0
NS	V22	V0	V12
NS	V29	V11	V19
NM2	V23	V17	V13
NM1	V28	V12	V18
NL2	V30	V19	V20
NL1	V24	V13	V14

θ9

$E_r \backslash E_\phi$	P	Z	N
PL1	V54	V57	V4
PL2	V55	V57	V5
PM1	V58	V57	V8
PM2	V53	V51	V3
PS1	V49	V51	V59
PS2	V52	V51	V2
Z	V0	V0	V0
NS	V32	V0	V22
NS	V36	V21	V26
NM2	V33	V27	V23
NM1	V38	V22	V28
NL2	V35	V26	V25
NL1	V34	V23	V24

θ10

$E_r \backslash E_\phi$	P	Z	N
PL1	V54	V57	V4
PL2	V60	V57	V10
PM1	V58	V57	V8
PM2	V53	V51	V3
PS1	V56	V51	V6
PS2	V52	V51	V2
Z	V0	V0	V0
NS	V32	V0	V22
NS	V39	V21	V29
NM2	V33	V27	V23
NM1	V38	V22	V28
NL2	V40	V29	V30
NL1	V34	V23	V24

θ11

$E_r \backslash E_\phi$	P	Z	N
PL1	V4	V7	V14
PL2	V5	V7	V15
PM1	V8	V7	V18
PM2	V3	V1	V13
PS1	V59	V1	V9
PS2	V2	V1	V12
Z	V0	V0	V0
NS	V42	V0	V32
NS	V46	V31	V36
NM2	V43	V37	V33
NM1	V48	V32	V38
NL2	V45	V36	V35
NL1	V44	V33	V34

θ12

$E_r \backslash E_\phi$	P	Z	N
PL1	V4	V7	V14
PL2	V10	V7	V20
PM1	V8	V7	V18
PM2	V3	V1	V13
PS1	V6	V1	V16
PS2	V2	V1	V12
Z	V0	V0	V0
NS	V42	V0	V32
NS	V49	V31	V39
NM2	V43	V37	V33
NM1	V48	V32	V38
NL2	V50	V39	V40
NL1	V44	V33	V34

3. SIMULATION NUMERIQUE

Pour valider l'algorithme proposé, on présente dans cette partie les résultats de simulation numérique illustrant le comportement de la structure du contrôle direct du couple de la machine asynchrone alimentée par un onduleur à cinq niveaux à structure NPC.

On se place dans les mêmes conditions que précédemment. Ainsi, les simulations sont effectuées pour une période d'échantillonnage T_e égale $100 \mu s$ et une charge qui évolue avec la vitesse. Les classes du flux et du couple utilisées dans cette approche, exprimées en pourcentage sont définies en respectant les valeurs de référence et les amplitudes des vecteurs tension comme suit :

$$\varepsilon_{\varphi \min} = -3\%, \varepsilon_{\varphi \max} = 3\%$$

$$\varepsilon_{\Gamma NL1} = -3\%, \varepsilon_{\Gamma NL2} = -2.83\%, \varepsilon_{\Gamma NM1} = -2.62\%, \varepsilon_{\Gamma NM2} = -2.26\%$$

$$\varepsilon_{\Gamma NS1} = -1.53\%, \varepsilon_{\Gamma NS2} = -0.96\%, \varepsilon_{\Gamma PS2} = 0.96\%, \varepsilon_{\Gamma PS1} = 1.53\%$$

$$\varepsilon_{\Gamma PM2} = 2.26\%, \varepsilon_{\Gamma PM1} = 2.62\%, \varepsilon_{\Gamma PL2} = 2.83\%, \varepsilon_{\Gamma PL1} = 3\%$$

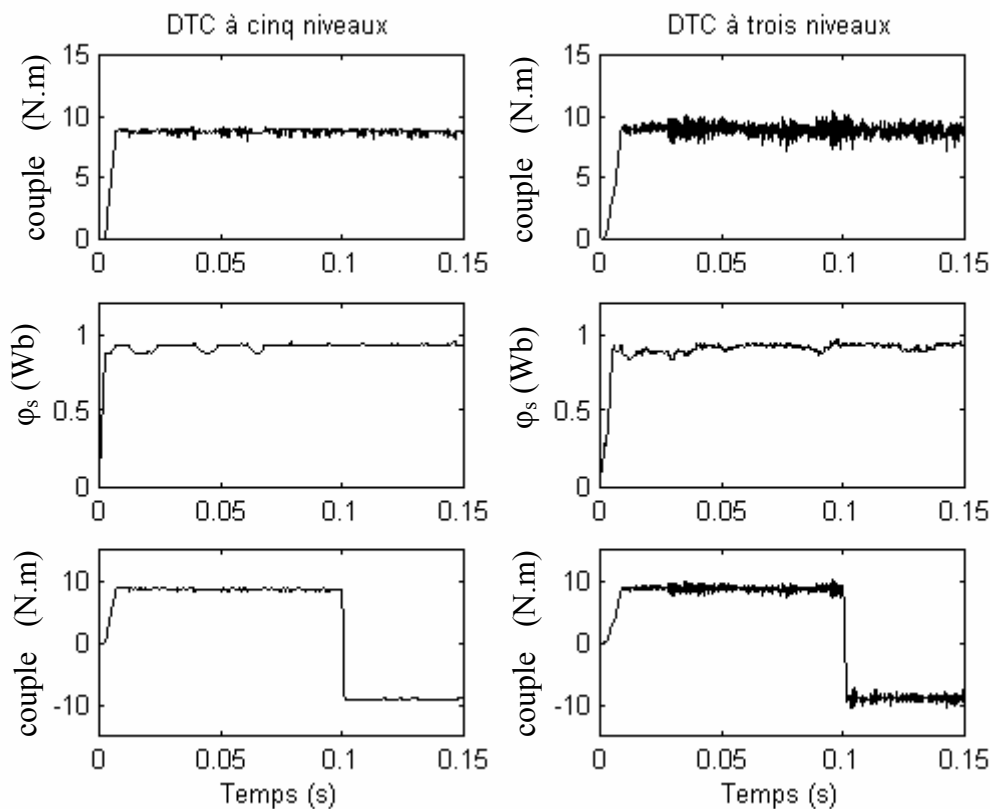


Figure.VI.4 : Simulation des réponses du flux et du couple pour les deux types d'onduleurs avec les références nominales

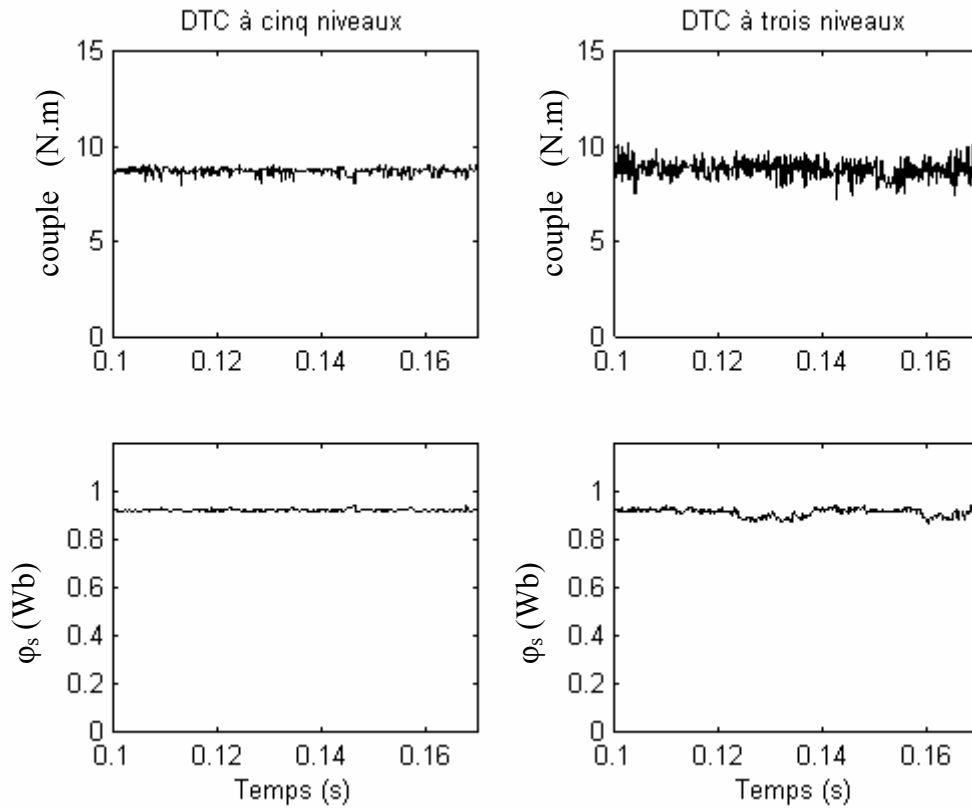


Figure VI.5 : Réponses en régime permanent du flux et du couple pour des consignes nominales

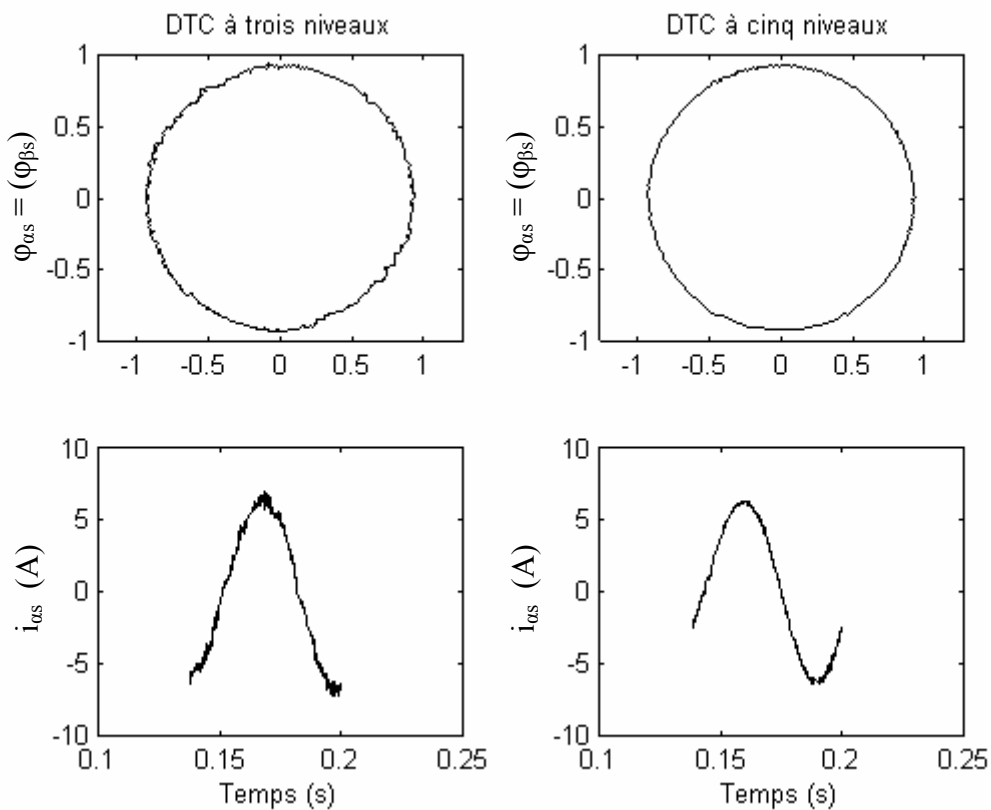


Figure.VI.6 : Simulation de la réponse du courant et de la trajectoire du flux statorique avec une référence nominale du flux et de couple.

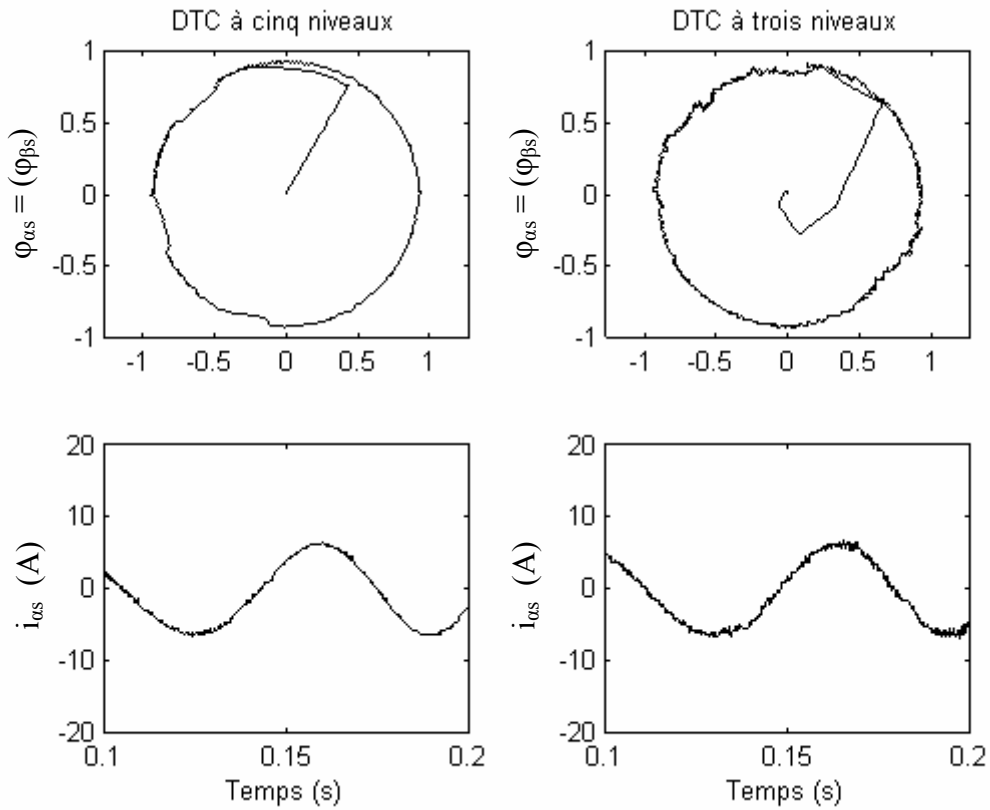


Figure.VI.7 : Simulation de la réponse du courant et de la trajectoire du flux statorique avec une référence nominale du flux et de couple.

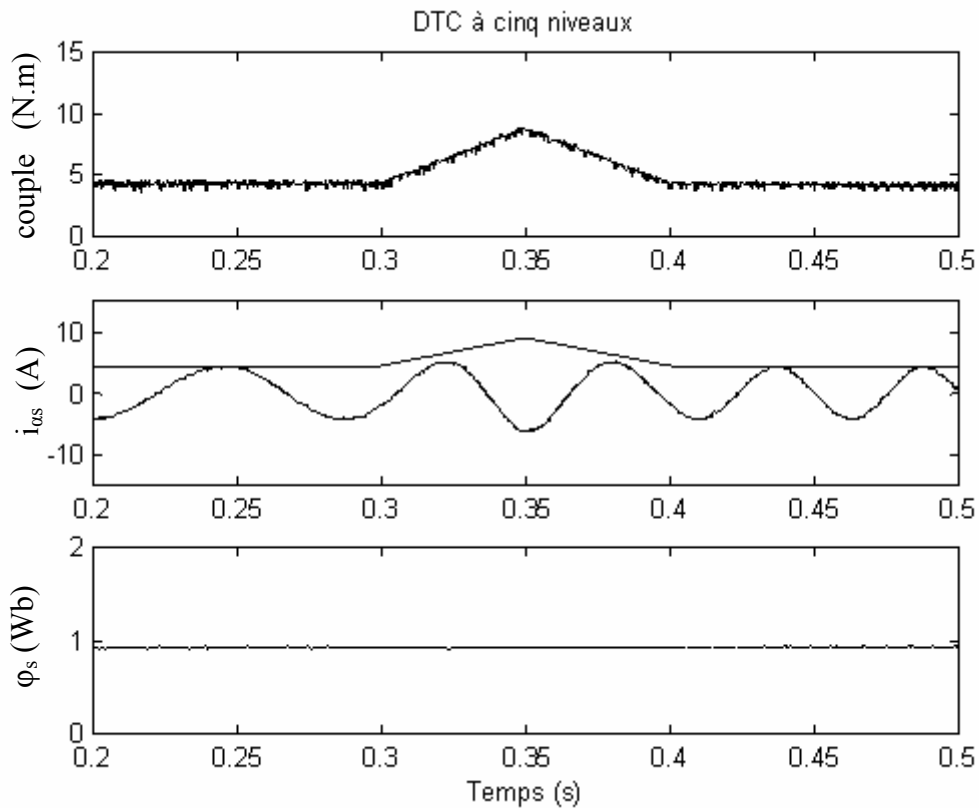


Figure.VI.8 : Simulation des réponses du couple, du flux et du courant statorique Pour une consigne de couple variable en rampe de 4.5 Nm à 9 Nm.

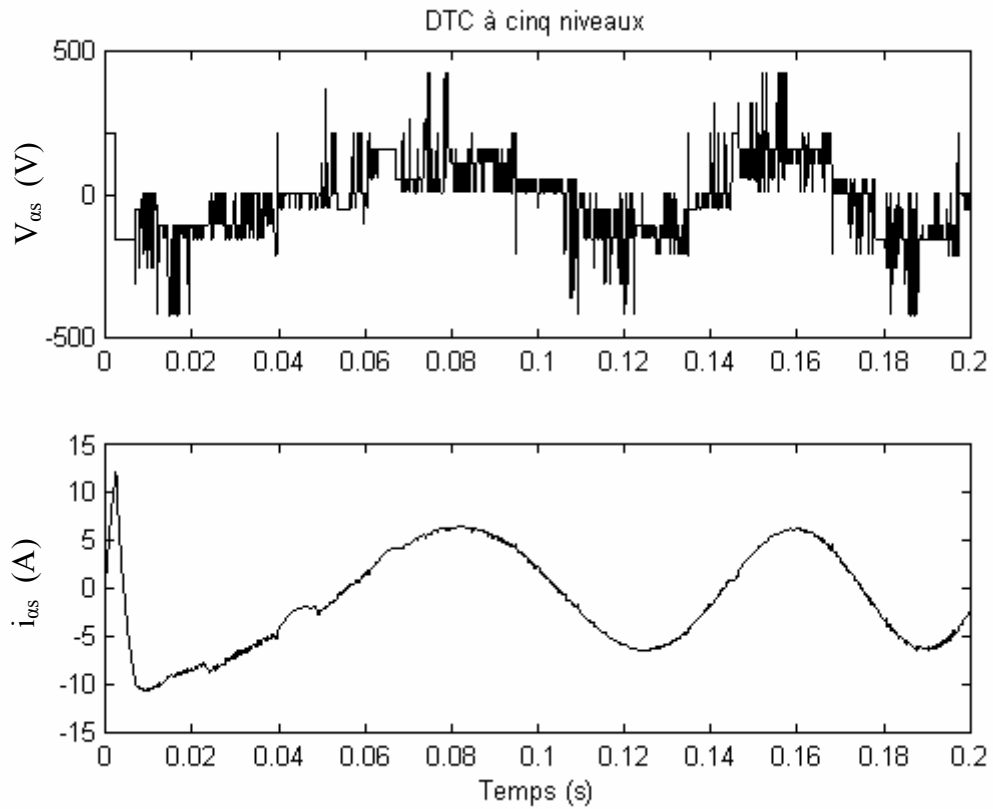


Figure.VI.9 : Simulation des réponses du courant et de la tension de phase

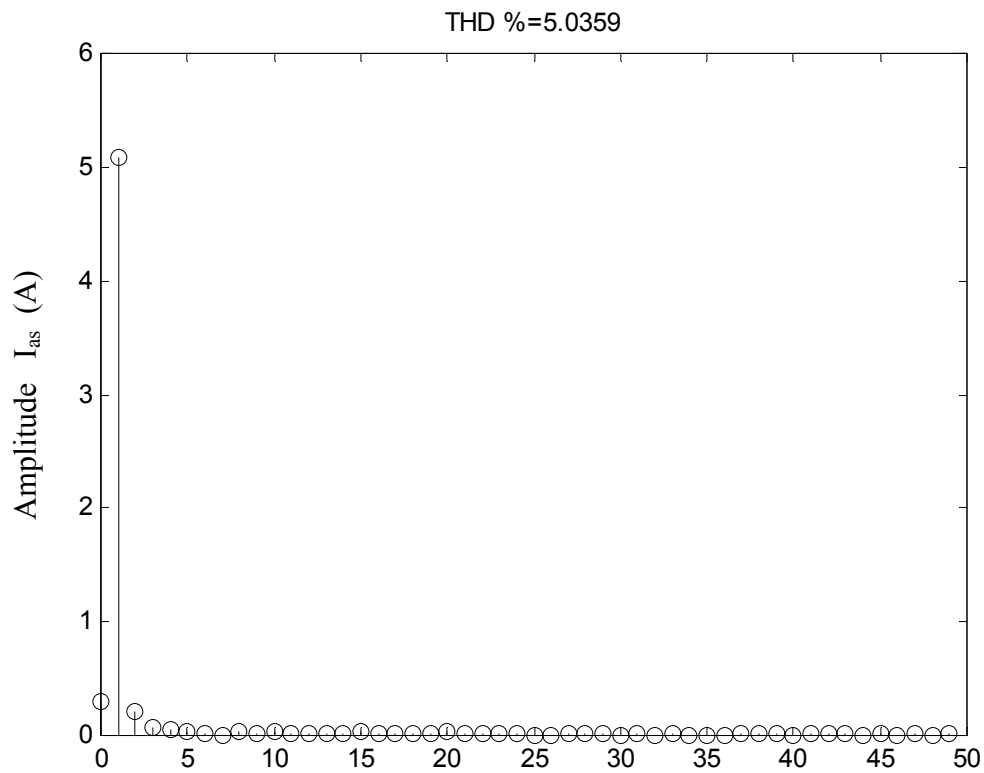


Figure.VI.10 : Spectre d'harmoniques du courant statorique

A travers les résultats de simulation, la validité de l'application de la commande DTC avec une alimentation à cinq niveaux est prouvée. Les résultats obtenus montrent que le couple électromagnétique développé par la machine évolue, selon la courbe montrée sur la figure VI.4, avec un temps de montée (7 ms) inférieur à celui obtenu avec la structure à trois niveaux, (approche II), (9 ms). Ainsi, une meilleure dynamique est obtenue avec un fonctionnement pratiquement à flux constant. La figure VI.5 montre clairement que moins d'ondulation sont observées dans les réponses en régime permanent du flux et du couple.

La trajectoire du flux statorique illustrée par la figure IV.6 et IV.7 montre clairement que ce dernier est parfaitement constant relativement au flux obtenu avec le contrôle selon l'algorithme DTC amélioré (Approche II) pour l'onduleur à trois niveaux. De plus le courant est moins ondulé et plus proche de la sinusoïde ce qui est nécessaire pour une bonne estimation du couple. Par conséquent les performances du contrôle du couple sont meilleures.

On observe dans la figure VI.8 un bon suivi de la trajectoire. En fait, le couple électromagnétique suit précisément sa référence, avec l'erreur imposée pour le contrôleur du couple. On note ainsi, les très bonnes performances de contrôle du couple. Le flux statorique φ_s est pratiquement constant et le courant statorique répond bien aux variations imposées sur le couple et que sa forme est très proche de la sinusoïde. On observe également, qu'il s'établit rapidement dans la phase de transition et ceci sans dépassement important.

Dans la figure VI.9, lors de la Simulation des réponses du courant et de la tension, on relève que la tension de phase est bien distribuée avec l'algorithme DTC proposé pour un onduleur à cinq niveaux. Ainsi, sa forme est très proche de la sinusoïde. De plus on observe un pic du courant statorique au démarrage de 12,3 A moins important que la valeur relevée pour les structure précédente, (20 A). Cependant, il est de durée courte ce qui ne serait pas d'un effet nuisible. La figure IV.10, montre un autre critère très important pour l'évaluation de cette approche. Le taux d'harmoniques du courant statorique qui est relativement réduit par rapport l'approche développée pour l'onduleur à trois niveaux, THD = 5%.

4. CONCLUSION

Ce chapitre nous a permis d'étudier, en simulation, le comportement du contrôle direct du couple de la machine asynchrone alimentée par un onduleur à cinq-niveaux. Notons qu'en pratique, du fait de la variation de la fréquence de commutation due aux comparateurs à hystérésis, on envisage plutôt un contrôle avec une fréquence de commutation constante, en particulier à moyenne puissance, pour une optimisation réelle de l'entraînement avec un aspect de minimisation des pertes dans les semi conducteurs et une réduction des ondulations du couples. Par ailleurs, une structure DTC-MLI calculée peut être envisagée mais au détriment de la souplesse du schéma de commande.

En faisant une comparaison entre la structure du contrôle à deux niveaux, à trois niveaux et à cinq niveaux, on peut conclure que l'augmentation de niveaux de tension apporte de bonnes performances à la commande. Il est également aisé d'adapter ces méthodes à la commande directe des machines alimentées par des onduleurs de type multi-niveaux en tension. Le nombre alors plus élevé de vecteurs de commande offerts par ces onduleurs favorise la minimisation de l'ondulation du couple résultante en régime permanent.

INTRODUCTION

Compte tenu de la haute dynamique du couple de la structure DTC obtenue par les différents algorithmes que nous avons proposés. On envisage dans cette partie l'application de ces derniers pour commander une machine à double stator, qui répond bien au besoin d'une application de forte puissance. Ainsi, nous allons développer un modèle simplifié sur le lequel nous évaluerons notre stratégie de contrôle.

La commande DTC a été appliquée initialement à la commande des machines asynchrones classiques. Nous cherchons ici à développer une technique équivalente pour une machine asynchrone à double stator.

L'ensemble des blocs formants la structure DTC ont été étudiés en détail précédemment, dans ce chapitre on s'intéresse directement aux différents modes de contrôle et nous concluons sur leurs performances.

Notre travail est axé sur un modèle simple de la machine asynchrone à double stator, qui présente plusieurs avantages comme la robustesse et la fiabilité, et qui répond à des critères de performances meilleurs que ceux de la machine simple car elle permet de réduire les ondulations du couple électromagnétique, d'améliorer le facteur de puissance [MONT 95]. De plus, en cas de problèmes, une marche à demi-moteur est possible pour assurer un fonctionnement continu.

De même que pour la machine simple, nous allons constater que l'entraînement à base de la machine à double stator offre aussi une alternative à la commande vectorielle à flux rotorique orienté (FOC).

1. MODELISATION DE LA MACHINE

La machine asynchrone à double stator n'est pas un système simple, composé de neuf équations différentielles dont les coefficients sont des fonctions périodiques du temps. Le modèle de PARK simplifie la résolution de ces équations; il consiste à l'élaboration du modèle de connaissance traduisant le comportement dynamique des modes électriques et électromagnétiques. Ce modèle décrit par un système d'équations différentielles non linéaires, admet plusieurs classes de représentation d'état, qui dépendent directement des objectifs de la commande (couple, vitesse, position), de la nature de la source d'alimentation (tension, courant), du référentiel de travail et enfin du choix des composantes d'état (flux, courant statorique).

1.1 DESCRIPTIONS

Comme toute machine électrique tournante, la machine asynchrone à double stator (MASDS) comporte un stator fixe et un rotor mobile autour de l'axe de symétrie de la machine.

- Le stator de la MASDS considéré comporte deux enroulements triphasés décalés l'un par rapport à l'autre d'un angle γ .

- Le rotor est similaire à celui d'une machine asynchrone classique, qui peut être à cage d'écureuil.

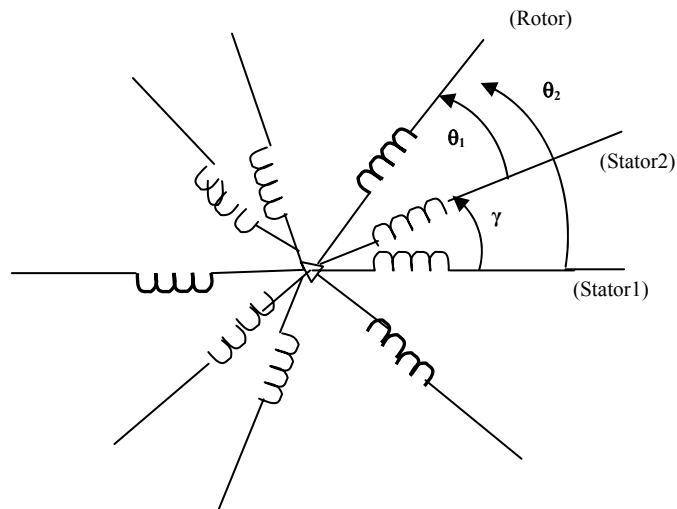


Figure VII.1: Enroulements de la MASDS

1.2 HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES

La modélisation du moteur asynchrone à double stator, s'appuie sur certaines hypothèses :

- ✓ Le circuit magnétique est non saturé, il est parfaitement feuilleté au stator et au rotor seul les enroulements sont parcourus par des courants (on néglige les courants de Foucault et d'hystérésis),
- ✓ La densité du courant est uniforme dans la section du conducteur (on néglige l'effet de peau),
- ✓ Distribution spatiale sinusoïdale de la fmm créée par chaque phase du stator et du rotor (on ne considère que le fondamentale),
- ✓ Les enroulements des stators sont identiques,
- ✓ L'entrefer est uniforme et on néglige l'effet des encoches.

1.3 EQUATIONS DE LA MACHINE EN GRANDEUR DE PHASE

Dans les conditions citées précédemment, les équations font intervenir des inductances propres et mutuelles permettant de définir les flux en fonction des courants, elles se présentent naturellement sous forme matricielle comme suit :

$$[V] = [R] \cdot [i] + \frac{d}{dt} [\varphi] \quad (\text{VII.1})$$

1.3.1 EQUATIONS ELECTRIQUES

En tenant compte de la représentation des enroulements des deux stators, du rotor et des hypothèses citées précédemment, l'équation électrique de la machine peut s'écrire comme suit:

$$\begin{bmatrix} V_{asl} \\ V_{bsl} \\ V_{csl} \\ V_{as2} \\ V_{bs2} \\ V_{cs2} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{s1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_{s1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_{s1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_{s2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r_{s2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r_{s2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as1} \\ i_{bs1} \\ i_{cs1} \\ i_{as2} \\ i_{bs2} \\ i_{cs2} \\ i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{as1} \\ \varphi_{bs1} \\ \varphi_{cs1} \\ \varphi_{as2} \\ \varphi_{bs2} \\ \varphi_{cs2} \\ \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{VII.2})$$

r_{s1}, r_{s2}, r_r : sont les résistances des stators et du rotor.

Les équations peuvent être séparées en trois groupes

Pour le stator 1 :

$$\begin{bmatrix} V_{asl} \\ V_{bsl} \\ V_{csl} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & r_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & r_{s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as1} \\ i_{bs1} \\ i_{cs1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{as1} \\ \varphi_{bs1} \\ \varphi_{cs1} \end{bmatrix} \quad (\text{VII.3})$$

Pour le stator 2 :

$$\begin{bmatrix} V_{as2} \\ V_{bs2} \\ V_{cs2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & r_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & r_{s2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as2} \\ i_{bs2} \\ i_{cs2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{as2} \\ \varphi_{bs2} \\ \varphi_{cs2} \end{bmatrix} \quad (\text{VII.4})$$

Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_r & 0 & 0 \\ 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & r_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{VII.5})$$

1.3.2 EQUATIONS MAGNETIQUES

Pour notre système on peut écrire:

$$\begin{bmatrix} \varphi_{abc.s1} \\ \varphi_{abc.s2} \\ \varphi_{abc.r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1.s1} & L_{s1.s2} & L_{s1.r} \\ L_{s2.s1} & L_{s2.s2} & L_{s2.r} \\ L_{r.s1} & L_{r.s2} & L_{r.r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abc.s1} \\ i_{abc.s2} \\ i_{abc.r} \end{bmatrix} \quad (\text{VII.6})$$

$$\text{De même : } \begin{bmatrix} \varphi_{abc.s1} \\ \varphi_{abc.s2} \\ \varphi_{abc.r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \varphi_{a.s1} \\ \varphi_{b.s1} \\ \varphi_{c.s1} \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} \varphi_{abc.s2} \\ \varphi_{abc.r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \varphi_{a.s2} \\ \varphi_{b.s2} \\ \varphi_{c.s2} \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} \varphi_{abc.r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{VII.7})$$

Avec :

$$[L_{s1.s1}] = \begin{bmatrix} (L_{s1} + L_{ms}) & -\frac{\sqrt{3}}{2} L_{ms} & -\frac{\sqrt{3}}{2} L_{ms} \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} L_{ms} & (L_{s1} + L_{ms}) & -\frac{\sqrt{3}}{2} L_{ms} \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} L_{ms} & -\frac{\sqrt{3}}{2} L_{ms} & (L_{s1} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (\text{VII.8})$$

$$[L_{s2.s2}] = \begin{bmatrix} (L_{s2} + L_{ms}) & -\frac{\sqrt{3}}{2} L_{ms} & -\frac{\sqrt{3}}{2} L_{ms} \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} L_{ms} & (L_{s2} + L_{ms}) & -\frac{\sqrt{3}}{2} L_{ms} \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} L_{ms} & -\frac{\sqrt{3}}{2} L_{ms} & (L_{s2} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (\text{VII.9})$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} (L_r + L_{ms}) & -\frac{\sqrt{3}}{2} L_{ms} & -\frac{\sqrt{3}}{2} L_{ms} \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} L_{ms} & (L_r + L_{ms}) & -\frac{\sqrt{3}}{2} L_{ms} \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} L_{ms} & -\frac{\sqrt{3}}{2} L_{ms} & (L_r + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (\text{VII.10})$$

$$[L_{s1.s2}] = [L_{s2.s1}]^t = \begin{bmatrix} L_{ms} \cdot \cos(\gamma) & L_{ms} \cdot \cos(\gamma + \frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \cdot \cos(\gamma + \frac{4\pi}{3}) \\ L_{ms} \cdot \cos(\gamma + \frac{4\pi}{3}) & L_{ms} \cdot \cos(\gamma) & L_{ms} \cdot \cos(\gamma + \frac{2\pi}{3}) \\ L_{ms} \cdot \cos(\gamma + \frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \cdot \cos(\gamma + \frac{4\pi}{3}) & L_{ms} \cdot \cos(\gamma) \end{bmatrix} \quad (\text{VII.11})$$

$$[L_{s1.r}] = [L_{r.s1}]^t = \begin{bmatrix} L_{sr} \cdot \cos(\theta_r) & L_{sr} \cdot \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cdot \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) \\ L_{sr} \cdot \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cdot \cos(\theta_r) & L_{sr} \cdot \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ L_{sr} \cdot \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cdot \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cdot \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (\text{VII.12})$$

$$[L_{s2.r}] = [L_{r.s2}]^t = \begin{bmatrix} L_{sr} \cdot \cos(\theta_r - \gamma) & L_{sr} \cdot \cos(\theta_r - \gamma + \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cdot \cos(\theta_r - \gamma - \frac{2\pi}{3}) \\ L_{sr} \cdot \cos(\theta_r - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cdot \cos(\theta_r - \gamma) & L_{sr} \cdot \cos(\theta_r - \gamma + \frac{2\pi}{3}) \\ L_{sr} \cdot \cos(\theta_r - \gamma + \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cdot \cos(\theta_r - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cdot \cos(\theta_r - \gamma) \end{bmatrix} \quad (\text{VII.13})$$

L_{s1} , L_{s2} , L_r : Représentent respectivement les inductances propres d'une phase du stator (1,2) et du rotor.

L_{ms} : inductance mutuelle maximale entre deux phases du stator (1,2)

L_{mr} : inductance mutuelle maximale entre deux phases du rotor

L_{sr} : inductance mutuelle maximale entre une phase du stator (1,2) et une phase du rotor

$L_{sr} = 2/3 L_m$: Inductance mutuelle cyclique entre le stator et le rotor

La résolution analytique dans ce repère est très difficile, car le système d'équations est à coefficients variables en fonction de θ (angle de rotation électrique de la machine), l'application d'une transformation dite de PARK nous permet de simplifier la résolution d'un tel système [BERI 04].

1.4 MODELE DE LA MACHINE – APPROCHE VSD

A base des hypothèses simplificatrices citées précédemment, le modèle d'origine de la machine à six dimensions (6-D) basé sur l'approche vectorielle (vector space decomposition VSD) permet de décomposer ce système en trois sous-espaces orthogonaux ($\alpha \beta$), (μ_1, μ_2), (z_1, z_2) en introduisant une matrice de transformation [T6], Equation VII.14. Cette dernière est orthogonale (conserve la puissance), donnée pour un angle de décalage entre les deux stators quelconque. Les sous-espaces considérés présentent les propriétés suivantes, [BOJO 05]:

- Les composantes fondamentales des variables de la machine et les harmoniques d'ordre $k = 12n \pm 1$, ($n = 1, 2, 3, \dots$) sont transformées au sous-espace ($\alpha \beta$). Elles contribuent au flux d'entre fer.
- les harmoniques d'ordre $k = 6n \pm 1$, ($n = 1, 3, 5, \dots$) sont transformées dans le sous-espace (μ_1, μ_2). Ces harmoniques (5, 7, 17, 19, ...) ne contribuent pas au flux d'entre fer. Par ailleurs, les sous-espaces ($\alpha \beta$), (μ_1, μ_2) sont orthogonaux.
- Les composantes homopolaires (d'ordre $k = 3.n$, $n = 0, 1, 2, 3, \dots$) sont transformées au sous-espace (z_1, z_2).

$$[T_6]^{-1} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \cos(0) & \cos(\frac{2\pi}{3}) & \cos(\frac{4\pi}{3}) & \cos(\gamma) & \cos(\gamma + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\gamma + \frac{4\pi}{3}) \\ \sin(0) & \sin(\frac{2\pi}{3}) & \sin(\frac{4\pi}{3}) & \sin(\gamma) & \sin(\gamma + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\gamma + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(0) & \cos(\frac{4\pi}{3}) & \cos(\frac{2\pi}{3}) & \cos(\pi - \gamma) & \cos(\frac{\pi}{3} - \gamma) & \cos(\frac{5\pi}{3} - \gamma) \\ \sin(0) & \sin(\frac{4\pi}{3}) & \sin(\frac{2\pi}{3}) & \sin(\pi - \gamma) & \sin(\frac{\pi}{3} - \gamma) & \sin(\frac{5\pi}{3} - \gamma) \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{VII.14})$$

1.4.1 MODELE DE LA MACHINE DANS LE SOUS-ESPACE ($\alpha \beta$)

Après application de la matrice de transformation [T6] aux variables statoriques et la transformation de Park aux variables rotoriques on obtient le modèle final de la machine dans le référentiel lié au stator, il est donné par les équations suivantes:

$$\begin{cases} \bar{v}_s = r_s \bar{i}_s + P \bar{\varphi}_s \\ 0 = r_r \bar{i}_r + P \bar{\varphi}_r - j \omega_r \bar{\varphi}_r \\ \bar{\varphi}_s = L_s \bar{i}_s + L_m \bar{i}_r \\ \bar{\varphi}_r = L_m \bar{i}_s + L_r \bar{i}_r \\ \Gamma_{em} = \frac{1}{2} P (\varphi_{cs} i_{\beta s} - \varphi_{\beta s} i_{cs}) \end{cases} \quad \begin{cases} \bar{v}_s = v_{cs} + j v_{\beta s} \\ \bar{i}_s = i_{cs} + j i_{\beta s} \\ \bar{i}_r = i_{cr} + j i_{\beta r} \\ \bar{\varphi}_s = \varphi_{cs} + j \varphi_{\beta s} \\ \bar{\varphi}_r = \varphi_{cr} + j \varphi_{\beta r} \end{cases} \quad (\text{VII.15})$$

On retrouve un modèle de la machine dans le sous-espace (α, β) identique à celui d'une machine triphasée classique, [BOJO 05]. On voit bien dans le modèle (VII.15) que le couple électromagnétique et le flux dans la machine sont liés uniquement à des grandeurs dans le sous-espace (α, β). Par conséquent, l'analyse et la commande de la machine en utilisant l'approche VSD sont considérablement simplifiées. Le contrôle du couple électromagnétique et du flux est effectué par les tensions de commande dans le sous-espace (α, β). Par ailleurs, l'estimation du flux peut être effectuée par les estimateurs utilisés dans la machine triphasée classique.

1.4.2 MODELE DE LA MACHINE DANS LE SOUS-ESPACE (μ_1, μ_2)

En pratique le deux stators de la machine sont à points neutres isolés. Il a été démontré dans [ZHAO 95] qu'il n'existe pas de composante du courant dans le sous-espace (z_1, z_2). Pour cette raison, le modèle de la machine lié au référentiel fixe peut être réduit à deux systèmes découplés de la machine dans les sous espaces ($\alpha \beta$) et (μ_1, μ_2). Le modèle de la machine dans le sous-espace (μ_1, μ_2) est décrit par deux circuits passifs indépendants (R-L) comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_{\mu 1s} \\ v_{\mu 2s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + L_{1s}P & 0 \\ 0 & r_s + L_{1s}P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\mu 1s} \\ i_{\mu 2s} \end{bmatrix} \quad (\text{VII.16})$$

On note que dans le cas d'une alimentation purement sinusoïdale, les composantes de la tension dans ce repère sont nulles. Bien entendu, les tensions dans notre cas sont générées par des convertisseurs de puissance. Par conséquent, on aura des composantes du courant qui seront limitées par l'impédance équivalente du circuit c'est-à-dire résistance statorique et l'inductance de fuite statorique.

La modélisation basée sur l'approche VSD montre bien l'aspect commande de la machine à double stator. En effet, la modulation qui sera appliquée pour la commande doit simultanément générer la tension de référence dans le sous-espace (α, β) et minimiser les harmoniques de tension générées dans les sous-espaces (μ_1, μ_2) . Ces harmoniques doivent être minimisées au maximum pour améliorer les performances de la commande en minimisant les pertes statoriques importantes (génération des harmoniques du courant dans le stator d'ordre $k = 6n \pm 1, n = 1, 3, 5, \dots$).

1.5 MODELE DE PARK DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE STATOR

Le modèle de la machine dans le référentiel synchrone lié au flux rotorique de la machine, flux statorique ou d'entrefer est obtenu de la même manière que pour une machine triphasée classique [NOVO 00]. La transformation de Park consiste à appliquer aux courants, tensions et flux un changement de variable qui ramène des grandeurs triphasées, à des grandeurs biphasées. En faisant intervenir les axes de phase a, b, c et les axes d, q. $[X_{dq}] = P(\theta).[X_{abc}]$

La transformation de PARK est définie comme suit:

$$p(\theta_{s1}) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{VII.17})$$

$$p(\theta_{s2}) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \gamma) & \cos(\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta - \gamma) & \sin(\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{VII.18})$$

$$p(\theta_r) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_r) & \cos(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta - \theta_r) & \sin(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{VII.19})$$

Telle que : $P(\theta_{s1})$, $P(\theta_{s2})$, $P(\theta_r)$: sont les matrices de transformation de Park, qui ramènent des grandeurs triphasées à des grandeurs biphasées.

Les courants, tensions et flux se transforment de la manière suivante :

$$\begin{cases} [i_{dq,s1}] = [p(\theta_{s1})][i_{abc,s1}] \\ [i_{dq,s2}] = [p(\theta_{s2})][i_{abc,s2}] \\ [i_{dq,r}] = [p(\theta_r)][i_{abc,r}] \end{cases} \quad (\text{VII.20})$$

$$\begin{cases} [\varphi_{dq,s1}] = [p(\theta_{s1})][\varphi_{abc,s1}] \\ [\varphi_{dq,s2}] = [p(\theta_{s2})][\varphi_{abc,s2}] \\ [\varphi_{dq,r}] = [p(\theta_r)][\varphi_{abc,r}] \end{cases} \quad (\text{VII.21})$$

$$\begin{cases} [V_{dq,s1}] = [p(\theta_{s1})][V_{abc,s1}] \\ [V_{dq,s2}] = [p(\theta_{s2})][V_{abc,s2}] \end{cases} \quad (\text{VII.22})$$

Le changement de variable défini par les matrices $P(\theta_{s1})$, $P(\theta_{s2})$ et $P(\theta_r)$ appliqué aux équations (VII.3), (VII.4) et (VII.5) donnent lieu aux équations suivantes :

1.5.1 EQUATIONS DES TENSIONS

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} V_{ds1} \\ V_{qs1} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ds1} \\ \varphi_{qs1} \end{bmatrix} + \frac{d\varphi_{s1}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{ds1} \\ \varphi_{qs1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} r_{s1} & 0 \\ 0 & r_{s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} V_{ds2} \\ V_{qs2} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ds2} \\ \varphi_{qs2} \end{bmatrix} + \frac{d\varphi_{s2}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{ds2} \\ \varphi_{qs2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} r_{s2} & 0 \\ 0 & r_{s2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds2} \\ i_{qs2} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} r_r & 0 \\ 0 & r_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (\text{VII.23})$$

1.5.2 EQUATIONS MAGNETIQUES

$$\begin{cases} \varphi_{ds1} = L_{s1} \cdot i_{ds1} + L_m \cdot (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \varphi_{qs1} = L_{s1} \cdot i_{qs1} + L_m \cdot (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \varphi_{ds2} = L_{s2} \cdot i_{ds2} + L_m \cdot (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \varphi_{qs2} = L_{s2} \cdot i_{qs2} + L_m \cdot (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \varphi_{dr} = L_r \cdot i_{dr} + L_m \cdot (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \varphi_{qr} = L_r \cdot i_{qr} + L_m \cdot (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{cases} \quad (\text{VII.24})$$

1.5.3 EQUATIONS MECANIQUE

❖ PUISSANCE INSTANTANEE

Nous avons choisi une transformation de PARK qui conserve la puissance instantanée.

$$\begin{aligned} P_e = [V_s]^t \cdot [I_s] &= V_{as1} \cdot i_{as1} + V_{bs1} \cdot i_{bs1} + V_{cs1} \cdot i_{cs1} + V_{as2} \cdot i_{as2} + V_{bs2} \cdot i_{bs2} + V_{cs2} \cdot i_{cs2} \\ &= V_{ds1} \cdot i_{ds1} + V_{ds2} \cdot i_{ds2} + V_{qs1} \cdot i_{qs1} + V_{qs2} \cdot i_{qs2} \end{aligned} \quad (\text{VII.25})$$

On choisit le référentiel lié au champ tournant, ce qui implique: $\frac{d\theta_{s1}}{dt} = \frac{d\theta_{s2}}{dt} = \omega$

Les équations des tensions s'écrivent:

$$\begin{cases} V_{ds1} = r_{s1} \cdot i_{ds1} + \frac{d\varphi_{ds1}}{dt} - \omega \cdot \varphi_{qs1} \\ V_{qs1} = r_{s1} \cdot i_{qs1} + \frac{d\varphi_{qs1}}{dt} + \omega \cdot \varphi_{ds1} \\ V_{ds2} = r_{s2} \cdot i_{ds2} + \frac{d\varphi_{ds2}}{dt} - \omega \cdot \varphi_{qs2} \\ V_{qs2} = r_{s2} \cdot i_{qs2} + \frac{d\varphi_{qs2}}{dt} + \omega \cdot \varphi_{ds2} \end{cases} \quad (\text{VII.26})$$

On remplace (VII.26) dans (VII.25) on aura :

$$\begin{aligned} P_e &= (r_{s1} \cdot i_{ds1} + \frac{d\varphi_{ds1}}{dt} - \omega \cdot \varphi_{qs1}) \cdot i_{ds1} + (r_{s2} \cdot i_{ds2} + \frac{d\varphi_{ds2}}{dt} - \omega \cdot \varphi_{qs2}) \cdot i_{ds2} + \\ &\quad (r_{s1} \cdot i_{qs1} + \frac{d\varphi_{qs1}}{dt} + \omega \cdot \varphi_{ds1}) \cdot i_{qs1} + (r_{s2} \cdot i_{qs2} + \frac{d\varphi_{qs2}}{dt} + \omega \cdot \varphi_{ds2}) \cdot i_{qs2} \end{aligned} \quad (\text{VII.27})$$

$$P_e = \left\{ r_{s1} (i_{ds1})^2 + r_{s2} (i_{ds2})^2 + r_{s1} (i_{qs1})^2 + r_{s2} (i_{qs2})^2 \right\} + \left\{ \frac{d\varphi_{ds1}}{dt} \cdot i_{ds1} + \frac{d\varphi_{ds2}}{dt} \cdot i_{ds2} + \frac{d\varphi_{qs1}}{dt} \cdot i_{qs1} + \frac{d\varphi_{qs2}}{dt} \cdot i_{qs2} \right\} + \left\{ \omega_s (\varphi_{ds1} \cdot i_{qs1} + \varphi_{ds2} \cdot i_{qs2} - \varphi_{qs1} \cdot i_{ds1} - \varphi_{qs2} \cdot i_{ds2}) \right\} \quad (\text{VII.28})$$

- Le premier terme est identifiable aux pertes joules
- Le deuxième terme correspond à la variation de l'énergie magnétique emmagasinée par unité de temps.
- Le 3^{eme} terme représente la puissance électrique transformée en puissance mécanique puisque on néglige les pertes fer.

❖ COUPLE INSTANTANE

La puissance mécanique peut se mettre sous la forme:

$$P_e = C_{em} \cdot \Omega_s = \left\{ (\varphi_{ds1} \cdot i_{qs1} + \varphi_{ds2} \cdot i_{qs2} - \varphi_{qs1} \cdot i_{ds1} - \varphi_{qs2} \cdot i_{ds2}) \right\} \quad (\text{VII.29})$$

$$C_{em} = P \cdot \left\{ (\varphi_{ds1} \cdot i_{qs1} + \varphi_{ds2} \cdot i_{qs2} - \varphi_{qs1} \cdot i_{ds1} - \varphi_{qs2} \cdot i_{ds2}) \right\} \quad (\text{VII.30})$$

P : désigne le nombre de paires des pôles de la machine.

Il est possible d'obtenir d'autres expressions du couple instantané en utilisant les expressions (VII.24) des flux stator :

$$\begin{cases} \varphi_{ds1} = L_{s1} \cdot i_{ds1} + L_m \cdot (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \varphi_{qs1} = L_{s1} \cdot i_{qs1} + L_m \cdot (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \varphi_{ds2} = L_{s2} \cdot i_{ds2} + L_m \cdot (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \varphi_{qs2} = L_{s2} \cdot i_{qs2} + L_m \cdot (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{cases} \quad (\text{VII.31})$$

On remplace (VII.31) dans (VII.30) on aura:

$$C_{em} = \left[\left\{ L_{s1} \cdot i_{ds1} + L_m \cdot (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \right\} i_{qs1} + \left\{ L_{s2} \cdot i_{ds2} + L_m \cdot (i_{ds2} + i_{ds2} + i_{dr}) \right\} i_{qs2} - \left\{ L_{s1} \cdot i_{qs1} + L_m \cdot (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \right\} i_{ds1} - \left\{ L_{s2} \cdot i_{qs2} + L_m \cdot (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \right\} i_{ds2} \right] \quad (\text{VII.32})$$

$$C_{em} = P \cdot L_m \left\{ i_{dr} \cdot (i_{qs1} + i_{qs2}) - i_{qr} \cdot (i_{ds1} + i_{ds2}) \right\} \quad (\text{VII.33})$$

❖ EQUATION MECANIQUE

$$\begin{cases} C_{em} = P \cdot [(\varphi_{ds1} \cdot i_{qs1} + \varphi_{ds2} \cdot i_{qs2} - \varphi_{qs1} \cdot i_{ds1} - \varphi_{qs2} \cdot i_{ds2})] \\ J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \cdot \Omega \end{cases} \quad \text{(VII.34)}$$

1.6 CHOIX DU REFERENTIEL

On choisit le référentiel lié au stator noté (α, β) , il se traduit par les conditions suivantes: $\frac{d\theta_{s1}}{dt} = \frac{d\theta_{s2}}{dt} = 0$; $\frac{d\theta_r}{dt} = -\omega$; les équations électriques s'écrivent :

$$\begin{cases} V_{\alpha s1} = r_{s1} \cdot i_{\alpha s1} + \frac{d\varphi_{\alpha s1}}{dt} \\ V_{\alpha s2} = r_{s2} \cdot i_{\alpha s2} + \frac{d\varphi_{\alpha s2}}{dt} \\ V_{\beta s1} = r_{s1} \cdot i_{\beta s1} + \frac{d\varphi_{\beta s1}}{dt} \\ V_{\beta s2} = r_{s2} \cdot i_{\beta s2} + \frac{d\varphi_{\beta s2}}{dt} \\ V_{\alpha r} = r_r \cdot i_r + \frac{d\varphi_{\alpha r}}{dt} + \varphi_{\beta r} \cdot \omega = 0 \\ V_{\beta r} = r_r \cdot i_{\beta r} + \frac{d\varphi_{\beta r}}{dt} + \varphi_{\alpha r} \cdot \omega = 0 \end{cases} \quad \text{(VII.35)}$$

Nous allons opter pour ce référentiel dans la suite de notre travail afin d'estimer le flux et le couple à partir des grandeurs directement accessibles au stator. Ainsi, la position du rotor n'intervient pas.

Il a été démontré qu'il est souhaitable de commander un moteur alternatif en (α, β) plutôt qu'en (d, q) afin d'éviter la discrétisation pouvant conduire à une altération importante des performances sous échantillonnage [CANU 00].

1.7 MISE SOUS FORME D'EQUATIONS D'ETAT

La représentation d'état consiste à exprimer le model de la machine sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ Y = CX + DU \end{cases} \quad \text{Avec : } \begin{cases} X : \text{Vecteur d'état} \\ U : \text{Vecteur d'entrée} \\ Y : \text{Vecteur de sortie} \end{cases}$$

Nous choisissons les tensions $U = [V_{\alpha s1}, V_{\alpha s2}, V_{\beta s1}, V_{\beta s2}]^t$ comme variables de commande, les courants et les flux stator $X = [\varphi_{\alpha s1}, \varphi_{\alpha s2}, \varphi_{\beta s1}, \varphi_{\beta s2}, i_{\alpha s1}, i_{\alpha s2}, i_{\beta s1}, i_{\beta s2}]^t$ comme variables d'état.

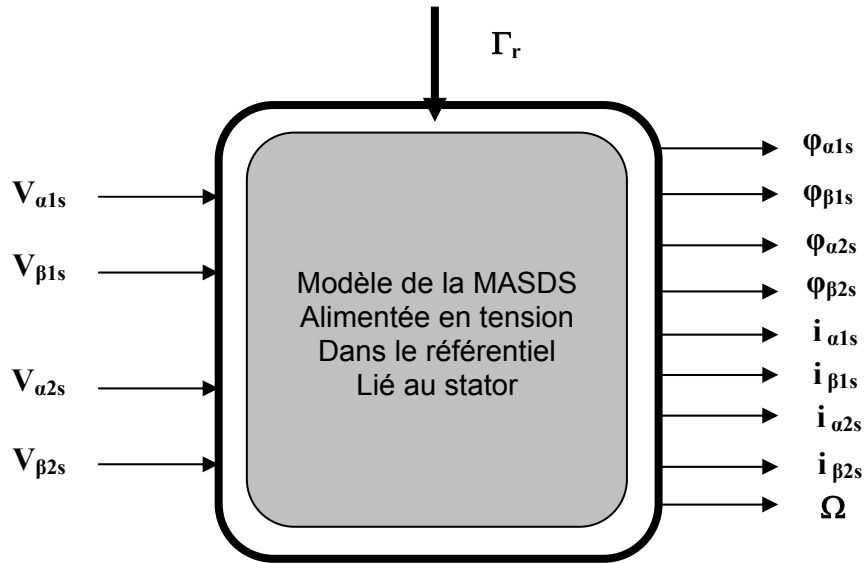


Figure VII.2 : Modèle de la MASDS dans le repère (α, β)

Après un calcul matriciel, nous aboutissons au système suivant: $\dot{X} = AX + BU$

Avec :

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & -r_{s1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -r_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -r_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -r_{s2} \\ r_r h_1 & -r_r h_2 & \omega L h_1 & -\omega L h_2 & -a & -b & -\omega & 0 \\ -r_r h_2 & r_r h_1 & -\omega L h_2 & \omega L h_1 & -c & -d & 0 & -\omega \\ -\omega L h_1 & \omega L h_2 & r_r h_1 & -r_r h_2 & \omega & 0 & -a & -b \\ \omega L h_2 & -\omega L h_1 & -r_r h_2 & r_r h_1 & 0 & \omega & -c & -d \end{bmatrix} \quad (VII.36)$$

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ L h_1 & -L h_2 & 0 & 0 \\ -L h_2 & L h_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L h_1 & -L h_2 \\ 0 & 0 & -L h_2 & L h_1 \end{bmatrix} \quad (VII.37)$$

Avec :

$$y = [l_m(l_r + l_{s1}) + l_r l_{s1}] \cdot [l_m(l_r + l_{s2}) + l_r l_{s2}] - l_m^2 l_r^2$$

$$L = (l_r + l_m)$$

$$h_1 = \frac{l_m(l_r + l_{s1}) + l_r l_{s1}}{y} ; h_1' = \frac{l_m(l_r + l_{s1}) + l_r l_{s1}}{y} ; h_2 = \frac{l_m l_r}{y} ; h_3 = [r_r(l_{s1} + l_m) + r_{s1}(l_r + l_m)]$$

$$h_4 = [r_r(l_{s2} + l_m) + r_{s2}(l_r + l_m)]$$

$$a = [h_3 h_1 - r_r l_m h_2] ; b = [r_r l_m h_1 - h_2 h_4] ; c = [r_r l_m h_1' - h_2 h_3] ; d = [h_4 h_1' - r_r l_m h_2]$$

On note que l'étude de ce moteur n'est pas facile parce que les effets d'harmoniques sont très importants. Les harmoniques peuvent être classifiés en plusieurs groupes, tout dépend de leurs ordres et de l'angle γ entre les deux stators. Pour une machine usuelle avec $\gamma = \pi/6$, le groupe d'harmoniques de l'ordre $k = 12n \pm 1$, ($n = 1, 2, 3, \dots$) et le groupe d'harmoniques de l'ordre $k = 6n \pm 1$, ($n = 1, 3, 5, \dots$) ont des circuits équivalents différents, uniquement le premier groupe qui participe à la conversion de l'énergie électromécanique. La disposition des bobines permet de minimiser énormément les harmoniques, en augmentant le couplage entre les deux stators et on élimine le sixième harmonique du couple, [GIER 86], [HADI-1 00], [HADI-2 00], [HADI-3 00].

2. STRUCTURE GENERALE DE CONTROLE DIRECTE DU COUPLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE STATOR

Dans son principe de base, le contrôle direct du couple est une méthode qui est basée sur les tables de commutation avec hystérésis de couple et de flux statorique, minimisation des commutations des interrupteurs de l'onduleur et découplage couple/flux statorique, commande de l'onduleur sans le générateur MLI, estimation des grandeurs en boucle ouverte dans le référentiel lié au stator et contrôle sans capteur mécanique.

2.1. Modèle vectoriel de l'onduleur hexaphasé :

Le schéma de principe de l'onduleur hexaphasé alimentant la MASDS est donné par la figure VII.3. Les interrupteurs du demi pont supérieur sont notés S_{a1} , S_{b2} , S_{c1} pour le stator 1 et S_{a2} , S_{b2} , S_{c2} pour le stator2. Soit n_1 et n_2 respectivement les neutres du stator 1 et du stator2, et o le point neutre de la source. Les tensions de phases peuvent se décomposer en :

$$\begin{cases} v_{as1} = v_{a1n1} = v_{a1o} + v_{on1} \\ v_{bs1} = v_{b1n1} = v_{b1o} + v_{on1} \\ v_{cs1} = v_{c1n1} = v_{c1o} + v_{on1} \end{cases} ; \begin{cases} v_{as2} = v_{a2n2} = v_{a2o} + v_{on2} \\ v_{bs2} = v_{b2n2} = v_{b2o} + v_{on2} \\ v_{cs2} = v_{c2n2} = v_{c2o} + v_{on2} \end{cases} \quad (\text{VII.38})$$

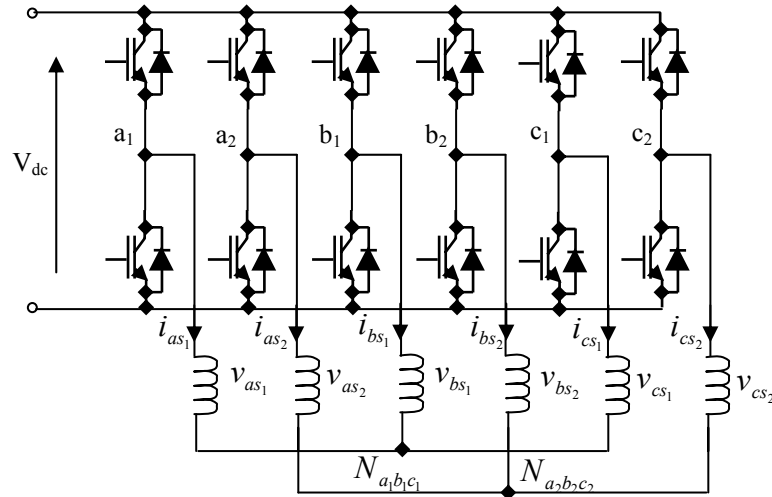


Figure VII.3 : Schéma de principe de l'onduleur hexaphasé de tension alimentant une machine à double stator

En admettant que les enroulements du stator 1 et du stator 2 sont équilibrés, les tensions de phase ne peuvent pas contenir de composantes homopolaires puisque les neutres ne sont pas reliés. On a donc :

$$v_{as1} + v_{bs1} + v_{cs1} = 0 \quad ; \quad v_{as2} + v_{bs2} + v_{cs2} = 0 \quad \text{(VII.39)}$$

D'où

$$v_{on1} = -\frac{1}{3}(v_{a1o} + v_{b1o} + v_{c1o}) \quad ; \quad v_{on2} = -\frac{1}{3}(v_{a2o} + v_{b2o} + v_{c2o}) \quad \text{(VII.40)}$$

On en déduit ainsi la matrice de connexion onduleur-MASDS [C] qui donne les tensions aux bornes de la machine en fonction des tensions de sortie de l'onduleur.

$$\begin{cases} v_{as1} = v_{a1n1} = v_{a1o} + v_{on1} \\ v_{bs1} = v_{b1n1} = v_{b1o} + v_{on1} \\ v_{cs1} = v_{c1n1} = v_{c1o} + v_{on1} \end{cases} \quad \text{(VII.41)}$$

$$\begin{bmatrix} v_{as1} \\ v_{bs1} \\ v_{cs1} \\ v_{as2} \\ v_{bs2} \\ v_{cs2} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 2 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & -1 & 2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 2 & -1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 2 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{a1o} \\ v_{b1o} \\ v_{c1o} \\ v_{a2o} \\ v_{b2o} \\ v_{c2o} \end{bmatrix} \quad \text{(VII.42)}$$

$$[V_s] = [C][V_{ond}] \quad \text{(VII.43)}$$

$$[V_{ond}] = V_{dc} \cdot [S] = V_{dc} \cdot {}^t [S_{a1} \quad S_{b1} \quad S_{c1} \quad S_{a2} \quad S_{b2} \quad S_{c2}] \quad \text{(VII.44)}$$

[S] étant le vecteur donnant l'état des interrupteurs (1 : fermé ; 0 : ouvert)
 V_{dc} étant la tension continue à l'entrée de l'onduleur.

En utilisant la matrice de transformation $[T_6]$, les vecteurs tension sont projetés dans les plans $(\alpha \beta)$, (μ_1, μ_2) et (z_1, z_2) . Le nombre de vecteurs tension et leurs topologies dépendent bien entendu de l'angle γ entre les deux stators. Le système suivant donne cette projection pour $\gamma = 30^\circ$, [HADI 01].

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \\ v_{\mu_1 s} \\ v_{\mu_2 s} \\ v_{z_1 z} \\ v_{z_1 s} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 1 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & 1 \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & +\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a1} \\ S_{b1} \\ S_{c1} \\ S_{a2} \\ S_{b2} \\ S_{c2} \end{bmatrix} \quad \text{(VII.45)}$$

En pratique les deux stators sont souvent à points neutres isolés afin d'éliminer la sixième harmonique du couple. Le système obtenu montre bien qu'il n'y a pas de composantes de tension dans le plan (z_1, z_2) , c'est pour cette raison qu'on préfère isoler les points neutres des deux stators. Une analyse combinatoire de l'état des interrupteurs fait état de $2^6=64$ modes de commutation, autrement dit 64 vecteurs tension possibles. Les vecteurs tension générés forment quatre polygones concentriques de douze segments dans les deux plans $(\alpha \beta)$ et (μ_1, μ_2) . En effet, on trouve 48 vecteurs tension distincts non nuls et un vecteur nul dans le cas où $\gamma = 30^\circ$.

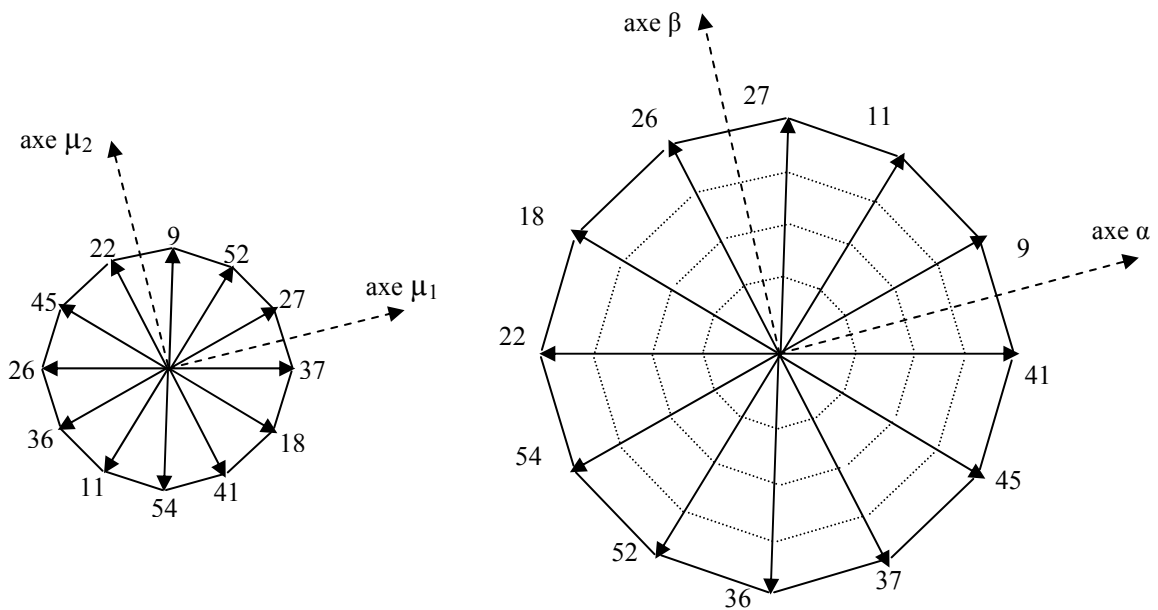


Figure VII.4 : Projection sur les plans $(\alpha \beta)$ et (μ_1, μ_2) des vecteurs de tension de phase

On montre dans la figure VII.4 les 12 vecteurs tensions larges générées par l'onduleur dans le plan ($\alpha \beta$). En effet, les mêmes modes de commutation génèrent dans le plan (μ_1, μ_2) les petits vecteurs tension (relativement de faibles amplitudes). Chaque mode de commutation est représenté par un nombre décimal correspondant au nombre binaire ($S_{c2} S_{b2} S_{a2} S_{c1} S_{b1} S_{a1}$). Cependant, la projection des vecteurs tension dans les plans ($\alpha \beta$) et (μ_1, μ_2) pour $\gamma = 0^\circ$ et $\gamma = 60^\circ$ montre qu'il existe des vecteurs tension dans le plan ($\alpha \beta$) qui ont une projection sur l'origine dans le plan (μ_1, μ_2), [HADI 01]. Ainsi, dans ces cas il est possible de commander aisément la machine par la méthode DTC dans le plan ($\alpha \beta$).

2.2 STRATEGIE DE CONTROL DU FLUX RESULTANT

L'analyse précédente nous montre que qu'il y a 64 vecteurs tension qu'on peut appliquer à la machine. Une technique de contrôle appropriée consiste à déterminer les modes de commutations adéquats. Comme nous l'avons déjà signalé, uniquement les vecteurs tension dans le plan (α, β) qui génèrent le flux et le couple dans la machine. Ces derniers sont associés à la conversion électromécanique de l'énergie et les vecteurs projetés dans le plan (μ_1, μ_2) sont associés uniquement aux pertes dans le stator. Par conséquent, les objectifs principaux d'une stratégie de contrôle sont :

- La génération d'un vecteur tension qui contrôle le flux et le couple
- Avoir une valeur moyenne nulle des tensions dans le plan (μ_1, μ_2) afin de minimiser les pertes dans la machine.

Les commutations dans les deux onduleurs qui alimentent la machine sont dépendantes. Une minimisation adéquate des amplitudes des tensions dans le plan (μ_1, μ_2) peut être envisagée pour le contrôle direct du couple de la MASDS en choisissant les modes qui génèrent les douze larges vecteurs dans le plan ($\alpha \beta$). Dans ce cas les amplitudes des tensions dans le plan (μ_1, μ_2) sont relativement faibles.

La figure VII.5 montre la structure générale du contrôle direct du couple de la MASDS. Dans cette méthode le flux statorique et le couple électromagnétique sont contrôlés dans le sous-espace ($\alpha \beta$). Cette technique est une extension de la DTC classique (hexagone de 6 vecteurs) en utilisant les douze vecteurs tension formant le polygone extérieur. Au total il y a 49 vecteurs tensions différents qui sont générés par l'onduleur de tension hexaphasé (4 vecteurs nul, 24 modes générant les 12 vecteurs du deuxième polygone).

Dans cette méthode on fait suivre au flux résultant φ_{sres} dans la machine une trajectoire circulaire. Par conséquent, les tensions et les courants induits dans le rotor sont sinusoïdaux, et le couple développé est dépourvu du sixième harmonique.

Les vecteurs tension considérés pour la commande divisent le plan d'évolution du flux statorique en douze secteurs (θ_s), les secteurs sont identifiés par la comparaison des composantes du flux $\varphi_{\alpha s}$ et $\varphi_{\beta s}$. Un comparateur à hystérésis à trois niveaux pour le couple électromagnétique et à deux niveaux pour le flux statorique est utilisé dans la structure de commande. Les avantages de cette méthode, application des vecteurs tension larges, c'est d'élargir la plage de contrôle et la dynamique du couple avec la valeur nominale du flux par rapport à la DTC pour une machine triphasée.

L'inconvénient principal c'est de ne pas avoir un control individuel des flux φ_{s1} et φ_{s2} . Par ailleurs, ces flux contiennent les harmoniques d'ordre 5 et 7 qui génèrent des pertes dans le stator de la MASDS, [HATU 04].

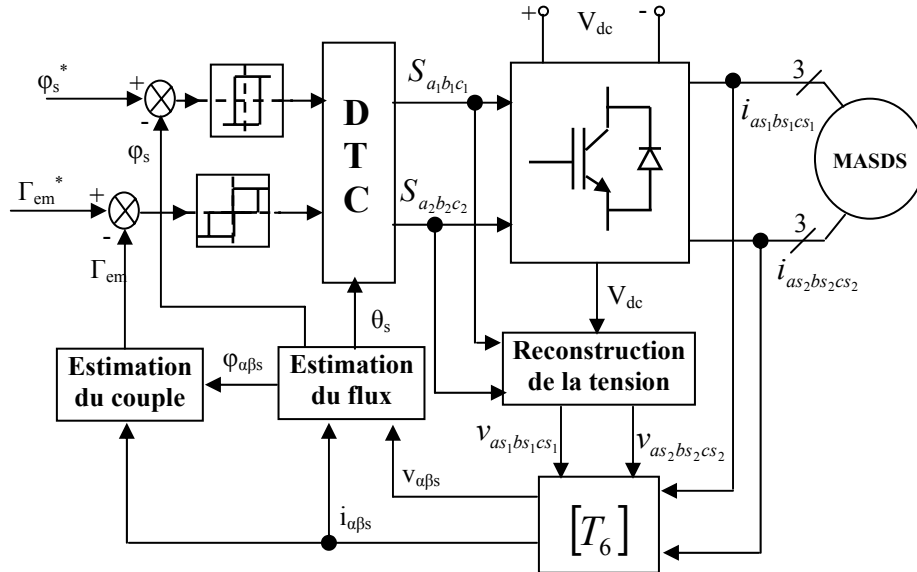


Figure.VII.5 : Structure générale de contrôle direct du flux résultant et du couple de la machine asynchrone à double stator

Différentes tables de commutations ont été proposées et expérimentées mais le problème majeur de la distorsion des courants de phases n'a pas été résolu complètement, [BOJO 05]. Ainsi, la technique de commutation ST-DTC (switching table) pour la commande de la MASDS est toujours l'objet des travaux scientifiques d'actualité pour améliorer les performances.

2.3 STRATEGIE DE CONTROL DU FLUX INDIVIDUEL

C'est dans cet esprit que s'est inscrit le travail que nous avons abordé dans cette partie. En effet, nous avons opté pour une structure de contrôle où la MASDS est alimentée séparément par deux onduleurs de tension multi niveaux indépendants et un contrôle individuel des flux φ_{s1} et φ_{s2} . Le contrôle de ces derniers s'effectue par l'application des vecteurs tension générés par chaque onduleur. Dans les conditions de fonctionnement normal de la machine les composantes α - β de φ_{s2} sont en avance par rapport à celles de φ_{s1} d'un angle de 30° , figure VII.6.

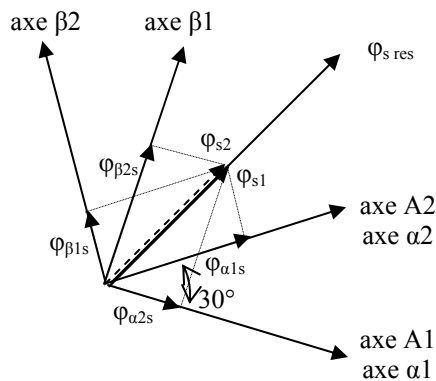


Figure.VII.6 : Description des différents flux

La figure VII.7 montre la structure générale de contrôle, tous les blocs ont été étudiés précédemment, les deux stators sont alimentés séparément par deux onduleurs qui sont commandé par la technique DTC en estimant les flux statoriques et le couple développée dans la machine [ZAIM-3 05], [ZAIM-1 06], [ZAIM-3 06], [ZAIM-2 07]. Les modules des flux individuels φ_{s1} et φ_{s2} sont considérés égales à la moitié du module du flux résultant φ_{sres} .

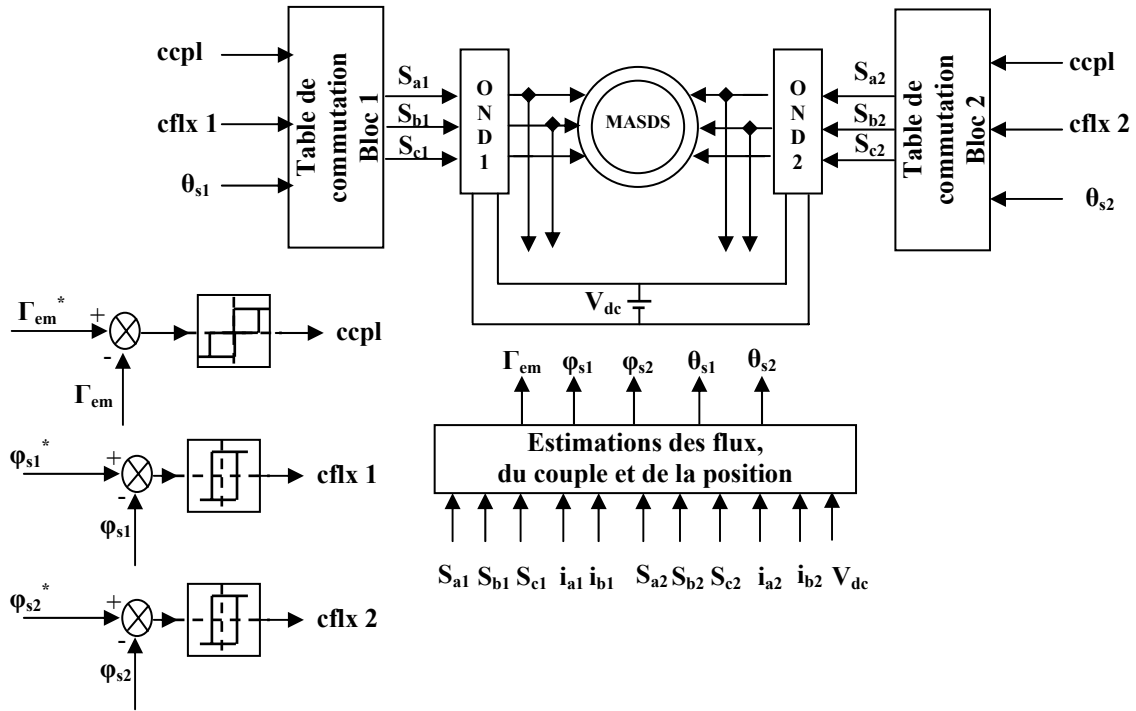


Figure.VII.7 : Structure générale de contrôle direct du flux individuel et du couple de la machine asynchrone à double stator

Dans cette méthode et dans le cas des onduleurs de tension à deux niveaux, les six vecteurs tension de l'onduleur 2 sont évidemment décalés de 30° par rapport à ceux de l'onduleur 1, figure VII.8.

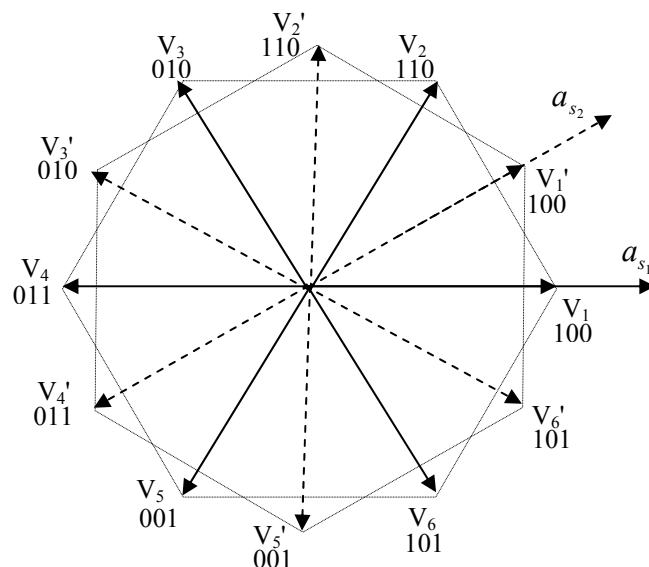


Figure.VII.8 : Vecteurs tension générés dans le cas d'onduleurs à deux niveaux

Le couple électromagnétique est calculé à partir de l'estimation des flux et de la mesure des courants, le couple totale développé par la machine peut être déterminé par une somme algébrique, l'équation VII.49. Dans cette méthode les flux statoriques sont estimés par le même modèle décrit précédemment en boucle ouverte. Ainsi, les modules de ces derniers sont donnés par :

$$|\varphi_{s1}| = \sqrt{\varphi_{\alpha 1s}^2 + \varphi_{\beta 1s}^2} ; |\varphi_{s2}| = \sqrt{\varphi_{\alpha 2s}^2 + \varphi_{\beta 2s}^2} \quad (\text{VII.46})$$

$$\bar{\varphi}_s = \bar{\varphi}_{sres} = \bar{\varphi}_{s1} e^{-j15^\circ} + \bar{\varphi}_{s2} e^{+j15^\circ} \quad (\text{VII.47})$$

$$\Gamma_{em1} = P.(i_{\beta 1s} \varphi_{\alpha 1s} - i_{\alpha 1s} \varphi_{\beta 1s}) ; \Gamma_{em2} = P.(i_{\beta 2s} \varphi_{\alpha 2s} - i_{\alpha 2s} \varphi_{\beta 2s}) \quad (\text{VII.48})$$

$$\Gamma_{em} = \Gamma_{em1} + \Gamma_{em2} \quad (\text{VII.49})$$

La machine se comporte comme si l'on a deux machines équivalentes aux quelles on applique la technique DTC. Notons que l'application de l'approche DTC classique de Takahashi à de nombreux types de machines électriques spéciales est traité dans plusieurs publications scientifiques, [BRAS 96], [VAS 98], [SHI 01], [HUAN-X- 01], [HUAN-X- 02], [PARS 04], [ZHEN 04], [YONG 05], [BOJO 05], [JEON 05], [HAUT 05].

3. SIMULATION NUMERIQUE

La simulation est effectuée selon la méthode correspondante au synoptique de la figure VII.7. Dans le premier cas, les deux onduleurs à deux niveaux alimentant la machine sont commandés par la table de commutation définie pour un fonctionnement à quatre quadrants avec un comparateur à hystérésis à deux niveaux, table IV- chapitre II. Dans le deuxième cas la machine est alimentée par des onduleurs à trois niveaux, on appliquera l'algorithme amélioré développé dans le chapitre II, approche II.

A travers les résultats de simulation, la validité de l'application de la commande DTC à une machine asynchrone à double stator est prouvée. Nous avons appliqué les algorithmes développés dans les chapitres précédents à savoir le contrôle directe du couple pour un onduleur à deux niveaux et à trois niveaux en imposant les mêmes contraintes sur les grandeurs d'entrées. Ainsi, les classes du flux et du couple utilisées dans ces approches, exprimées en pour-cent sont définies en respectant les valeurs de référence comme suit :

1. Cas d'un onduleur à deux niveaux :

$$E_{\varphi_{\max}} = 2.5 \% , E_{\varphi_{\min}} = - 2.5 \% \text{ (pour } \varphi_{s1}^* = \varphi_{s2}^* = 7 \text{ Wb)}$$

$$E_{\Gamma_{\min}} = - 2.14 \% , E_{\Gamma_{\max}} = 2.14 \% \text{ (pour } \Gamma_{em}^* = 14 \text{ N.m)}$$

2. Cas d'un onduleur à trois niveaux :

$$E_{\varphi_{\max}} = 2.5 \% , E_{\varphi_{\min}} = - 2.5 \% \text{ (pour } \varphi_{s1}^* = \varphi_{s2}^* = 7 \text{ Wb)}$$

$$E_{\Gamma_{\min 1}} = - .57 \% , E_{\Gamma_{\min 2}} = - 2.14 \% , E_{\Gamma_{\max 1}} = 0.57 \% , E_{\Gamma_{\max 2}} = 2.14 \% \text{ (pour } \Gamma_{em}^* = 14 \text{ N.m)}$$

Les simulations sont effectuées pour une période d'échantillonnage T_e égale à $100\mu s$ et une perturbation Γ_r qui évolue avec la charge.

La figure VII.9. montre clairement que la composante $\varphi_{\alpha 2s}$ est en avance par rapport à $\varphi_{\alpha 1s}$ d'un angle de 30° . De même on voit bien le déphasage entre les composantes de la tension $V_{\alpha 2s}$ et $V_{\alpha 1s}$. Les modules des flux φ_{s1} et φ_{s2} sont maintenus constants par les comparateurs à hystérésis. En pratique l'angle entre les composantes de ces flux varie à cause de la variation de la vitesse de rotation des flux φ_{s1} et φ_{s2} , estimation des grandeurs telles que: courants, flux, couples. Par conséquent, le flux résultant varie, il faut contrôler cet angle instantanément pour garantir de bonnes performances. Les tables de commutations utilisées dans le contrôle des flux individuels peuvent être améliorées selon un autre critère qui est l'angle γ supposé être de 30° . Par ailleurs, avec les vecteurs tension appropriés on peut contrôler l'angle γ pour le maintenir à 30° et contrôler convenablement le flux résultant [HAUT 04].

Les résultats obtenus montrent que le couple électromagnétique développé par la machine évolue, selon la courbe montrée sur la figure VII.10, avec un temps de montée (5 ms) inférieur à celui obtenu avec la structure à deux niveaux (6.5 ms). Ainsi, une meilleure dynamique est obtenue avec un fonctionnement pratiquement à flux constant [ZAM-2 07].

La figure VII.11. montre clairement que moins d'ondulation sont observées dans les réponses en régime permanent du flux et du couple dans le cas d'une structure à trois niveaux.

La trajectoire du flux statorique illustrée par la figure VII.12 montre clairement que ce dernier est parfaitement constant relativement au flux obtenu avec le contrôle selon l'algorithme DTC classique pour l'onduleur à deux niveaux. De plus le courant est moins ondulé et plus proche de la sinusoïde ce qui est nécessaire pour une bonne estimation du couple.

La simulation des réponses du couple, du flux et du courant statorique avec la DTC à trois niveaux et pour une consigne de couple variable en rampe de 7 Nm à 14 N montre un bon suivi de la trajectoire, figure VII.13. En fait, le couple électromagnétique suit précisément sa référence, avec l'erreur imposée pour le contrôleur du couple. On note ainsi, les très bonnes performances de contrôle du couple. Le flux statorique φ_s est pratiquement constant et le courant statorique répond bien aux variations imposées sur le couple et que sa forme est très proche de la sinusoïde. On observe également, qu'il s'établit rapidement dans la phase de transition et ceci sans dépassement important.

Par la suite on a simulé les réponses du couple et du courant statorique avec un échelon inverse de couple de 14 N.m à -14 N.m. Les résultats sont donnés par la figure VII.14, on constate un dépassement acceptable (durée courte) du courant statorique lors de la transition du couple pour les deux méthodes avec un flux maintenu constant.

Dans la figure VII.15, lors de la simulation des réponses du courant et de la tension, on relève que la forme de la tension de phase est très proche de la sinusoïde dans le cas d'un onduleur à trois niveaux. De plus on observe un pic du courant statorique au démarrage d'environ (25 A) pour les deux cas. Cependant, il est de durée courte ce qui ne serait pas d'un effet nuisible. Cependant, nous devons prévoir comme nous l'avons signalé une limitation de courant dans ces conditions de fonctionnement.

On observe dans la figure VII.16, le taux d'harmoniques du courant statorique calculé en régime permanent avec la structure du contrôle à trois niveaux, THD = 8.5 %.

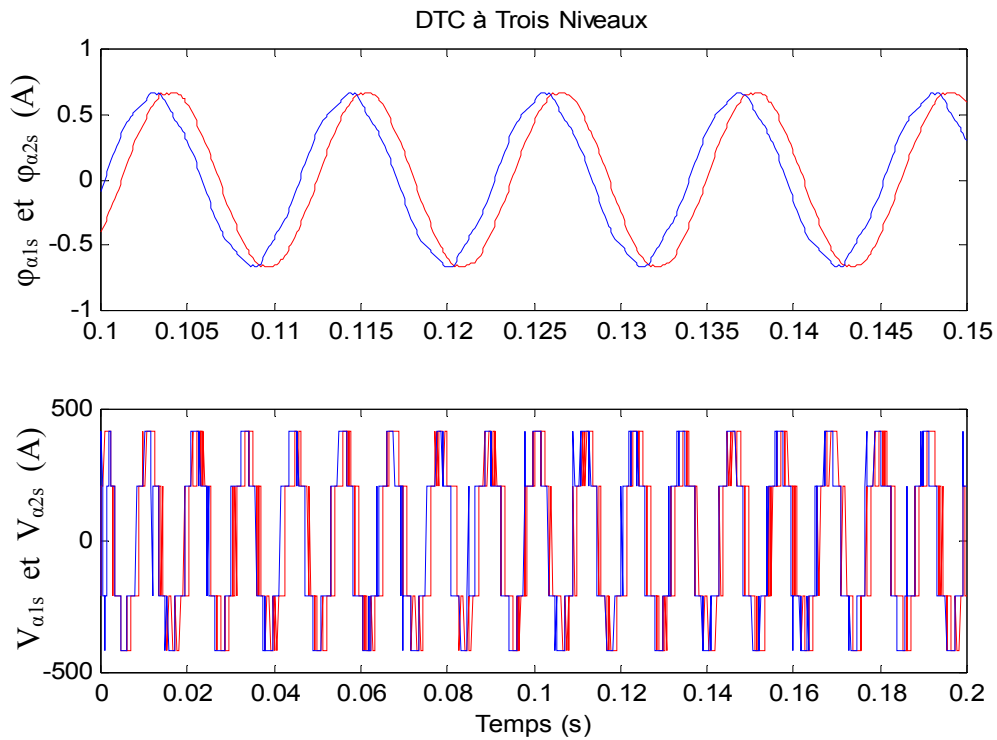


Figure.VII.9 : Simulation des composantes α - β du flux et de la tension dans le cas d'un onduleur à trois niveaux

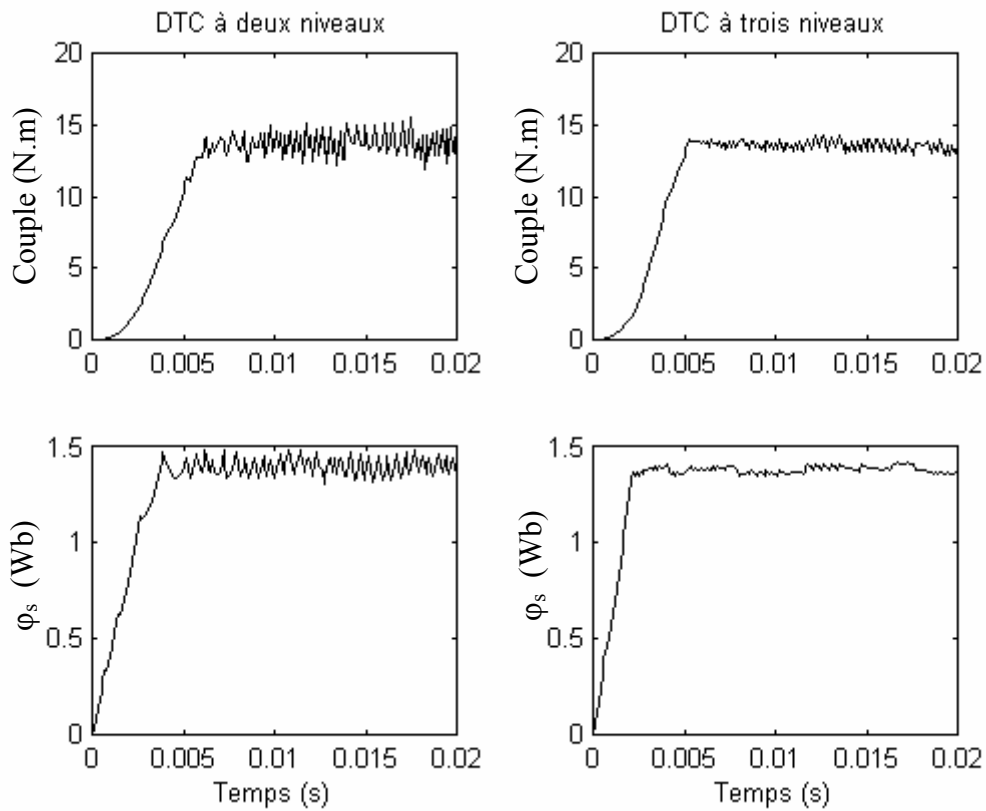


Figure.VII.10 : Simulation des réponses du flux et du couple pour les deux types d'onduleurs avec les références nominales

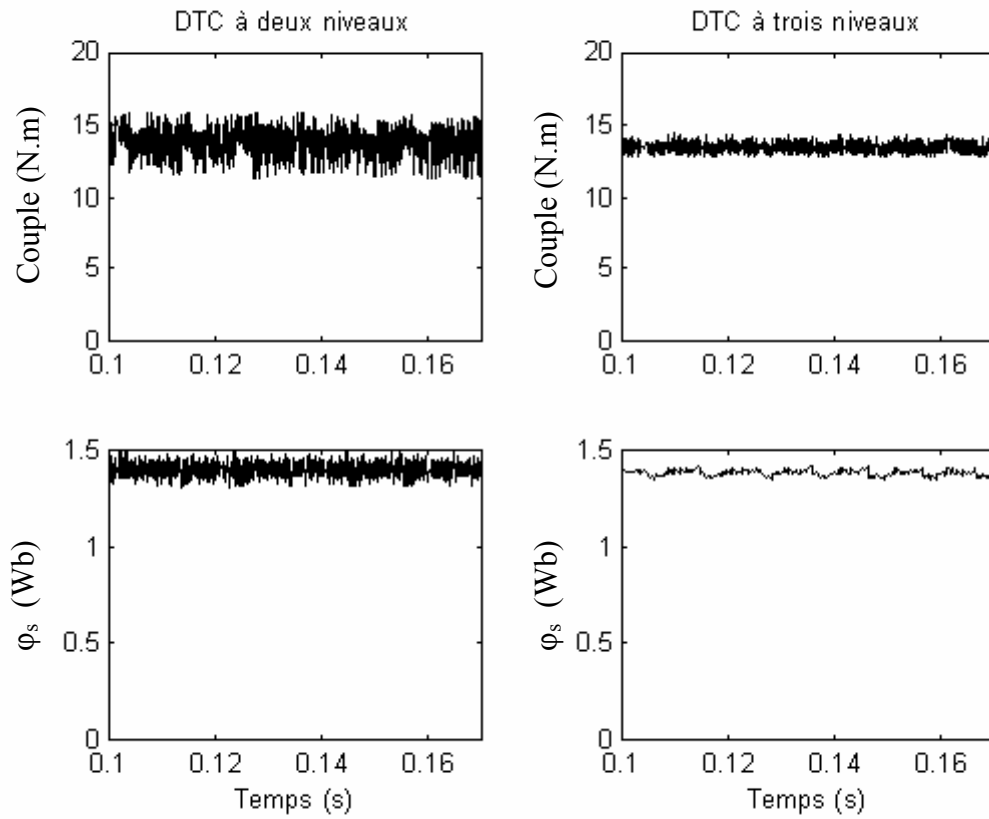


Figure VII.11 : Réponses en régime permanent du flux et du couple pour des consignes nominales

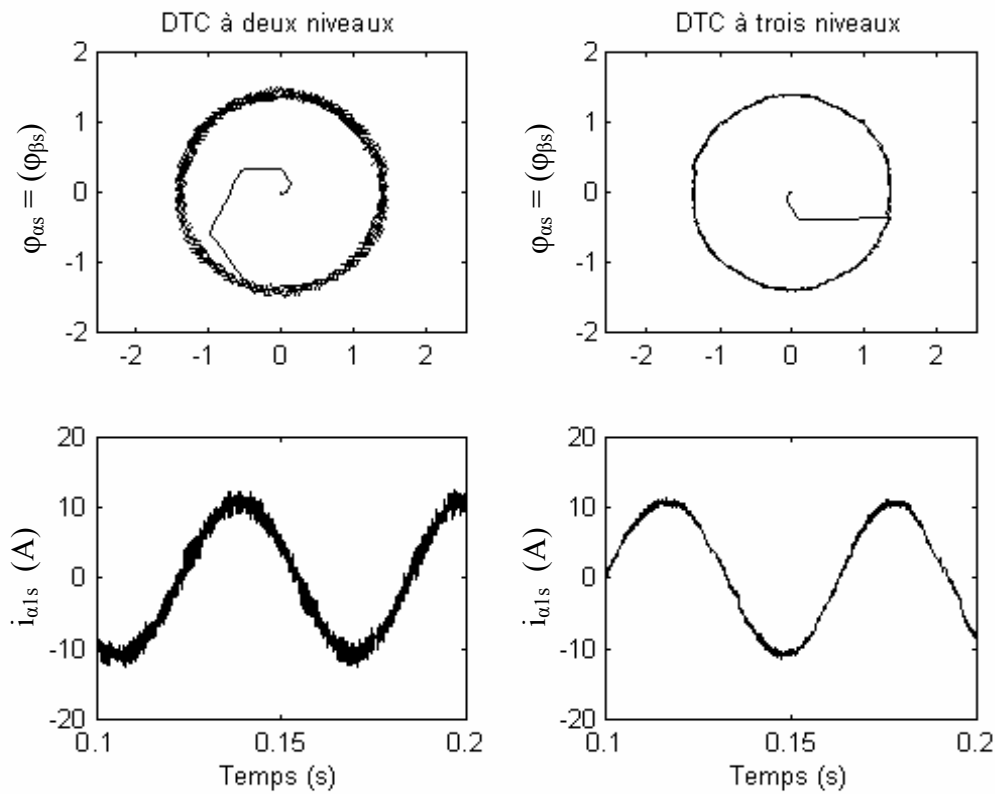


Figure.VII.12 : Simulation de la réponse du courant et de la trajectoire du flux statorique avec une référence nominale du flux et de couple.

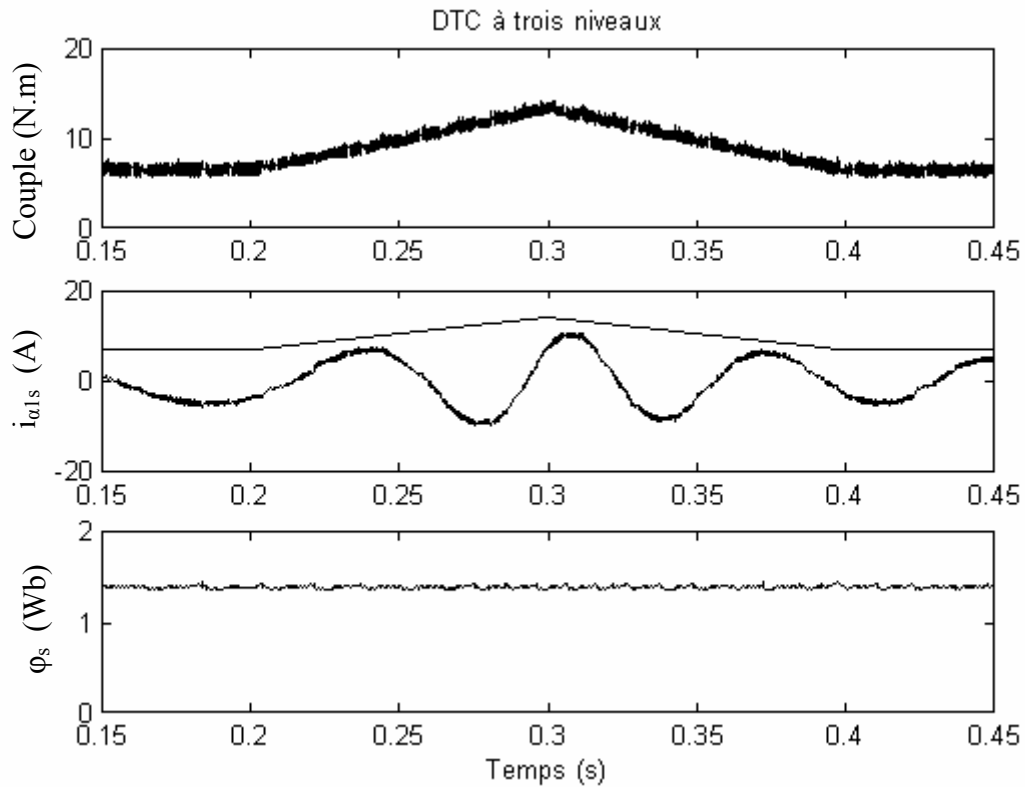


Figure.VII.13 : Simulation des réponses du couple, du flux et du courant statorique pour une consigne de couple variable en rampe de 7 Nm à 14 Nm.

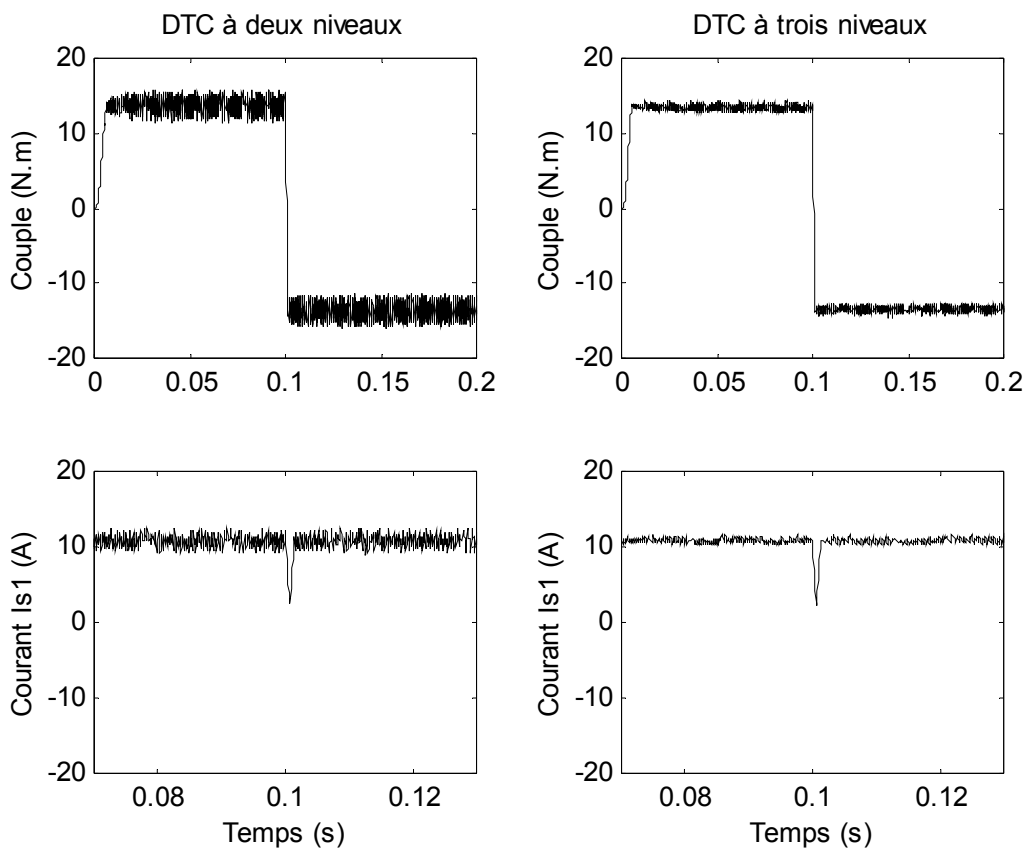


Figure VII.14 : Simulation de la réponse du couple et du courant avec un échelon de couple en inverse

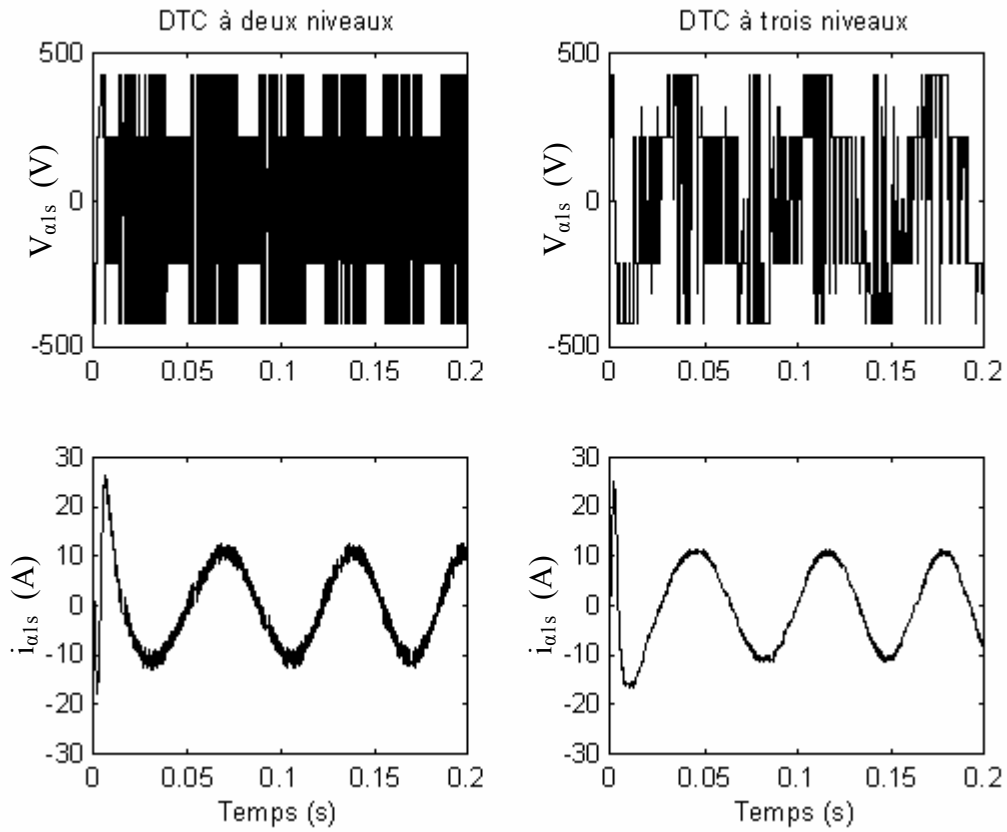


Figure.VII.15 : Simulation des réponses du courant et de la tension de phase pour les deux types d'onduleur

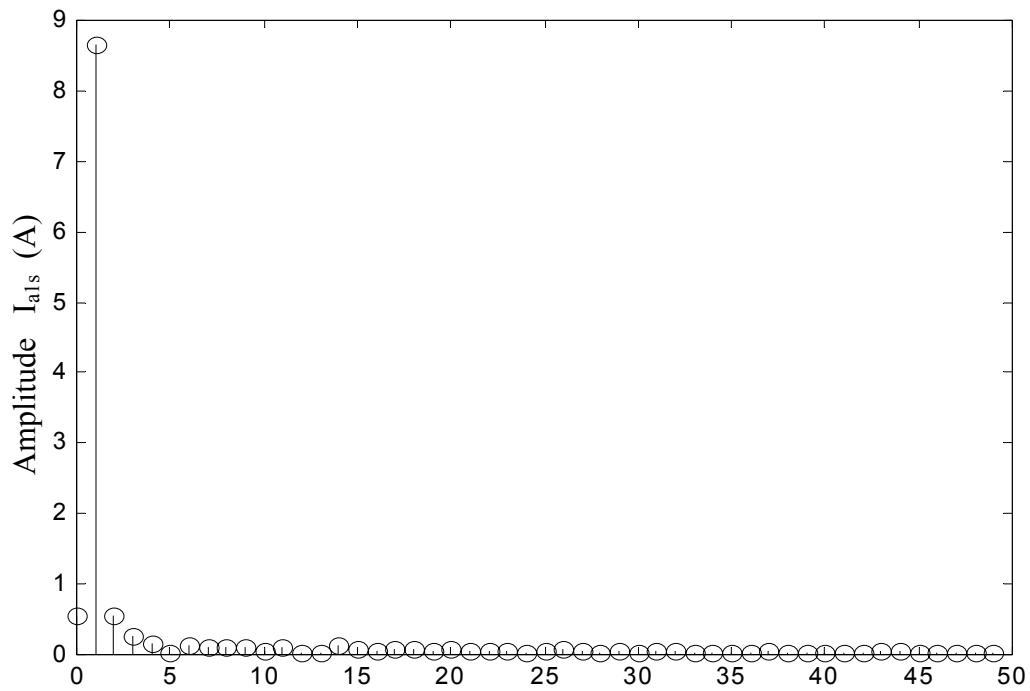


Figure.VII.16 : Spectre d'harmoniques du courant statorique avec un onduleur à trois niveaux

4. CONCLUSION

L'intérêt pour le moteur électrique comme actionneur va croissant dans les applications industrielles. Cet intérêt se justifie par l'efficacité des progiciels de conception de machines, qui permet l'élaboration de moteurs spéciaux dédiés à une application donnée.

Le travail présenté dans cette partie montre la faisabilité de l'application de la technique de contrôle DTC sur une machine à double stator. Ce chapitre a permis d'étudier en simulation, le comportement du contrôle direct du couple de la machine asynchrone à double stator alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux et à trois niveaux.

Les résultats obtenus montrent que le contrôle du couple d'une machine asynchrone à double stator basé sur la technique du contrôle DTC permet d'obtenir de hautes performances dynamiques avec une structure simple. Ainsi, il apporte une solution concrète aux problèmes de robustesse et de dynamique rencontrés dans la structure de commande FOC pour le même type de machine.

Deux approches ont été proposées, le choix se selon le cahier des charges à savoir la tolérance en terme d'ondulation du couple et la fréquence du fonctionnement. Ce type de système associé à la machine MASDS présentent des avantages particuliers dans le domaine de la commande à savoir :

- Le couple développé est moins ondulé, dans une MASDS tous les harmoniques d'ordre $6.n$ ($n=1, 3, 5...$) sont éliminées ce qui permet de réduire énormément les ondulation du couple, [BOJO 06]
- Moins de pertes dans le rotor de la machine, ce qui est dû à l'absence de certains harmoniques du courant dans le rotor.
- Réduction de la valeur nominale du courant par phase par rapport à une machine classique pour la puissance.
- Le schéma de commande proposé convient parfaitement pour la propulsion navale, véhicule électrique; dans les quelles on exige une grande puissance et un contrôle continu (le tension V_{dc} délivrée par une batterie est limité à ce jour pour un véhicule).
- Haute dynamique pour le couple électromagnétique, ce qui est obtenu par le nombre de vecteur tensions important générés par l'onduleur hexaphasé.
- La sûreté de fonctionnement, la machine à double stator (machine multi phases) présente une grande fiabilité (reliability). En effet, elle peut fonctionner dans le cas d'une défaillance d'une phase.

Dans la continuité des travaux menés au Laboratoire de commande des processus, le travail de cette thèse porte sur l'étude de la commande sans capteur mécanique à savoir le contrôle direct du couple d'une machine asynchrone. L'objectif principal de cette thèse est l'étude d'un entraînement asynchrone avec des onduleurs multi niveaux, nous sommes partis de l'idée de développer à partir de la commande DTC classique de nouvelles approches pour commander des convertisseurs à structure NPC.

Au cours de ce travail, on a présenté une structure de contrôle direct (DTC), considérée comme une alternative au contrôle par flux orienté, peu sensible aux variations des paramètres de la machine et qui peut être utilisée même pour des actionneurs synchrones ou pour des machines spéciales sans modification importante. Cette dernière qui est industrialisée par la firme ABB, a connu un succès considérable et actuellement utilisée dans des applications industrielles tels : la traction et la propulsion électrique, la ventilation des mines, application au pompage d'eau par énergie solaire, des applications à grand couple et petite vitesse,...etc. [ZAIM-5 99], [VAS 98], [FAIZ 03], [VASU 04].

Dans une première étape, après avoir donné quelques généralités sur les contraintes de la traction électrique, nous avons présenté le contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique, et on a mis en évidence ses difficultés ainsi que ses limites, notamment sa sensibilité vis-à-vis des paramètres de la machine.

Dans la deuxième partie, une étude théorique sur le principe du contrôle direct du couple (DTC) ainsi que l'analyse des différentes stratégies de commutation a été élaborée. Dans cette partie, nous avons présenté une synthèse de la commande DTC basée sur la technique de Takahashi pour un onduleur à deux niveaux, les travaux dans ce domaine sont très variés.

Dans le troisième chapitre, nous avons présenté une nouvelle approche de contrôle direct du couple de la machine alimentée par un onduleur à trois niveaux à structure NPC. Dans la première approche, qualifiée de « DTC conventionnel », Nous avons étudié une structure du contrôle direct du couple similaire, en nombre de secteur de la position du flux, à celle développée par Takahashi en introduisant deux comparateurs multi-niveaux pour le flux et le couple. Ainsi, avec les tables de commutation développées nous avons pu améliorer le temps de réponse et réduire les ondulations du couple et du flux pour répondre aux exigences de type traction électrique.

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

Dans le quatrième chapitre, nous avons pu améliorer les performances de la commande en utilisant le formalisme de logique floue pour développer l'algorithme DTC. Cette partie

nous a permis d'étudier la structure générale d'un contrôleur flou et la méthodologie de sa conception.

Une comparaison des résultats de simulation de la commande de la machine asynchrone alimentée par un onduleur à trois niveaux commandé par l'algorithme « DTC amélioré » et « DTC flou » a été faite. Compte tenu de ces résultats, le contrôle flou semble pouvoir remplacer le contrôle classique pour améliorer les performances de l'entraînement asynchrone. En effet, Le contrôleur flou est très peu sensible aux variations des paramètres du système ainsi qu'aux perturbations externes ce qui justifie sa robustesse. Il permet d'obtenir des temps de montée très faibles par rapport au contrôleur classique grâce à sa structure qui s'adapte avec le système. Grâce à ses caractéristiques non linéaires le contrôleur flou s'adapte bien à la structure de contrôle direct du couple qui est une commande échantillonnée.

Dans le cinquième chapitre nous nous sommes intéressés à l'étude la sensibilité de la commande. En effet, le fonctionnement à basse vitesse du contrôle direct du couple présente toujours des difficultés dues à la variation de la résistance statorique pour l'estimation du flux. Nous avons étudié la robustesse du système du contrôle direct du couple vis-à-vis des erreurs sur l'identification de la résistance statorique qui est le seul paramètre de la machine utilisé dans le système de contrôle. Par ailleurs, on a constaté qu'une surestimation de ce paramètre peut être à l'origine d'instabilité dans le système. Pour améliorer les performances du système dans ces conditions, nous avons développé un estimateur, basé sur la logique floue, de la résistance statorique afin d'éliminer l'erreur due à la variation de ce paramètre en temps réel.

Conjointement à ce travail sur la robustesse, nous avons apporté des solutions aux problèmes d'équilibrage des tensions à l'entrée de l'onduleur. Par ailleurs, une chaîne d'asservissement et un pont de clamping ont été introduits dans la structure générale du contrôle.

Dans le sixième chapitre, la continuité d'une investigation concernant le concept DTC nous a mené à proposer une approche de cette technique pour un onduleur à cinq niveaux à structure NPC. Ainsi, dans cette partie une nouvelle approche du contrôle directe du couple de la machine asynchrone alimentée par un onduleur à cinq niveaux à structure NPC a été présentée. La stratégie de contrôle proposée a été validée par des résultats de simulation numérique, les performances sont très satisfaisantes, elle est préférable pour des applications de haute tension et forte puissance. Par ailleurs, on peut conclure que l'augmentation de niveaux de tension apporte de bonnes performances à la commande pour un entraînement asynchrone à base du contrôle direct du couple.

Dans la dernière partie, le control DTC qui a été appliqué initialement à la commande des machines asynchrones classiques a été effectué avec une machine à double stator, qui répond bien au besoin d'une application de forte puissance, et une technique équivalente a été développée.

L'étude par simulation numérique du fonctionnement de cette structure du contrôle direct du couple nous a permis d'obtenir de très bonnes performances statiques et dynamiques, c'est-à-dire des modifications rapides du couple développé par la machine, ce type de système associé à la machine MASDS présentent des avantages particuliers pour la propulsion navale dans la quelle on exige une grande puissance et un contrôle continu. Par ailleurs, de même que pour la machine simple, on a constaté que l'entraînement à base de la

machine à double stator offre aussi une alternative à la commande vectorielle à flux rotorique orienté.

En conclusion, l'étude par simulation numérique du fonctionnement d'un entraînement asynchrone à base du contrôle direct du couple nous a permis d'obtenir de très bonnes performances statiques et dynamiques, c'est-à-dire des modifications rapides du couple développé par la machine, ce qui est recherché dans certains processus (machines-outils, robotique, véhicule électrique,...etc.).

Les divers aspects d'un entraînement asynchrone à base de la commande directe de couple présentés dans cette thèse ainsi que les résultats obtenus montrent les caractéristiques générales suivantes :

- La commande directe du couple et du flux, à partir de la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur.
- Le contrôle indirect des courants et des tensions du stator de la machine.
- L'obtention des flux et des courants statoriques proches de formes sinusoïdales.
- Très haute dynamique de la machine.
- L'existence des oscillations de couple qui dépendent, entre autres facteurs, de la largeur des bandes des régulateurs à hystérésis.
- La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes d'hystérésis.

Le contrôle direct du couple a pour avantages :

- De ne pas nécessiter des calculs dans le repère rotorique (d, q).
- Il n'existe pas de bloc de calcul de modulation de tension MLI. Ainsi, il s'adapte bien aux structures multi-niveaux.
- Il n'est pas nécessaire de faire un découplage des courants par rapport aux tensions de commande, comme dans le cas de la commande vectorielle.
- Il n'est pas nécessaire de connaître avec une grande précision l'angle de position rotorique, car seul l'information de secteur dans lequel se trouve le vecteur flux statorique est nécessaire.
- De très Hautes performances dynamiques, bande passante en couple « record ».
- Les changements de mode d'opération (flux constant/défluxage, saturation en tension...) ne posent généralement pas les problèmes complexes de commutation d'algorithme.

Et pour inconvénients :

- L'existence de problèmes à basse vitesse
- La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple.
- L'existence des oscillations de couple.
- Non maîtrise de la fréquence de modulation de l'onduleur (compatibilité électromagnétique : CEM, pertes de commutation).
- Fréquence d'échantillonnage élevée.
- Sensibilité de la commande aux variations de la résistance statorique, surtout à basse fréquence.

Cependant, nous avons été contraints de laisser inachevés certains travaux qu'il serait intéressant de poursuivre :

- Faire une étude en utilisant le contrôle à structure variable et ses modes glissants associés, pour approfondir les études présentées concernant le problème d'instabilité et avoir un système plus performant.
- Optimiser la capacité de contrôle du couple et la consommation en énergie de l'ensemble de la chaîne de puissance par la modification des principes du contrôle, en incluant la transition au fonctionnement en mode de pleine onde.
- Il serait intéressant pour la suite d'envisager une exploration plus fine de la structure par la mise en place d'un banc d'essai qui deviendrait un puissant outil de prospection. Ainsi, il est opportun de développer une action plus générale sur les méthodes d'implantation de commande sur des cibles matérielles "full custom" (ASIC) ou reprogrammables (FPGA) mais également mixtes logiciels/matérielles (DSP-ASIC/FPGA), pour réaliser les fonctions les plus contraignantes tels que la table de commutation. On note que la problématique de l'implantation optimale d'un algorithme de commande nécessite des méthodologies adaptées.
- Faire une étude sur le contrôle de la fréquence de commutation de l'onduleur. Il serait intéressant d'éliminer les tables d'hystérésis et de travailler à fréquence constante, en particulier pour les applications de forte puissance [CANU 00].
- Un autre champ d'investigation important en électronique de puissance concerne les problèmes de compatibilité électromagnétique (CEM) pour les quels des architectures de commande (commutation douce) et de nouvelles topologies sont proposées.
- Compléter l'étude de sensibilité de la commande vis à vis de discontinuités des courants statoriques, de saturation des circuits magnétiques, de dynamique et stabilité des estimateurs de grandeurs de commande.
- La nature de l'algorithme DTC fait qu'il serait logique de penser à la conception de nouvelles topologies de convertisseurs pour répondre aux besoins d'une application spécifique.

La préoccupation la plus importante aujourd'hui est liée au non pollution des réseaux de distribution et à la qualité des couples fournis aux mécaniques entraînée. Les actionneurs et les algorithmes qui permettront de réaliser ces objectifs avec simplicité d'utilisation et robustesse sont toujours en chantier dans les laboratoires.

PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE SIMPLE

Type	Asynchrone 3 phases
puissance	1.5 Kw
Tension nominale	220 V
Rendement nominal	0.78
Facteur de puissance nominal	0.8
Vitesse nominale	1420 tr/mn
Courant nominal	3.64 A (Y) et 6.31 (Δ)
Fréquence nominale	50 Hz
Résistance statorique	4.85 Ω
Résistance rotorique	3.805 Ω
Inductance cyclique stator	0.274 H
Inductance cyclique rotor	0.274 H
Inductance mutuelle cyclique	0.258 H
Nombre de paires de pôles	2
Moment d'inertie	0.031 Kg.m ²
Coefficient de frottement visqueux	0.008 Nm.s/rad

PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE STATOR

Type	Asynchrone 3 phases à double stator
puissance	4.5 KW
Tension nominale	220 V
Vitesse nominale	2840 tr/mn
Courant nominal	6.5 A
Fréquence nominale	50 Hz
Résistance statorique1	1.86 Ω
Résistance statorique2	1.86 Ω
Résistance rotorique	2.12 Ω
Inductance cyclique stator1	0.011 H
Inductance cyclique stator2	0.011 H
Inductance cyclique rotor	0.006 H
Inductance mutuelle cyclique	0.3672 H
Nombre de paires de pôles	1
Moment d'inertie	0.0625 Kg.m ²
Coefficient de frottement visqueux	0.008 Nm.s/rad

NOMENCLATURE

FOC : Contrôle par flux orienté, (en anglais : Field oriented control)

DTC : Contrôle direct du couple, (en anglais : Direct torque control)

a, b, c : Indices correspondant aux trois phases (a), (b) et (c).

s, r : Indices correspondant aux grandeurs statoriques et rotoriques.

d, q : Indices correspondant au référentiel lié au champ tournant.

α, β : Indices correspondant au référentiel lié au stator.

l_s, l_r : Inductances propres des phases statoriques et rotoriques.

M_{sr} : Inductance mutuelle entre phase statorique et phase rotorique.

V_s : Vecteur tournant tension statorique

\bar{i}_s, \bar{i}_r : Vecteurs tournants courant statorique et rotorique

$\bar{\varphi}_s, \bar{\varphi}_r$: Vecteurs tournants flux statorique et rotorique

R_s : Résistance statorique

R_r : Résistance rotor

L_s : Inductance cyclique statorique

L_r : Inductance cyclique rotorique

L_m : Inductance mutuelle cyclique

P : Nombre de paires de pôles de la machine

P : Puissance active

J : Moment d'inertie

K_f : Coefficient de frottement visqueux.

ω_s : Pulsation statorique

ω_r : Pulsation rotorique

ω : Vitesse électrique du rotor, $\omega = P \cdot \Omega$

Ω : Vitesse mécanique du rotor

$g = (\omega_s - \omega) / \omega_s$: Glissement

σ : Coefficient de dispersion, $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s \cdot L_r}$

T_r, T_s : Constantes de temps rotorique et statorique, $T_r = \frac{L_r}{R_r}, T_s = \frac{L_s}{R_s}$

Γ_r : Couple résistant.

Γ_{elm}	: Couple électromagnétique
Γ_{max}	: Couple maximal
\wedge	: Grandeurs estimées
S_j (j=a,b,c)	: Grandeurs booléennes de commande des bras de l'onduleur (a, b, c)
T_e	: Période d'échantillonnage
T_s	: Période statorique
f_s	: Fréquence statorique
$\langle Vs \rangle$: Valeur moyenne du vecteur
E_s	: Vecteur force électromotrice statorique
θ_s	: Angle de déplacement du flux statorique φ_s
θ_r	: Angle de déplacement du flux statorique φ_r
γ	: Angle entre le flux statorique φ_s et le flux rotorique φ_r
U_o, U_c, V_{dc}	: Tension d'entrée continue de l'onduleur
U_{red}	: Tension à la sortie du redresseur.
$\Delta\varphi$: Ecart d'hystérésis du contrôleur de flux
$\Delta\Gamma$: Ecart d'hystérésis du contrôleur de couple
φ_{ref}	: Référence de flux
Γ_{ref}	: Référence de couple
$cflx$: Grandeur de sortie du contrôleur de flux
S_j (j=a,b,c)	: Grandeurs booléennes de commande des bras de l'onduleur (a, b, c)
$ccpl$: Grandeur de sortie du contrôleur de couple
N	: Numéro de zone de position du flux statorique
K_p, K_i	: paramètres du régulateur
y_M	: Vecteur des variables d'entrée normalisées.
x_R	: Variable de sortie.
x	: Variable d'entrée.
μ	: Facteur d'appartenance des variables linguistiques.

Les autres symboles utilisés sont définis dans le texte.

[BACH 98] : Bacha, F ; Sbai. A ; Dhifau. R.; " Tow Approaches For Direct Torque Control of an Induction Motor ", CESA Symposium on control Vol. 1, March 1998, pp.562-568.

[BAKH 01]: Bakhshai, A.R.; Saligheh Rad, H.R.; “Space vector modulation based on classification method in three-phase multi-level voltage source inverter”, Annual meeting, 2001, IAS, IEEE, 30 Sept-4 Oct. 2001.

[BERI 04]: Beriber, D. ; “Machine asynchrone à double stator alimentée par onduleurs à trois niveaux à structure NPC”, Thèse de Magister, E.N.P. Alger, 2004.

[BERK 95]: Berkouk, E.M. ; “Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasée et triphasée alimentées par des convertisseurs directs et indirects. Application aux gradateurs et onduleurs multi niveaux”, Thèse de Doctorat, CNAM, Paris, France1995.

[BERT 06]: Bertoluzzo, M.; Buja, G.; Menis, R.; “Direct torque control of an induction motor using a single current sensor”, Industrial Electronics, IEEE Transactions on Volume 53, Issue 3, June 2006 Page(s): 778 – 784.

[BIRD 96] : Bird, I.G ; Zelaya De La Parra , H.; "Practical evaluation of tow stator flux estimator techniques for high performance direct torque control ", IEE 'Power Electronics and Variable Speed Drives', Conference Publication No. 429, 23-25 September 1996. PP.465-470.

[BLAS 72]: Blaschke, F.; "The principale of fielde orientation as applied to the new transvector closed-loop control system of rotating field machines", siemens review . Vol. 34, pp. 217-220, 1972.

[BOJO 05]: Bojoi, R.; Farina, F.; Profumo, F.; Tenconi, A.; “Dual three phase induction machine drives control - A survey”, IEEJ Trans. IA, Vol. 126, No. 4. 2006, Page(s): 420 – 429.

[BOJO 05]: Bojoi, R.; Farina, F.; Griva, G.; Profumo, F.; Tenconi, A.; “Direct torque control for dual three-phase induction motor drives”, Industry Applications, IEEE Transactions on Volume 41, Issue 6, Nov.-Dec. 2005 Page(s): 1627 – 1636.

[BOSE 86] : Bose. B.K.; "Power Electronics And A.C Drive", Prentice Hall, 1986.

[BOSE 95] : Bose, B.K ; Simoes, M.G ; Greclius, D.R ; Rajashekara, K; Martin. R.; " Speed sensorless hybrid vector controlled induction motor drive ", IEEE IAS'95 , 1995 , pp. 137-143.

[BOUC 04]: Bouchafaa, F.; Berkouk, E.M.; Boucherit, M.S.; **Zaimedine, R.**; “High Voltage PWM Rectifier – Nine-Level NPC Voltage Source Inverter”, SPEEDAM, International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, With an ISBN 88-89389-00-1 / © 2004, Capri from 16 to 18 June 2004, Dipartimento di Ingegneria Elettrica Università di Napoli "Federico II", via Claudio 21, I-80125, Napoli (Italy).

[BOUL 01] : Boulkhrachef, S. ; “Analyse et commande d’un onduleur à cinq niveaux à structure NPC. Application à la machine asynchrone commandée par logique floue”, Thèse de Magister, E.N.P. Alger, Mai 2001.

[BRAH 06]: Brahmananda Reddy, T.; Kalyan Reddy, B.; Amarnath, J.; Subba Rayudu, D.; Hasseb Khan, Md.; “Sensorless direct torque control of induction motor based on hybrid space vector pulsewidth modulation to reduce ripples and switching losses-a variable

structure controller approach”, Power India Conference, 2006 IEEE, 10-12, April 2006, Page(s): 7 pp.

[BRAS 96]: Brassfield, W.R.; Spee, R.; Habetler, T.G.; “Direct torque control for brushless doubly-fed machines”, Industry Applications, IEEE Transactions on Volume 32, Issue 5, Sept.-Oct. 1996 Page(s):1098 – 1104.

[BUHL 94]: Buhler, H. ; " Réglage par la logique floue", Collection Electricité . Presses polytechnique et universitaires Romandes , 1994.

[BYEO 98]: Byeong-Seok Lee; Krishnan, R.; “Adaptive stator resistance compensator for high performance direct torque controlled induction motor drives”, Industry Applications Conference, 1998. Thirty-Third IAS Annual Meeting. The 1998 IEEE, Volume 1, 12-15 Oct. 1998, Page(s):423 – 430.

[CANU 00] : Canudas de Wit, Carlos. ; " Commande des moteurs asynchrones - Modélisation, Control Vectoriel et DTC", Edition Hermès science publication, Paris 2000.

[CARO 95] : Caron, J.P. ; "Modélisation et commande de la machine asynchrone", Edition technique - Paris 1995.

[CARR 96]. Carrère, Ph.; "Etude et réalisation des convertisseurs multicellulaires série à IGBT : équilibrage des condensateurs flottants”, Thèse de doctorat. Institut Polytechnique de Toulouse (INPT), ENSEEIHT, Toulouse, 1996.

[CASA 94] : Casadei, D ; Grandi, G ; Serra, G ; Tani, A.; "Switching strategies in direct torque control of induction machines", ICEM 94, Vol. 2, pp.204-209.

[CHAP 95] : Chapuis, Y.A ; Roye, D ; Courtine, S. ; "Commande directe du couple d'une machine asynchrone par le contrôle direct de son flux statorique", Journal de physique III, pp.863-880, Juin1995.

[CHAP 96]: Chapuis, Y.A. ; "Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone par l'orientation de son flux statorique", Thèse Doctorat INP Grenoble 1996.

[CHAP-1 98]: Chapuis, Y.A.; Roye, D. ; “Direct Torque Control and Current Limitation method in Start up of an Induction machine”, IEE PEVD'98, Power Electronic and Variable Speed Drive, London, September 21-23 1998.

[DEMA 94] : Demaya, B. ; " Commande floue des systèmes à dynamiques complexes-application à la commande d'un moteur thermique ", Thèse Doctorat INSA Toulouse - 1994.

[DEPE 88]: Depenbrock, M.; “Direct self control DSC of inverter fed induction machine”, IEEE Transactions on Power Electronics, 3(4): 420-429, October 1988.

[DIAL 94] : Diallo, D. ; " Commande vectorielle des Machines Asynchrones pour la Traction Ferroviaire ", Thèse Doctorat INP Grenoble 1994.

[DOBR 95] : Dobrucky, B; Choloupka, F; Kucer, P; Racek, V.; "A neural fuzzy control with stator resistance estimator for IM drive with DSC ", EPE Journal, pp. 1.789 - 1.794, 1995.

[FAIZ 01]: Faiz, J.; Sharifian, M.B.B.; “Different techniques for real time estimation of an induction motor rotor resistance in sensorless Direct Torque Control for electric vehicle”, IEEE Transactions on Energy Conversion, Volume 16, No 1, March 2001, Page(s):104-109.

- [FAIZ 03]:** Faiz, J.; Sharifian, M.B.B.; Keyhani, A.; Proca, A.B.; “Sensorless direct torque control of induction motors used in electric vehicle”, Energy Conversion, IEEE Transactions on Volume 18, Issue 1, March 2003, Page(s):1-10.
- [GATE 97]:** Gateau, G., "Contribution à la commande des convertisseur statiques multicellulaires série : commande non linéaire et commande floue. Thèse de doctorat. Institut Polytechnique de Toulouse (INPT), ENSEEIHT, Toulouse, 1997.
- [GIER 86]:** Gierse, G; Schuermann, W. ; “ Microprocessor control for two magnetically coupled three-phase PWM inverters”, IEEE Trans. Power Electron., vol. PE-1, No. 3, pp. 141-147, July 1986.
- [GOUG 92] :** Ait-Gougam, Y., " Etude des stratégies de modulation de largeur d'impulsions pour onduleur de tension alimentant un moteur asynchrone ", Thèse de Magister ENP 1992.
- [GRIV 95]:** Griva, G.; Habetler, T.G.; Profumo, F.; Pastorelli, M.; “Performance evaluation of a direct torque controlled drive in the continuous PWM-square wave transition region”, Power Electronics, IEEE Transactions on, Volume 10, Issue 4, July 1995, Page(s): 464-471.
- [HABE 98] :** Habetler, T.G; Griva, G.; "Stator resistance tuning in a stator-flux field-oriented drive using an instantaneous hybrid flux estimator", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 13, No. 1, January 1998, pp. 125-133.
- [HADI-1 00] :** Hadiouche, D; Razik, H; Rezzoug, A.; “Modeling of a double star-induction motor with an arbitrary shift angle between its three phase windings”. Proc. EPE-PEMC’2000, Kosice, Solvak Republic, 5-7 September 2000.
- [HADI-2 00]:** Hadiouche, D; Razik, H; Rezzoug, A.; “study and simulation of space vector PWM control of a double star-induction motors”. IEEE-CIEP’2000, 15-19 October 2000, Acapulco, Mexico.
- [HADI 01]:** Hadiouche, D.; “Contribution à l'étude de la machine asynchrone à double étoiles : modélisation, alimentation et structure”. Thèse de doctorat en génie électrique, université Henri Poincaré, Nancy I. 2001.
- [HADI-3 00] :** Hadiouche, D; Razik, H; Rezzoug, A.; “Modeling of a double star-induction motor for space vector PWM control”. ICEM 2000, August Espoo Finland. Page(s): 392 – 396.
- [HATU 04]:** Hatua, K.; Ranganathan, V.T.; “Direct torque control schemes for split-phase induction machine”, Conf. Rec. IAS. IEEE, Vol.1, 2004, Page(s): 615-622.
- [HATU 05]:** Hatua, K.; Ranganathan, V.T.; “Direct torque control schemes for split-phase induction machine”, Industry Applications, IEEE Transactions on, Volume 41, Issue 5, Sept.-Oct. 2005, Page(s): 1243 – 1254.
- [HONG 04]:** Hong-Hee Lee; Minh-Hoang Nguyen.; “Matrix converter fed induction motor using a new modified direct torque control method”, Industrial Electronics Society, 2004. IECON 2004. 30th Annual Conference of IEEE, Volume 3, 2-6 Nov. 2004, page(s):2301 - 2306 Vol. 3.
- [HUAN-X 01]:** Huangsheng Xu; Toliyat, H.A.; Petersen, L.J.; “Five-phase induction motor drives with DSP-based control system”, Electric Machines and Drives Conference, 2001. IEMDC 2001. IEEE International 2001, Page(s):304 – 309.

[HUAN-X 02]: Huangsheng Xu; Toliyat, H.A.; Petersen, L.J.; “Five-phase induction motor drives with DSP-based control system”, *Power Electronics, IEEE Transactions on* Volume 17, Issue 4, July 2002, Page(s): 524 – 533.

[HUAN-Y 05]: Huang Yourui; Tang Chaoli; “Direct Torque Control of Induction Motor by Use of Neural Network”, *Electrical Machines and Systems, 2005. ICEMS 2005. Proceedings of the Eighth International Conference on* Volume 3, 27-29 Sept. 2005, Page(s): 2415 – 2417.

[HUNG 03]: Hung-Phi Pham; Hoang Le-Huy; “Direct torque control with switching frequency limitation for three-level inverter-fed induction motors”, *Industrial Electronics Society, 2003. IECON '03. The 29th Annual Conference of the IEEE, Volume 3, 2-6 Nov. 2003, Page(s): 2783 – 2788.*

[JEON 05]: Jeong, B.H.; Lee, K.Y.; Na, J.D.; Cho, G.B.; Baek, H.L.; “Direct torque control for the 4-phase switched reluctance motor drives”, *Electrical Machines and Systems, 2005. ICEMS 2005. Proceedings of the Eighth International Conference on* Volume 1, 27-29 Sept. 2005, Page(s): 524 - 528 Vol. 1.

[JIXI 00]: Jixiong Wu; Yongdong Li; Jie Chen; Hu Hu; “Speed sensor-less direct torque control of an induction machine in low speed region”, *Power Electronics and Motion Control Conference, 2000. Proceedings. PIEMC 2000. The Third International* Volume 1, 15-18 Aug. 2000, Page(s): 464 – 468.

[JUN 99]: Jun-Koo Kang; Seung-Ki Sul.; “New direct torque control of induction motor for minimum torque ripple and constant switching frequency”, *Industry Applications, IEEE Transactions on* Volume 35, Issue 5, Sept.-Oct. 1999, Page(s):1076 – 1082.

[JUNF 04]: Junfeng Xu; Yinglei Xu; Jiangpin Xu; Jianghua Feng; Fengyan Wang; “Direct torque control of permanent magnet synchronous machines using stator flux full order state observer”, *Industrial Electronics, 2004 IEEE International Symposium on* Volume 2, 4-7 May 2004, Page(s):913 – 916.

[KABO 06]: Kaboli, S.; Vahdati-Khajeh, E.; Zolghadri, M.R.; “Probabilistic Voltage Harmonic Analysis of Direct Torque Controlled Induction Motor Drives”, *Power Electronics, IEEE Transactions on, Volume 21, Issue 4, July 2006, Page(s): 1041 – 1052.*

[KABO-1 03]: Kaboli, S.H.; Zolghadri, M.R.; Homaifar, A.; “Effects of sampling time on the performance of direct torque controlled induction motor drive”, *Industrial Electronics, 2003. ISIE '03. 2003 IEEE International Symposium on* Volume 2, 9-11 June 2003, Page(s): 1049 – 1052.

[KABO-2 03]: Kaboli, S.; Zolghadri, M.R.; “Flux harmonic spectrum processing of direct torque controlled induction motor”, *Circuits and Systems, 2003. ISCAS '03. Proceedings of the 2003 International Symposium on* Volume 3, 25-28 May 2003, Page(s):III-383 - III-386.

[KHAL 92] : Khaled, J. ; "Positionnement d'une machines asynchrones par la méthode du flux orienté ", Thèse Doctorat Institut National Polytechnique de Toulouse 1992.

[KLAE 94] : Klae, N.R.; "A neural fuzzy control with stator resistance estimator for IM drive with DSC ", *ETEE Vol. 4 , No. 1 , pp. 5 - 11, January / February 1994.*

[KOAN 00]: Koang-Kyun La; Myoung-Ho Shin; Dong-Seok Hyun; “Direct Torque Control of induction motor with reduction of torque ripple”, *Industrial Electronics Society, 2000.*

IECON 2000. 26th Annual Conference of the IEEE, Volume 2, 22-28 Oct. 2000, Page(s): 1087–1092.

[KUO 04]: Kuo-Kai Shyu; Li-Jen Shang; Hwang-Zhi Chen; Ko-Wen Jwo; “Flux compensated direct torque control of induction motor drives for low speed operation”, Power Electronics, IEEE Transactions on Volume 19, Issue 6, Nov. 2004, Page(s):1608 – 1613.

[KYO 06]: Kyo-Beum Lee ; Frede Blaabjerg.; “Improved Direct Torque Control for Sensorless Matrix Converter Drives with Constant Switching Frequency and Torque Ripple Reduction”, International Journal of Control, Automation and Systems, Vol. 4, No. 1, February 2006, Page(s): 113–123.

[LASC-1 04]: Lascu, C.; Boldea, I.; Blaabjerg, F.; “Direct torque control of sensorless induction motor drives: a sliding-mode approach”, Industry Applications, IEEE Transactions on Volume 40, Issue 2, March-April 2004, Page(s): 582 – 590.

[LASC-2 04]: Lascu, C.; Boldea, I.; Blaabjerg, F.; “Variable-structure direct torque control - a class of fast and robust controllers for induction machine drives”, Industrial Electronics, IEEE Transactions on Volume 51, Issue 4, Aug. 2004, Page(s):785 – 792.

[LEE 96] : Lee, Y.H.; Suh, B.S.; Hyan, D.S.; “A novel PWM scheme for a three-level voltage source inverter with GTO thyristors”, IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. 33 2, pp. 260-268, March\ April 1996.

[LEON 91] : Leonhard, W.; "30 Years Space Vectors, 20 Years Field Orientation, 10 Years Digital Signal Processing with Controlled AC-Drives, a Review" (Parts1) and (Parts2), EPE Journal, Vol. 1 No. 1, pp. 13-20. July 1991, EPE Journal, Vol. 1 No. 2, pp. 93-102, October1991.

[LI 94] : LI, Y.D; Shao, J.W; CAO, J.T; JI; Z.Y.; "Direct torque control of induction motor by using DSP", ICEM 94, Vol. 3, pp.18-23.

[LIN 05]: Lin, Chen; Kang-Ling, Fang; Zi-Fan, Hu.; “A scheme of fuzzy direct torque control for induction machine”, Machine Learning and Cybernetics, 2005. Proceedings of 2005 International Conference on Volume 2, 18-21 Aug. 2005, Page(s): 803 – 807.

[LIXI 03]: Lixin Tang; Rahman, M.F.; “A novel proportional-integral (PI) stator resistance estimator for a direct torque controlled interior permanent magnet synchronous machine drive”, Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03. IEEE International Volume 1, 1-4 June 2003, Page(s): 382 – 388.

[LIXI 04]: Lixin Tang; Limin Zhong; Rahman, M.F.; Hu, Y.; “A novel direct torque controlled interior permanent magnet synchronous machine drive with low ripple in flux and torque and fixed switching frequency”, Power Electronics, IEEE Transactions on Volume 19, Issue 2, March 2004, Page(s):346 – 354.

[MAES 00]: Maes, J.; Melkebeek, J.A.; “Speed-sensorless direct torque control of induction motors using an adaptive flux observer”, Industry Applications, IEEE Transactions on Volume 36, Issue 3, May-June 2000, Page(s): 778 – 785.

[MART 02]: Martins, C.A; Roboam, X; Meynard, T.A.; "Switching frequency imposition and ripple reduction in DTC drives by using a multilevel converter", IEEE Trans. on PE , Vol. 17, No. 2, March 2002, pp. 286-297.

[MART 99]: Martins, C.A; Roboam, X; Meynard, T.A; Carvalho, A.S.; "A predictive sampling scale model for direct torque control of the induction motor fed by multilevel voltage source inverters", *Eur. Phys. J. AP* 5, 51-61, 1999.

[MIR 94]: Mir, Sayeed. A ; Zinger, Donald. S "Fuzzy controller for inverter fed induction machines", *IEEE Trans. on IP* , Vol. 30, No. 1, January / February 1994, pp. 78-84.

[MIR 98]: Mir, S.; Elbuluk, M.E.; Zinger, D.S.; "PI and fuzzy estimators for tuning the stator resistance in direct torque control of induction machines", *Power Electronics, IEEE Transactions on Volume 13, Issue 2, March 1998, Page(s):279 – 287.*

[MONT 95]: Monti, A.; Morando, A.P.; Resta, I; Riva, M. ; "Comparing two level GTO-inverter feeding a double star asynchronous motor with a three level GTO-inverter feeding a single star asynchronous motor", *proceedings of EPE'1995, 19-21 September 1995, Sevilla Spain, pp 2.419-2.425.*

[NASH 97]: Nash, J.N.; "Direct torque control, induction motor vector control without an encoder", *Industry Applications, IEEE Transactions on Volume 33, Issue 2, March-April 1997, Page(s):333 – 341.*

[NOVO 00]: Novotny. D., Lipo. T.A.; "Vector control and dynamics of ac drives", Clarendon Press, Oxford 2000.

[ORTE 05]: Ortega, C.; Arias, A.; Del Toro, X.; Aldabas, E.; Balcells, J.; "Novel direct torque control for induction motors using short voltage vectors of matrix converters", *Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005. 32nd Annual Conference of IEEE 6-10 Nov. 2005, Page(s) 6 pp.*

[PARS 04]: Parsa, L.; Toliyat, H.A.; "Sensorless direct torque control of five-phase interior permanent magnet motor drives", *Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting Conference Record of the 2004, IEEE, Volume 2, 3-7 Oct. 2004, Page(s):992 – 999.*

[PELI 96] : Pelissou, C. ; "Contrôle du couple d'une machine asynchrone pour la traction ferroviaire à moyenne et grande vitesse - transitions des modes de commandes et de MLI", *Thèse Doctorat INP Grenoble 1996.*

[PHAN 05]: Phan Quoc Dzung; Le Minh Phuong.; "A New Artificial Neural Network - Direct Torque Control for Matrix Converter Fed Three-Phase Induction Motor", *Power Electronics and Drives Systems, 2005. PEDS 2005. International Conference on Volume 1, 28-01 Nov. 2005, Page(s): 78 – 83.*

[RODR 04]: Rodriguez, J.; Pontt, J.; Kouro, S.; Correa, P.; "Direct torque control with imposed switching frequency in an 11-level cascaded inverter", *Industrial Electronics, IEEE Transactions on Volume 51, Issue 4, Aug. 2004, Page(s):827 – 833.*

[ROYE 94] : Roye, D. ; "Commande Vectorielle de la machine asynchrone, Application à la traction ferroviaire", *Thèse Doctorat INP Grenoble 1994.*

[SAHO 05]: Sahoo, S.K.; Panda, S.K.; Xu, J.X.; "Direct Torque Controller for Switched Reluctance Motor Drive using Sliding Mode Control", *Power Electronics and Drives Systems, 2005. PEDS 2005. International Conference on Volume 2, 28-01 Nov. 2005, Page(s):1129 – 1134.*

[SHI 01]: Shi, R.; Toliyat, H.A.; El-Antably, A.; "A DSP-based direct torque control of five-phase synchronous reluctance motor drive", *Applied Power Electronics Conference and*

Exposition, 2001. APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE, Volume 2, 4-8 March 2001, Page(s): 1077 - 1082 vol.2.

[SIDA 06]: Sidani, Maher.; "Design of Adaptive Controller for Direct Torque Control of Induction Motor ", Doctorate thesis, American university of Beirut, 2006.

[SIVA 06]: Siva Reddy, Y.V.; Vijaya Kumar, M.; Brahmananda Reddy, T.; Amarnath, J.; "Direct torque control of induction motor based on state feedback and variable structure fuzzy controllers", Power India Conference, 2006 IEEE, 10-12 April 2006, Page(s): 5 pp.

[TAKA 86]: Takahashi, I; Noguchi, T.; "A new quick-response and high-efficiency control strategy of on induction motor", IEEE Trans. on IA, Vol. 22, No. 5, Sept\ Octo 1986, pp. 820-827.

[TROU 91] : Trounce, J.C.; Round, S.D.; Duke, R.M.; "Comparison by simulation of three-level induction motor torque control schemes for electrical vehicle applications", Proc. of international power engineering conference, vol. 1, pp. 294-299, May 2001.

[VAEZ 00]: Vaez-Zadeh, S.; Mazarei, G.H.; "Open loop control of hysteresis band amplitudes in direct torque control of induction machines", Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE, Volume 3, 8-12 Oct. 2000 Page(s): 1519 – 1524.

[VAS 90]: Vas, P.; "vector control of ac machines", Oxford university press. 1990.

[VAS 98]: Vas, P.; "Sensorless vector control and direct torque control", Oxford university press. 1998.

[VASU 04]: Vasudevan, M.; Arumugam, R.; "New direct torque control scheme of induction motor for electric vehicles", Control Conference, 2004. 5th Asian, Volume 2, 20-23 July 2004, Page(s): 1377 – 1383.

[XIUC 05]: Xiucheng Dong; Guijuan Wang; Jun Wang; Xiaoxiao Zhao; "Study on application of the asynchronous motor direct torque control based on neural network", Communications, Circuits and Systems, 2005. Proceedings. 2005 International Conference on Volume 2, 27-30 May 2005.

[XUEZ 01]: Xuezh, WU.; Huang, L.: "Direct torque control of three-level inverter using neural networks as switching vector selector", IEEE IAS, annual meeting, 30 September\ 04 October 2001.

[ZAIM-1 99]: **Zaimeddine, R.** ; Kheloui, A.; "Contrôle Direct du Couple par Différentes Stratégies de Commutation d'une Machine asynchrone", 1^{er} Séminaire Maghrébin, « Perspective Développement De L'industrie Minière », Smapdima'99, Université Badj Mokhtar, Annaba.

[ZAIM-2 99]: **Zaimeddine, R.** ; Kheloui, A.; "Nouvelle Approche du Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone", Conférence Maghrébine En Génie Electrique, CMGE'99, Université Badj Mentouri Constantine.

[ZAIM-3 99]: **Zaimeddine, R.** ; Kheloui, A.; "Estimation Floue de la Résistance Statorique Dans le Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone", 2^{Eme} Séminaire National En Génie Electrique, SNGE'99, Université Mokhtar Khider, Biskra.

[ZAIM-4 99]: **Zaimeddine, R.** ; Kheloui, A.; "Estimation du flux par un observateur de Luenberguer Dans le Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone", Séminaire

National de L'automatisme et Electrification des Procèdes Industriels, 7 - 8 Décembre 1999, Université de Boumerdes Faculté des Hydrocarbure et De La Chimie.

[ZAIM-5 99]: Zaimeddine, R. ; “Contribution à l'étude du contrôle direct du couple d'une machine asynchrone sans capteur mécanique – Application au véhicule électrique”, Thèse de Magister, EMP, Ecole Militaire Polytechnique, Alger, 1999.

[ZAIM 00]: Zaimeddine, R. ; Kheloui, A.; “Contrôle vectoriel du couple d'une machine asynchrone sans capteur mécanique”, Symposium International Sur Les Hydrocarbures & la Chimie, du 30 Mai au 01 Juin 2000, Université de Boumerdes, Faculté des Hydrocarbure et de la Chimie.

[ZAIM 04]: Zaimeddine, R. ; Berkouk, E.M.; “A Novel DTC Scheme for a Three – Level Voltage Source Inverter with GTO Thyristors”, SPEEDAM , International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, With an ISBN 88-89389-00-1 / © 2004, Capri from 16 to 18 June 2004, Dipartimento di Ingegneria Elettrica Università di Napoli "Federico II" via Claudio 21, I-80125, Napoli (Italy).

[ZAIM-1 05]: Zaimeddine, R. ; Berkouk, E.M.; “A Novel DTC scheme for a five-level voltage source inverter with GTO thyristors”, SSD 2005, Third IEEE international conference on systems, signal & devices, With an ISBN 9973-959-01-9 / © 2005 / 9885 IEEE, March, 21-24, 2005, pp. 91. Sousse, Tunisia.

[ZAIM-2 05]: Zaimeddine, R.; Berkouk, E.M.; “Two approaches for direct torque control using a three-level voltage source inverter”, IEEE international conference SPPT 2005, St Petersburg Power Tech ' 2005, St Petersburg Russia, June 27-30. 2005, With an ISBN 5-93208-034-0 / © 2005 / IEEE.

[ZAIM-3 05]: Zaimeddine, R. ; Berkouk, E.M.; Kebche, R.; “A Novel Direct Torque Control Scheme Of Double-Star Induction Motors”, 6th International Symposium on Advanced Electromechanical Motion Systems – ELECTROMOTION 2005, September 27-29, 2005 – Lausanne, Switzerland.

[ZAIM-4 05]: Zaimeddine, R.; Berkouk, E.M.; “Direct Torque Control, Induction Motor, Three-Phase Multi-Level Voltage Source Inverters”, JOURNAL WSEAS TRANSACTIONS ON SYSTEMS, Issue 5, Volume 4, may 2005, ISSN 1109-2777.

[ZAIM-5 05]: Zaimeddine, R.; Berkouk, E.M.; “Direct Torque Control of Induction Motors Fed by a Three-Level Voltage Source Inverter”, JOURNAL WSEAS TRANSACTIONS ON SYSTEMS, Issue 6, Volume 4, June 2005, ISSN 1109-2777.

[ZAIM-1 06]: Zaimeddine, R. ; Berkouk, E.M.; “Direct Torque Control of Double-Star Induction Motors”, 5th WSEAS International Conference on SOFTWARE ENGINEERING PARALLEL and DISTRIBUTED SYSTEMS - SEPADS 2006, Madrid, Spain, February 15-17, 2006. With an ISBN: 960-8457-41-6 , ISSN : 1790-5109, ISSN : 1790-5117, / © 2006.

[ZAIM-2 06]: Zaimeddine, R.; Benamrouche, L.; Boumedine, M.S.; Zerroug, A. and Berkouk, E.M.; “Enhanced Direct Torque Control Using A Three–Level Voltage Source Inverter”, International Conference on Engineering and mathematics ENMA 2006, July 10-11, 2006, Bilbao, Spain, July 10-11, 2006, With an ISBN : 84-95809-26-5 / © 2006

[ZAIM-3 06]: Zaimeddine, R. ; Berkouk, E.M.; “Switching Strategies in Direct Torque Control of Double-Star Induction Motors”, JOURNAL WSEAS TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS, Issue 2, Volume 5, February 2006, ISSN 1109-2734.

[ZAIM-1 07]: Zaimeddine, R.; Refoufi, L.; Berkouk, E.M.; “An Improved Direct Torque Control Strategy for Induction Motor Drive”, International Journal of Electrical and Power Engineering. (IJEPE), Volume 1, Number 1, 2007, ISSN: 1990-7958.

[ZAIM-2 07]: Zaimeddine, R. ; Berkouk, E.M.; “A Novel DTC Scheme of Double Star Induction Motors Using Three Level Voltage Source Inverter, Journal of Engineering and Applied Sciences (JEAS), Volume 1, Number 1, 2007, ISSN: 1816-949X.

[ZAIM-3 07]: Zaimeddine, R. ; Berkouk, E.M.; “Fuzzy Resistance Estimator for Enhanced Direct Torque Control of an Induction Motor Fed by Three-Level Voltage Source Inverter”, Accepted for publication in The Mediterranean Journal of Measurement and Control, (MEDJMC).

[ZAIM-4 07]: Zaimeddine, R. ; Berkouk, E.M.; “Enhanced Direct Torque Control Using A Three-Level Voltage Source Inverter”, Accepted for publication in the Asian Power Electronics Journal (APEJ), publication of the Power Electronics Research Center of the Hong Kong Polytechnic University.

[ZAIM-5 07]: Zaimeddine, R.; Berkouk, E.M.; “A Feedback of the Input Voltage in FDTC Control Using a Three-Level NPC-VSI”, American Journal of Applied Sciences (AJAS), "Science Publications", New City, New York, 10956, USA. Vol.4, Issue.7: 417-425, 2007, ISSN: 1546-9239 (print), ISSN: 1554-3641 (online)

[ZAIM-6 07]: Zaimeddine, R. ; Berkouk, Refoufi, L.; Bousalah, M.; “A Scheme of EDTC Control Using a Three-Level Voltage Source Inverter for an Induction Motor”, The IEEE International Symposium on Industrial Electronics – ISIE 2007, Vigo, Spain, from June 4 to 7, 2007. With an ISBN: 1-4244 – 0755 - 9/ © 2007/ IEEE. Page(s): 2250-2255.

[ZHAO 95]: Zhao. Y, Lipo. T.A; “Space vector PWM control of dual three phase induction machine using vector space decomposition”, IEEE Trans. Ind. Appl. Vol. 31 No. 5, pp .1100-1108, Sep/Oct. 1995.

[ZHEN 04]: Zheng Wang; Fengxiang Wang; Ming Zong; Fengge Zhang; “A new control strategy by combining direct torque control with vector control for doubly fed machine”, Power System Technology, 2004. PowerCon 2004. 2004 International Conference on Volume 1, 21-24 Nov. 2004, Page(s): 792 – 795.

[ZIDA 05]: Zidani, F.; Nait-Said, R.; “Direct torque control of induction motor with fuzzy minimisation torque ripple”, Journal of Electrical Engineering, Volume 56, No, 7-8, 2005, Page(s): 183-188.

[ZIDA 06]: Zidani, F.; Diallo, D.; Benbouzid, M.E.H.; Nait-Said, R.; “Direct torque control of induction motor with fuzzy stator resistance adaptation”, IEEE Trans on Energy Conversion, Volume 21, Issue 2, June 2006, Page(s): 619 - 621 .

[ZOLG 97]: Zolghadri, M.R. ; "Contrôle direct du couple des actionneurs synchrones ", Thèse Doctorat INP Grenoble 1997.

[YAOH 05]: Yaohua, Li; Weiguo, Liu; Yanjing, Meng.; Qiangang, Guo.; “Modeling and Simulation Study on Matrix Converter Fed Induction Motor Drive System Implemented by

Direct Torque Control”, *Electrical Machines and Systems, 2005. ICEMS 2005. Proceedings of the Eighth International Conference on Volume 2, 2005*, Page(s):1069 – 1074.

[YONG 05]: Yong Liu; Zhu, Z.Q.; Howe, D.; “Direct torque control of brushless DC drives with reduced torque ripple”, *Industry Applications, IEEE Transactions on Volume 41, Issue 2, March-April 2005*, Page(s): 599 – 608.

ملخص: نظرا للتطور في مجال إلكترونيك القوة و إلكترونيك التحكم ، بالإمكان اليوم الحصول على آلات لا تزامنية ذات قدرات مماثلة لآلات التيار المستمر. لذلك هيكلية جديدة للتحكم موجهة للتطبيقات من نوع الدفع الكهربائي بدون راصد ميكانيكي قد درست، يعني التحكم المباشر للعزم. هذه الطريقة تقدم عدد هام من الإيجابيات مقارنة مع هيكلية التحكم بتدفق مغناطيسي « FOC ». مقارنة بالهيكلية الكلاسيكية بتوجيه التدفق الدوار التي تتطلب معدلات « PI » ، مولد النبضات « PWM » و تحويلات الإحداثيات. التحكم المباشر للعزم يعتبر طريقة جد بسيطة، لا يتطلب إلا مقارنين للعزم والتدفق. وبذلك تحصلنا على قدرات ديناميكية عالية للتدفق و العزم بهيكلية مرنة. هدف هذه الأطروحة هو دراسة هيكلية جديدة بدون رصد ميكانيكي للآلة اللاتزامنية للتمرين الميكانيكي بتغذية متعددة المستويات. نقدم نشر مفهوم التحكم المباشر لعزم آلات اللاتزامنية « DTC ». هذا النشر يعتمد على شعاع التوتر المولد من مختلف المنوبات المتعددة المستويات المستعملة لتغذية الآلة. بذلك قيمة و سرعة دوران شعاع التدفق يمكن التحكم فيهما بكل حرية. سرعة فائقة للعزم و جداول التحويلات مثمينة ممكن الحصول عليهما، الاختيار للائق لأشعة التوتر معتمد على قيمة التدفق و العزم. من جهة أخرى تم تمييز هذه الهيكلية المغذات بتوتر ثلاثي المستويات على أساس المنطق المبهم. في هذه الأطروحة، قدمنا حلول لمشكل تعديل التوتر الموجود في مولد ثلاثي المستويات بسلسلة تحكم التوترات و وضع جسر التعديل عند مدخل المنوب. لمتابعة هذا العمل تم طرح مقدر مقاومة الساكن على أساس المنطق المبهم للتأهيل في الوقت الحقيقي انه عامل رئيسي في هذه الهيكلية. زيادة على ذلك قدمنا هيكلية على أساس نفس الخوارزمي للآلة اللاتزامنية مضاعفة الساكن بالتوتر ثنائي و ثلاثي المستويات. وبذلك تحصلنا على قدرات ديناميكية عالية بمختلف استراتيجيات المطروحة وبهيكلية مرنة بدون جهاز رصد ميكانيكي.

كلمات مفتاحية : التحكم بتوجيه التدفق ، التحكم المباشر للعزم ، منوب متعدد المستويات ، النقطة الحياضية المترابطة ، الآلة اللاتزامنية ، التحكم بدون جهاز رصد ميكانيكي ، المقدرات ، تمييز استراتيجيات التحكم ، المنطق المبهم ، التحكم الشعاعي لمنوب التوتر ، تعديل التوتر ، آلة لا تزامنية مضاعفة الساكن.

Résumé: Grâce au développement de l'électronique de puissance et de l'électronique de commande, il est aujourd'hui possible d'obtenir des machines asynchrones aussi performantes que des machines à courant continu. Ainsi, une nouvelle structure de contrôle destinée aux applications type traction électrique sans capteurs mécaniques est étudiée, il s'agit du Contrôle Direct du Couple. Cette technique présente de nombreux avantages par rapport à la structure classique de commande vectorielle par flux orienté (FOC). En effet alors que cette dernière nécessite généralement trois boucles de régulation, un générateur de courant à MLI et des transformations de coordonnées, la DTC n'exige qu'une paire de comparateurs à hystérésis pour effectuer un contrôle dynamique du flux et du couple. L'objectif de cette thèse est l'étude d'une nouvelle structure de contrôle sans capteur mécanique de la machine asynchrone pour un entraînement électrique avec une source de tension multi niveaux. Nous proposons une extension du concept de Commande Directe de Couple (DTC) d'une machine asynchrone, cette extension porte sur la génération du vecteur tension appliqués à la machine alimentée par des onduleurs multi niveaux. Alors, l'amplitude et la vitesse de rotation du vecteur flux peuvent être contrôlées librement. Haute dynamique du couple et des tables de commutation optimales peuvent être obtenues, la sélection adéquate des vecteurs tension est basée sur la valeur du flux statorique et du couple. Dans une autre partie, une optimisation de l'algorithme DTC à trois niveaux a été effectuée sur la base de la logique floue. Dans cette thèse, nous avons proposé des solutions aux problèmes d'équilibrage des tensions rencontrés dans les onduleurs à trois niveaux à structure NPC à savoir une chaîne d'asservissement de ces tensions et l'introduction d'un pont d'équilibrage à l'entrée de l'onduleur. Dans la continuité de ce travail, un estimateur de la résistance statorique à base de la logique floue a été proposé pour adapter en temps réel ce paramètre qui est fondamental dans la DTC. En plus, nous avons proposé une structure du contrôle à base de DTC pour une machine asynchrone à double stator alimentée par des onduleurs à deux niveaux et à trois niveaux. Des simulations sont effectuées pour valider chaque approche développée. Les résultats obtenus se traduisent par de meilleures performances dynamiques du couple et du flux sans le recours à un capteur mécanique.

Mots clés: Contrôle par orientation du flux, Contrôle direct du couple, onduleurs multi niveaux, convertisseurs à structure NPC, Moteur asynchrone, Commande sans capteurs, Estimateurs de flux, Optimisation des stratégies de commutation, commande par la logique floue, Commande vectorielle des onduleurs de tension, équilibrage de potentiel, machine asynchrone à double stator.

ABSTRACT: With development of power electronics and signal electronics, drives for induction machines, can have performances as good as DC drives. Thus, a new scheme of control destined to the applications type electric traction without mechanical sensors is studied; it is about the Direct Torque Control. Compared to classical Field Oriented Control (FOC), which necessitates generally three feedback loops with PI regulators, a current-regulated PWM converter, and two coordinate transformations, Direct Torque Control (DTC) uses only a couple of hysteresis comparators to perform both torque and flux dynamic control. The object of this thesis is to study a new control structure for sensorless induction machine dedicated to electrical drives using a multilevel voltage source inverter (VSI). We propose to extend the Direct Torque Control concept, this extension concerns voltage vector generation for an induction machine fed by multi-level inverter. Then, the amplitude and the rotating velocity of the flux vector can be controlled freely. Both fast torque and optimal switching logic can be obtained. The adequate selection of the voltage vectors is based on the value of the stator flux and the torque. In another part, an optimization of the DTC algorithm with three-level VSI has been studied on the basis of the fuzzy logic. In this thesis, we proposed a solution to solve the problems of voltage balancing of three-level VSI-NPC. These solutions used a feedback to regulate the inputs voltage of a three-level inverter VSI NPC and introduction of a clamping bridge. In addition, we proposed a DTC scheme for a double star induction machine using two-level and three-level VSI. All approaches are simulated for an induction motor. Simulation results are carried out to validate the proposed approaches. The results obtained with DTC structure show superior performances over the FOC without need to any mechanical sensor.

Key words: Field Oriented Control, Direct Torque Control, Multi-Level Inverter, Neutral-Point Clamped, Induction Motor, Sensorless Vector Control, Flux Estimators, Switching Strategy Optimisation, Fuzzy Control, Vector Control of Inverters, voltage balancing, double star induction machine.