

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

UNIVERSITE DE BATNA
FACULTE DES SCIENCES DE L'INGENIEUR
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

THÈSE

Présentée par

Leila MOUSSAOUI

(Ing., Magister en électrotechnique, Maître assistante chargée de cours à l'université de Sétif)

Pour obtenir le titre de

Docteur En Sciences

Thème

ÉTUDE DE LA COMMANDE DE L'ENSEMBLE MACHINE ASYNCHRONE- ONDULEUR À SOURCE DE COURANT :

- RÉDUCTION DES ONDULATIONS DU COUPLE
- DÉVELOPPEMENT DE SCHÉMAS DE MODULATION VECTORIELLE (SVM) DES COURANTS

Soutenu le 05/12/2007 Devant le jury composé de :

| | | | |
|----------------|------------------------------|--------------|-------------------|
| R. Abdessemed | <i>Professeur</i> | Univ. Batna | <i>Président</i> |
| A. Moussi | <i>Professeur</i> | Univ. Biskra | <i>Rapporteur</i> |
| M-S. Boucherit | <i>Professeur</i> | ENP. Alger | <i>Examineur</i> |
| S. Belkhiat | <i>Maître de conférences</i> | Univ. Sétif | <i>Examineur</i> |
| M. Kadjoudj | <i>Maître de conférences</i> | Univ. Batna | <i>Examineur</i> |
| M. Tadjine | <i>Professeur</i> | ENP. Alger | <i>Examineur</i> |

: - :

- تموجات المزدوجة
- تطوير مخططات للتعديل أشعاعي (SVM) للتيارات

كلمات مفاتيح

بساطة وصلابة موجات التيار (CSI's)، بالإضافة إلى المحاسن الملازمة للمحركات الغير متزامنة ذات التحكم أشعاعي، تجعل من تنسيق هذه العناصر في نظام تشغيل موحد، حل جذاب من الناحية التقنية.

وعليه، تمت دراسة مكنة غير متزامنة (أو مكنة تحريضية) مغذاة بموج تيار (CSI) ذاتي التبديل تسلسليا ومكون من أنصاف نواقل ذات قدرة على التبديل On-Off، كما تم اقتراح تحكم شعاعي غير مباشر (IFOC) لضبط سرعة التشغيل.

غير أن، كفاءة التحكم في السرعة لهذا النوع من النظم يمكن أن تتأثر سلبيا بسبب الطبيعة التمرجية العالية للمزدوجة داخل المحرك الغير متزامن. هذه الاهتزازات التمرجية للمزدوجة ناتجة أساسا عن تيار الساكن للمحرك الذي يأخذ شكل شبه مربع والذي قد يؤدي إلى دوران اهتزازي داخل المحرك، خاصة عند السرعات المنخفضة جدا.

وعليه، من أجل الحصول على تحكم مرن للمزدوجة مع تموجات ضعيفة وتردد للسرعة ضئيل، استوجب أولا تحليل المظاهر المسؤولة عن توليد تموجات المزدوجة، بعدها تمت هيكلة نظام التشغيل الكلي، تحضير نموذج كل جزء وتقييم توليد تموجات أو نبضات المزدوجة حيث تم فحصه بشكل جيد. تبعا، تم اقتراح تخفيض توافقات التيار كطريقة لحذف تموجات المزدوجة الملاحظة في موج التيار المغذي للألة غير المتزامنة عند السرعات المنخفضة، وذلك باستعمال تقنية فعالة مثل تعديل عرض النبضة (MLI) المطبق على تيار المحرك.

من أجل دراسة هذا النظام، تم اقتراح تقنيتين لتعديل عرض النبضة (MLI) ذاتا موجات حاملة و من ثمة دراستها ومقارنتها بواسطة تمثيل عددي لمحرك غير متزامن ذو قفص سنجابي مغذى بموج تيار. بالمقارنة مع النتائج المحصل عليها مع طريقة التعديل التقليدية المعرفة بموجتين حاملتين (MLISC)، أثبتت نتائج التمثيل بان تقنية التعديل الجيبية المقترحة (MLISP) قد سمحت بتحسين استجابة النظام، التحكم في المزدوجة وإنقاص تموجات المزدوجة من أجل جميع قيم السرعات.

يهتم الجزء الثاني من هذا العمل بتخفيض حدة تموجات المزدوجة والتحسين في النتائج القياسية للنظام وذلك باستعمال التعديل الشعاعي للتيارات (SVPWM ou SVM).

عملياً، الطريقة SVM المطبقة على موج التيار هي تقنية مناسبة وإن كانت في حلقة مفتوحة، ومقارنة بـ MLI الجيبية (MLIS)، فإن التعديل الشعاعي يوفر قدرة كبيرة للموج ويحسن من الخصائص التوافقية المرافقة.

تمت دراسة النموذج الناتج باستعمال التمثيل العددي، حيث تم تقييم ومناقشة النتائج المحصل عليها باستعمال طريقتي التعديل السابقتين حيث استنتجنا أن التحكم المقترح والمعتمد على مخطط تعديل SVM قد منح نتائج قياسية أفضل عند السرعات المنخفضة والمرتفعة مع الاحتفاظ بالنتائج القياسية الديناميكية الجيدة للتحكم الشعاعي (IFOC). إضافة إلى ذلك، سمحت هذه التقنية بالتقليل من ضياعات التبديل وتوليد تموجات ضعيفة للمزدوجة بمقدار يكافئ التموجات المنتجة في حالة استعمال التعديل MLISP الذي تطلب عدد أكبر لعمليات التبديل. من جهة أخرى، وبفضل استعمال تقنية التعديل الجديدة، تم التخلص من مشكل ازدواج مركبتي التيار $d-q$. بالإضافة إلى ذلك تمت دراسة تأثير تغيير عناصر الآلة على النتائج القياسية للتحكم الشعاعي للمحرك غير المتزامن من أجل طريقتي التعديل المقترحتين.

و لقد خلصت الدراسة كذلك إلى أن التقليل من المركبات الأساسية لتموجات المزدوجة الناتجة عند استعمال طرق التعديل المقترحة في حالة الحلقة المفتوحة، لم يكن معتبراً بشكل كافي، مما يؤكد بأن تخفيض توافقات التيار لا يعطي التأثير المرغوب فيه لتقليل تموجات المزدوجة.

كلمات مفاتيح: - المحرك غير المتزامن، التحكم الشعاعي، تموجات المزدوجة، موج التيار، MLI ذات موجات حاملة، تعديل شعاعي.

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

هَذَا مِنْ فَضْلِ رَبِّي

سورة النمل الآية 40

وَقُلْ رَبِّ زِدْنِي عِلْمًا

سورة طه الآية 114

صَدَقَ اللَّهُ الْعَظِيمُ

ÉTUDE DE LA COMMANDE DE L'ENSEMBLE MACHINE ASYNCHRONE-ONDULEUR À SOURCE DE COURANT :

- RÉDUCTION DES ONDULATIONS DU COUPLE
- DÉVELOPPEMENT DE SCHEMAS DE MODULATION VECTORIELLE (SVM) DES COURANTS

Par

Leila MOUSSAOUI

RÉSUMÉ et MOTS-CLÉS

La simplicité et la robustesse des onduleurs à source de courant (CSI's), ainsi que les avantages inhérents des moteurs asynchrones commandés vectoriellement, rend la combinaison de ces éléments dans un système d'entraînement une solution attrayante.

Ainsi, une machine asynchrone (ou une machine à induction) alimentée par un onduleur de courant (CSI), auto séquentiellement commuté et composé par des semi-conducteurs ayant des possibilités de commutation On-Off, a été étudiée et une commande vectorielle indirecte (IFOC) est proposée pour commander la vitesse d'entraînement.

Néanmoins, les performances de la commande de vitesse d'un tel système peut être détériorées par la sévère nature pulsatoire du couple dans le moteur à induction. Ces ondulations du couple sont principalement causées par le courant statorique de forme d'onde quasi-carrée et qui peut provoquer des rotations de type jerks, dans l'arbre du moteur, spécialement pour les très faibles vitesses.

Alors, afin de réaliser un contrôle souple du couple avec un couple pulsatoire réduit et une vibration de vitesse réduite au minimum, les phénomènes responsables de la génération des ondulations du couple ont été analysés d'abord. Après, la configuration du système d'entraînement complet est considérée, le modèle de chaque partie a été dérivé et l'évaluation de la production des ondulations du couple est ainsi bien vérifiée. Par la suite, une réduction des harmoniques du courant a été proposée, comme un moyen d'élimination des pulsations du couple observées dans l'onduleur de courant alimentant la machine à induction à faible vitesse. Ceci est réalisé en utilisant une méthode efficace telle que la modulation de largeur d'impulsion (MLI) appliquée pour les courants de ligne du moteur.

Pour étudier ceci, deux méthodes MLI à onde(s) porteuse(s) sont proposées, développées et comparées au moyen d'une simulation numérique pour un moteur à induction à cage d'écureuil de 4 kilowatts alimenté par un onduleur de courant. Les résultats de simulation prouvent que la

stratégie de modulation sinusoïdale proposée (MLISP), avec une onde porteuse, améliore beaucoup la réaction ou la réponse du système, la commande du couple et la réduction des ondulations du couple pour toute la gamme de vitesse (faibles et grandes vitesses) par comparaison à celles obtenues avec la méthode de modulation classique caractérisée par deux ondes porteuses (MLISC).

La deuxième partie de ce travail cherche la minimisation des pulsations du couple et l'amélioration des performances du système en employant la modulation vectorielle des courants (SVPWM ou SVM).

En fait, la méthode SVM appliquée à un onduleur de courant est une stratégie, de modulation des courants, adéquate même en boucle ouverte. Comparée à la MLI sinusoïdale (MLIS), la modulation vectorielle fournit la grande capacité d'onduleur et améliore les caractéristiques harmoniques.

L'efficacité du modèle résultant a été évaluée en utilisant la simulation numérique et les résultats obtenus avec les deux stratégies de modulation sont donnés et discutés. On a conclu que la commande proposée basée sur des schémas de modulation SVM a produit de meilleures performances à faible et grande vitesse tout en gardant les bonnes performances dynamiques de la commande à flux orienté. Elle permet également de réduire les pertes de commutation tout en réalisant de faibles ondulations du couple et oscillations de vitesse assez comparables à celles produites par la modulation MLISP avec un nombre de commutation plus élevé. En outre, par suite de la nouvelle stratégie de modulation, le problème de couplage des composantes $d-q$ des courants est totalement éliminé. De plus, l'influence de changement des paramètres sur les performances de la commande vectorielle du moteur à induction a été présentée pour les deux méthodes de modulation.

Néanmoins, la minimisation des composantes fondamentales des ondulations du couple, obtenue par les méthodes de modulation proposées en boucle ouverte n'était pas suffisamment importante, ce qui confirme que la méthode de réduction des harmoniques du courant est improbable pour avoir l'effet désiré pour l'atténuation des ondulations du couple.

Mots-clés: moteur asynchrone, commande vectorielle, ondulations du couple, onduleur de courant, MLI à onde(s) porteuse(s), modulation vectorielle.

*« Le trop d'expédients peut gâter une affaire ;
On perd du temps au choix,
On tente, on veut tout faire,
N'en ayons q'un, mais qu'il soit bon. »*

*« Too many options: that's a recipe for losing;
They all look good, but precious time is lost in choosing,
Have just one plan, but that one sound. »*

La Fontaine. Fabl. IX, 14

DEDICACE

À la mémoire de ma Mère, mon frère Farés, mon neveu Aimen.... en guise d'hommage posthume.... Qu' ALLAH ait leurs âmes.

À mon cher Père, Qu' ALLAH le garde....

À tout mes chers Frères, Soeurs et Belles Soeurs

À tout mon entourage familial

À tout mes chers nièces et neveux : Sarah, Mouna, Alae, Meriem, Ferial,
Marwa, Krimo, Akram, Rania, Youssra.

À tout mes amies

Enfin,

À tout ceux qui sèment l'espoir et non le désespoir

À tout qui sèment l'amour et non la haine

À tout qui sèment la paix et à jamais

Dans le coeur des milliers d'algériennes et d'algériens

À tout, je dédie cette Thèse

Leila MOUSSAOUI

AVANT-PROPOS

Tout d'abord, je dois une énorme dette de gratitude à mon encadreur ; Ammar Moussi, Professeur à l'Université de Biskra, pour le sien appui, conseils, commentaires et encouragement pendant mes études graduées. Il a été à l'origine de ce travail. Son aide et son soutien m'ont été précieux. Je tiens à le remercier pour m'avoir encadrer et en particulier pour ses remarques judicieuses.

Que Mr Rachid. Abdessemed, Professeur au Département d'Électrotechnique à l'Université de Batna, trouve ici l'assurance de mon respect pour l'honneur qu'il me fait en acceptant la présidence du jury de ma thèse. Il m'est aussi très agréable de témoigner ma grande reconnaissance à lui pour ses conseils et ses recommandations.

Je tiens à exprimer mes vifs remerciements à Mr Med- Seghir. Boucherit, Professeur à l'École National Polytechnique (ENP. Alger), qui a accepté de se déplacer pour participer à mon jury et d'avoir examiné mon travail.

Mes vifs remerciements vont également à Mr Saâd. Belkhiat, Maître de Conférences à l'Université de Sétif, pour avoir accepté de se déplacer pour faire partie de mon jury et de consacrer une partie de son temps pour analyser ma thèse.

À Mr Mohamed. Kadjoudj, Maître de Conférences au Département d'Électrotechnique à l'Université de Batna, je désire exprimer mes plus vifs remerciements pour avoir accepté d'examiner ce manuscrit. J'adresse à lui aussi une reconnaissance toute particulière pour m'avoir fait bénéficié de son aide.

Mes remerciements et mon grand respect s'adressent également à Mr Mohamed. Tadjine, Professeur à l'École National Polytechnique (ENP. Alger), qui a eu l'amabilité d'accepter de se déplacer pour faire partie de mon jury et d'avoir révisé ma thèse.

De même, ma première pensée s'adresse à tout ceux qui ont soutenu et contribué activement à ce travail ; Parents, Frères, Soeurs, Belles Soeurs, Beaux frères.... Je tiens à leur exprimer ma profonde gratitude, et d'une manière primordiale, pour tout ce qu'ils ont fait pour moi. Notamment à mes parents en signe de respect et de reconnaissance pour tout l'amour, l'affectation et le sacrifice dont ils ont fait preuve. Également pour le soutien moral et physique qu'il m'ont toujours disposé que je termine mes études. Ils m'ont poussé dans toutes mes études graduées, et je dois certainement tous de mon succès à leur appui et conseils affectueux. « Pardon (Mère et Père) et merci beaucoup »

Je tiens aussi à citer tous les membres de famille, pour certains ; leur sympathie et amours, pour d'autres ; conseils et patience, qui m'ont permis de surmonter les difficultés rencontrées. À tous mes membres aimés de famille, qui me donnent toujours des inspirations fortes, des appuis moraux, et des suggestions utiles. Je leur adresse un merci à part car leur aide m'a grandement facilité la tâche.

Un grand merci particulier à mon cher Père qu'il trouve ici toutes mes reconnaissances pour son aide, ses conseils et sa patience.

Avec beaucoup d'amour et de gratitude, je veux remercier mes frères, Dr Abdel Hamid, Tarek et Ahmed Hichem ; pour leurs aides, encouragements et appuis dans mes études tout au long de ces années. Je voudrais aussi remercier, ma cousine ou ma Belle Soeur 'Bakiki', de m'avoir aidé par sa présence, son écoute et ses conseils durant les moments difficiles. Sans eux, la démarche de mes études n'aurait jamais commencée.

Je voudrais également remercier tout mes amies, Saliha, Karima, Assia, Sabrina,... pour leur soutien moral qu'elles m'ont apporté. Leur amitié a fourni une base pour l'accomplissement de cette thèse. J'aime les merveilleux événements que nous avons vécus ensemble.

En fin je dois citer toutes les personnes qui ont, de près ou de loin, professionnellement ou non, participé à ces quelques années de travail serait trop long et je risquerais d'oublier certain : « Je vous adresse cependant une pensée amicale, certaine que vous vous reconnaissez »

En conclusion, mais d'une manière primordiale, je dois remercier ma merveilleuse Mère 'Oumi' (qu'ALLAH ait son âme), que j'ai aimé et j'aime toujours chèrement. Elle était et elle est toujours ma source éternelle d'inspiration dans chaque aspect et chaque moment de ma vie. Je veux la remercier de son amour, conseils, patience, sacrifices et appuis pendant les trente ans que j'ai vécu avec elle. Je dois reconnaître que « Sans votre compréhension et dévotion, ce travail présenté n'aurait pas vu le jour »

Leila MOUSSAOUI

SOMMAIRE

| | |
|------------------------------------|-------|
| كلمات مفاتيح | iii |
| Résumé et Mots-clés | vi |
| Avant- Propos | xi |
| Sommaire | xiii |
| Liste des Figures & Tableaux | xviii |
| Notations et Symboles | xxii |

Introduction Générale

| | |
|---|----|
| 0.1 MOTIVATION ET VUE D'ENSEMBLE DE LITTÉRATURE | 3 |
| 0.2 OBJECTIF | 8 |
| 0.3 STRUCTURE DU MÉMOIRE | 10 |

Chapitres :

1. Chaîne d'Entraînement Asynchrone à Vitesses Variables

| | |
|--|----|
| 1.1. INTRODUCTION | 13 |
| 1.2. LA CHAÎNE D'ENTRAÎNEMENT | 14 |
| 1.2.1. LES DISPOSITIFS | 14 |
| 1.2.1.1. Le Moteur | 14 |
| 1.2.1.2. Les Capteurs | 15 |
| 1.2.1.3. Le Redresseur | 16 |
| 1.2.1.4. L'onduleur | 16 |
| 1.2.1.4.1 Onduleur de Tension (VSI) | 17 |
| 1.2.1.4.2 Onduleur ou Commutateur de Courant (CSI) | 19 |
| 1.2.2. LES MODELES POUR LA COMMANDE | 22 |
| 1.2.2.1. Modèle du Moteur | 22 |
| 1.2.2.2. Modèles des Convertisseurs | 22 |
| 1.2.2.3. Modèles des Capteurs | 23 |
| 1.3. LA COMMANDE | 23 |
| 1.3.1. TECHNIQUES DE MODULATION | 24 |
| 1.3.1.1. Onduleur Triphasé de Tension à MLI (PWM-VSI) | 25 |
| 1.3.1.1.1 La MLI Intersective ou la Modulation Phase par Phase | 25 |
| 1.3.1.1.2 La MLI Vectorielle | 26 |
| 1.3.1.1.3 La MLI Précalculée | 28 |

| | |
|--|----|
| 1.3.1.2. Onduleur Triphasé de Courant à MLI (PWM-CSI) | 28 |
| 1.3.1.2.1 La MLI Intersective | 29 |
| 1.3.1.2.2 La MLI Vectorielle | 30 |
| 1.3.1.2.3 La MLI Précalculée | 31 |
| 1.3.2. TECHNIQUES DE COMMANDE | 33 |
| 1.3.2.1. Application à L'onduleur de Tension | 34 |
| 1.3.2.1.1 L'algorithme V/f Constant | 34 |
| 1.3.2.1.2 L'algorithme Vectoriel (FOC) | 34 |
| 1.3.2.1.3 L'algorithme de Contrôle Direct du Couple (DTC) | 36 |
| 1.3.2.2. Application à L'onduleur de Courant | 37 |
| 1.3.2.2.1 Algorithme Scalaire | 37 |
| 1.3.2.2.2 L'algorithme Vectoriel (FOC) | 38 |
| 1.3.2.2.3 L'algorithme de Commande Directe du Couple (DTC) | 39 |
| 1.4 CONCLUSION | 40 |

2. Association Moteur Asynchrone/Onduleur de Courant

| | |
|--|----|
| 2.1. INTRODUCTION | 42 |
| 2.2. ONDULEUR DE COURANT TRIPHASÉ (CSI) À UN CRÉNEAU PAR ALTERNANCE | 42 |
| 2.2.1. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT ET FORMES D'ONDES | 44 |
| 2.2.2. CARACTERISTIQUES DE L'ONDULEUR DE COURANT CONVENTIONNEL | 46 |
| 2.3. ALIMENTATION D'UN MOTEUR ASYNCHRONE | 47 |
| 2.3.1. ONDULEUR DE COURANT À THYRISTORS AUTO-COMMUTÉS | 49 |
| 2.3.2. ONDULEURS DE COURANT A THYRISTORS AVEC PONT AUXILIAIRE DE COMMUTATION | 49 |
| 2.3.3. ONDULEUR DE COURANT A GTO'S AVEC CIRCUIT D'ÉCRÊTAGE | 50 |
| 2.3.4. ONDULEURS DE COURANT AVEC DERIVATION DE CAPACITES À L'ENTREE DU MOTEUR | 51 |
| 2.3.4.1 L'onduleur à Thyristors | 52 |
| 2.3.4.2 L'onduleur à GTO's symétriques | 52 |
| 2.4. INTERACTION ONDULEUR/MOTEUR ASYNCHRONE | 53 |
| 2.4.1. HARMONIQUES DE COURANT ET DE FLUX DANS LE MOTEUR ASYNCHRONE | 53 |
| 2.4.2. HARMONIQUES PULSATOIRES DU COUPLE | 54 |
| 2.4.3. BRUIT ACOUSTIQUE | 54 |
| 2.4.4. FONCTIONNEMENT EN REGIME DESEQUILIBRE | 55 |
| 2.4.5. COURANT DE FOUCAULT ET EFFET DE PEAU | 55 |
| 2.4.6. L'ETAT MAGNETIQUE DE LA MACHINE | 55 |
| 2.4.7. EFFICACITE DU MOTEUR | 56 |
| 2.5. CONCLUSION | 56 |

3. Ondulations du Couple dans une Machine Asynchrone

| | |
|---|----|
| 3.1. INTRODUCTION | 58 |
| 3.2. L'ORIGINE DES ONDULATIONS DU COUPLE | 58 |
| 3.2.1. LES COUPLES HARMONIQUES CONSTANTS | 59 |
| 3.2.2. LES HARMONIQUES PULSATOIRES DU COUPLE | 59 |
| 3.3. LES ONDULATIONS DU COUPLE POUR UNE ALIMENTATION EN CRÉNEAUX DE COURANT | 60 |
| 3.4. EXPRESSION HARMONIQUE DU COUPLE | 63 |
| 3.4.1. EXPRESSION DES PULSATIONS DU COUPLE À PARTIR DU DIAGRAMME DES PHASEURS | 64 |
| 3.4.2. HARMONIQUES DE COUPLE INDUITS PAR LES COMPOSANTS HARMONIQUES DU COURANT | 67 |
| 3.5. PRINCIPE D'ÉLIMINATION DES PULSATIONS DU COUPLE | 69 |
| 3.5.1. MÉTHODE DE CONTROLE DE LA VALEUR INSTANTANÉE DU COURANT | 69 |
| 3.5.2. MÉTHODE DE MODULATION MLI DU COURANT | 70 |
| 3.5.3. MONTAGES À INDICE DE PULSATION SUPERIEUR À 6 | 72 |
| 3.6. DISCUSSION DES RÉSULTATS D'ANALYSE HARMONIQUES DU COUPLE | 73 |
| 3.7. CONCLUSION | 75 |

4. Description du Système d'Entraînement Globale : Mode de Fonctionnement à Six États de Commutation

| | |
|---|----|
| 4.1. INTRODUCTION | 77 |
| 4.2. LE CIRCUIT DE PUISSANCE | 77 |
| 4.3. LA CONFIGURATION DU SYSTÈME D'ENTRAÎNEMENT | 78 |
| 4.3.1. LE MODÈLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE | 79 |
| 4.3.2. LA COMMANDE VECTORIELLE | 80 |
| 4.3.3. COMMANDE INDIRECTE À FLUX ORIENTÉ | 82 |
| 4.3.4. REDRESSEUR COMPLÈTEMENT CONTRÔLÉ | 83 |
| 4.3.5. ONDULEUR DE COURANT | 85 |
| 4.4. COMPORTEMENT DU SYSTÈME D'ENTRAÎNEMENT AVEC LE MODE DE FONCTIONNEMENT À SIX ÉTATS DE COMMUTATION | 87 |
| 4.4.1. DÉMARRAGE À VIDE PUIS UNE PERTURBATION DE CHARGE (À GRANDE VITESSE) | 87 |
| 4.4.2. INVERSION DU SENS DE ROTATION (À GRANDE VITESSE) | 90 |
| 4.4.3. LE FONCTIONNEMENT EN RÉGIME PERMANENT À VITESSE RÉDUITE (À VIDE) | 93 |
| 4.5. CONCLUSION | 96 |

5. Évaluation des Performances du Système et de la Réduction des Pulsations du Couple avec l'Application de la Modulation Sinusoïdale

| | |
|---|-----|
| 5.1. INTRODUCTION | 98 |
| 5.2. SCHÉMAS DE MODULATION EN BO | 98 |
| 5.3. MLI À ONDE(S) PORTEUSE(S) | 99 |
| 5.3.1. MLI SINUSOÏDALE À 2 ONDES PORTEUSES (MLISC) | 101 |
| 5.3.1.1. Détermination des Intervalles de Conduction | 101 |
| 5.3.1.2. Expressions des Courants et Tensions | 103 |
| 5.3.1.3. Exemple de Tracé des Formes d'Ondes | 106 |
| 5.3.1.4. Caractéristiques de l'Onduleur du Courant avec la MLISC | 107 |
| 5.3.2. MLI SINUSOÏDALE À 1 ONDE PORTEUSE (MLISP) | 110 |
| 5.4. GÉNÉRATION DES SIGNAUX DE COMMANDE | 115 |
| 5.5. RÉSULTATS DE SIMULATION ET DISCUSSION | 116 |
| 5.6. CONCLUSION | 124 |

6. La Modulation Vectorielle Appliquée pour un Onduleur de Courant : Réduction des Ondulations du Couple et Amélioration des Performances du Système

| | |
|--|-----|
| 6.1. INTRODUCTION | 126 |
| 6.2. LES VECTEURS COURANT | 127 |
| 6.3. LA MLI VECTORIELLE | 130 |
| 6.3.1. DESCRIPTION DE LA MÉTHODE | 130 |
| 6.3.2. LA DÉTERMINATION DU SECTEUR | 135 |
| 6.3.3. LES LIMITES DE VALIDITÉ DE LA MLI VECTORIELLE | 136 |
| 6.3.4. LA SÉLECTION DES SÉQUENCES DE COMMUTATION | 138 |
| 6.3.5. LES SCHÉMAS DE MODULATION | 139 |
| 6.3.5.1. Les SVM's Symétriquement Générées | 142 |
| 6.3.5.2. Les SVM's Asymétriquement Générées | 143 |
| 6.3.6. CALCUL DES INSTANTS DE COMMUTATION | 146 |
| 6.4. COMPARAISON DES DIFFÉRENTES SÉQUENCES DE COMMUTATION | 148 |
| 6.5. SIMULATION DU SYSTÈME D'ENTRAÎNEMENT COMPLET | 151 |
| 6.5.1. LES PERFORMANCES STATIQUES ET DYNAMIQUES DU SYSTÈME | 152 |
| 6.5.2. LE FONCTIONNEMENT À VITESSE NULLE | 162 |
| 6.5.3. LE FONCTIONNEMENT EN MODE DÉFLUXÉ | 162 |
| 6.5.4. SENSIBILITÉS AUX PARAMÈTRES MACHINE | 163 |
| 6.5.5. L'EFFET DE QUELQUES PARAMÈTRES DU SYSTÈME; I_d, C_F et T_s | 165 |
| 6.6. CONCLUSION | 167 |

| | |
|---|-----|
| Conclusion Générale | 170 |
| Bibliographie | 174 |
| Annexes : | |
| A. MODÉLISATION VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE | |
| A.1. LE MODÈLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE | 185 |
| A.1.1. Nouvelles Équations Électriques dans le Repère $\alpha-\beta$ | 187 |
| A.1.2. Expression du Couple | 190 |
| A.1.3. La Transformation de Park | 190 |
| A.1.4. Le Modèle de Park | 191 |
| A.1.5. Équations Mécaniques | 191 |
| A.2. REPRÉSENTATION D'ÉTAT | 191 |
| A.2.1. Modèle en Tension | 192 |
| A.2.2. Modèle en Courant | 194 |
| B. LA COMMANDE PAR FLUX ORIENTÉ D'UNE MACHINE ASYNCHRONE (LA COMMANDE VECTORIELLE) | |
| B.1. PRINCIPE ET FONCTIONNEMENT THÉORIQUE | 197 |
| B.1.1. Concept d'orientation vectorielle du flux rotorique | 197 |
| B.1.2. L'orientation du repère $d-q$ | 199 |
| B.1.3. Contrainte de découplage entre les axes d et q | 201 |
| B.1.4. Effet de variation des paramètres rotoriques sur l'orientation du flux | 202 |
| B.2. ANALYSE FONCTIONNELLE | 203 |
| B.2.1. Structure générale de la commande à flux orienté | 203 |
| B.2.2. Estimateurs de flux | 204 |
| B.2.2.1. Commande directe | 204 |
| B.2.2.2. Commande indirecte | 204 |
| B.2.3. Bloc de commande indirecte à flux orienté (<i>IFOC</i>) | 205 |
| B.2.4. Bloc de commande de vitesse par orientation du flux | 206 |
| C. SPÉCIFICATIONS DES PARAMÈTRES DU SYSTÈME | |
| D. RÉPONSES DU SYSTÈME AVEC LES DIFFÉRENTS SCHÉMAS DE MODULATION VECTORIELLE | |
| D.1. RÉSULTATS DE SIMULATION | 212 |
| D.2. CRITÈRES DE PERFORMANCE | 217 |
| D.2.1. Courants Harmoniques | 217 |
| D.2.2. Facteur d'Harmonique | 218 |
| D.2.3. Distorsion Totale d'Harmonique | 218 |
| D.2.4. Perte d'Harmonique et Distorsion du Couple | 218 |
| D.2.5. Pertes de Commutation | 218 |

LISTE DES FIGURES & TABLEAUX

| | | |
|-------------|--|----|
| Figure 1.1 | Chaîne d'entraînement électrique à moteur à CA | 13 |
| Figure 1.2 | Alimentation à fréquence variable d'un moteur à CA | 16 |
| Figure 1.3 | a) Onduleur de tension à trois bras, b) Tension MLI entre deux phases du moteur avec fondamental de tension | 17 |
| Figure 1.4 | Interrupteur de puissance avec IGBT et diode | 18 |
| Figure 1.5 | Onduleur de courant à trois bras | 19 |
| Figure 1.6 | Modes de fonctionnement d'un onduleur de courant : a) Utilisation d'un pont redresseur à contrôle de phase, b) Utilisation d'un pont redresseur à diodes et un hacheur | 20 |
| Figure 1.7 | Vecteur tension de la MLI intersective | 25 |
| Figure 1.8 | Repères diphasés équivalents de la machine asynchrone | 26 |
| Figure 1.9 | a) Représentation des vecteurs tensions réalisables par l'onduleur b) Projection du vecteur à réaliser sur ses deux vecteurs adjacents | 27 |
| Figure 1.10 | Reconstitution des signaux de commande | 27 |
| Figure 1.11 | Détermination des intervalles de conduction des six interrupteurs avec la modulation intersective | 30 |
| Figure 1.12 | Représentation des neuf états de commutations d'un onduleur de courant | 31 |
| Figure 1.13 | Un exemple de forme d'ondes obtenue avec la modulation calculée | 32 |
| Figure 1.14 | Exemple de contrôle V/f constant | 34 |
| Figure 1.15 | Schéma de base de la commande vectorielle directe (DFOC) | 35 |
| Figure 1.16 | Schéma de base de la commande vectorielle indirecte (IFOC) | 35 |
| Figure 1.17 | Schéma de base de la commande directe du couple (DTC) | 37 |
| Figure 1.18 | Commande scalaire d'une MAS alimentée par un onduleur de courant | 38 |
| Figure 1.19 | Exemple d'autopilotage en fréquence de la MAS alimentée par un CSI | 38 |
| Figure 1.20 | Commande DTC pour la MAS alimentée par un onduleur de courant | 39 |
| Figure 2.1 | Circuit de puissance général d'un onduleur de courant | 42 |
| Figure 2.2 | Topologie d'un onduleur de courant triphasé | 43 |
| Figure 2.3 | Formes d'ondes des tensions et courants d'un onduleur de courant triphasé | 45 |
| Figure 2.4 | Formes d'ondes caractérisants le fonctionnement d'une MAS alimentée par un CSI conventionnel | 48 |
| Figure 2.5 | Onduleur de courant à thyristors auto-commutés | 49 |
| Figure 2.6 | Onduleur de courant à thyristors avec pont auxiliaire de commutation : Variante 1 | 50 |
| Figure 2.7 | Onduleur de courant à thyristors avec pont auxiliaire de commutation : Variante 2 | 50 |
| Figure 2.8 | Onduleur de courant à GTO's avec circuit d'écrêtage | 51 |
| Figure 2.9 | Onduleur de courant à thyristors avec dérivation de capacités | 52 |
| Figure 2.10 | Onduleur de courant à GTO's symétriques avec dérivation de capacités | 52 |
| Figure 2.11 | Chaîne de puissance et interactions | 53 |
| Figure 3.1 | La forme d'onde idéale de la puissance instantanée (et du couple) | 61 |
| Figure 3.2 | Association machine asynchrone/onduleur de courant conventionnel | 62 |

| | | |
|-------------|---|-----|
| Figure 3.3 | Comportement de la machine asynchrone alimentée par un CSI conventionnel | 63 |
| Figure 3.4 | Spectres d'amplitudes correspondants ; a) courant statorique, b) couple développé | 63 |
| Figure 3.5 | Diagramme des phaseurs superposés | 65 |
| Figure 3.6 | a) Couple pulsatoire avec un courant continu lisse ; b) Lissage du couple pulsatoire par la modulation du courant continu | 70 |
| Figure 3.7 | La modulation de largeur d'impulsion pour les courants de phases Statoriques | 71 |
| Figure 3.8 | a) Forme d'onde du courant MLI à 3 impulsions ; b) Forme d'onde du couple issue ; c) L'intégrale du couple. ($\omega_r = 31.4 \text{ rad/s}$, $\alpha = 12^\circ$ (—), $\alpha = 7.5^\circ$ (---) | 72 |
| Figure 3.9 | Montages à indice de pulsation égale à 12 | 73 |
| Figure 4.1 | Circuit de puissance de l'entraînement CSI-MAS | 77 |
| Figure 4.2 | Structure de base du système d'entraînement | 79 |
| Figure 4.3 | La régulation du courant dans un onduleur de courant | 84 |
| Figure 4.4 | Circuit de puissance de l'onduleur de courant proposé | 85 |
| Figure 4.5 | Les neuf topologies d'états de commutation d'un onduleur de courant | 87 |
| Figure 4.6 | Réponses du système pour un démarrage à vide puis une perturbation de charge ; a), b), c), d), e) | 88 |
| Figure 4.7 | Réponses du système d'entraînement avec une inversion de sens de rotation; a), b), c), d), e) | 91 |
| Figure 4.8 | Tensions et courants d'entrée/sortie du circuit de puissance (vitesse nominale) | 93 |
| Figure 4.9 | Résultats d'opération du système à faible vitesse (régime permanent) ; a), b), c) | 94 |
| Figure 5.1 | Principe de la commande MLI d'un onduleur | 98 |
| Figure 5.2 | La structure de base des schémas de modulation en BO | 99 |
| Figure 5.3 | La MLI à ondes porteuses pour un onduleur de courant | 100 |
| Figure 5.4 | Les différents états de conduction possibles dans un CSI ; a), b) | 100 |
| Figure 5.5 | Principe de génération des impulsions avec la MLISC | 103 |
| Figure 5.6 | Formes d'ondes caractéristiques du CSI avec la MLISC | 106 |
| Figure 5.7 | Schémas bloc du modèle de génération des impulsions dans la MLISP | 110 |
| Figure 5.8 | a) Processus de modulation dans la MLISP, b) Formes d'ondes caractéristiques de l'onduleur de courant avec la MLISP..... | 113 |
| Figure 5.9 | Bloc digramme du système d'entraînement proposé | 115 |
| Figure 5.10 | Réponses du système d'entraînement pour une vitesse de référence de 100 rad/s | 117 |
| Figure 5.11 | Représentation en 3 dimensions de quelques réponses à grande vitesse | 119 |
| Figure 5.12 | Réponses du système d'entraînement pour une vitesse de référence de 10 rad/s | 121 |
| Figure 5.13 | Représentation en 3 dimensions du flux/courant statorique à faible vitesse d'entraînement | 122 |
| Figure 5.14 | Réponses du système en régime permanent ; a) grande vitesse (100 rad/s), b) faible vitesse (10 rad/s) | 123 |
| Figure 6.1 | Vecteurs de courant de sortie de l'onduleur dans le plan $\alpha - \beta$ | 129 |
| Figure 6.2 | a) Les vecteurs courant de sortie de l'onduleur dans le plan $\alpha - \beta$, b) Le vecteur courant de sortie dans le domaine temporelle | 131 |

| | | |
|-------------|--|-----|
| Figure 6.3 | La modulation vectorielle; a) Le diagramme d'écoulement des signaux, b) Les vecteurs d'états de commutation pour le 1 ^{er} secteur | 134 |
| Figure 6.4 | Algorithme de recherche du secteur angulaire k | 135 |
| Figure 6.5 | La position du vecteur de consigne | 136 |
| Figure 6.6 | Définition de la région de surmodulation | 137 |
| Figure 6.7 | Diagramme de temps des séquences de commutation symétriques ; a) SVM-2, b) SVM-3 | 142 |
| Figure 6.8 | Diagramme de temps de la séquence SVM-1 | 143 |
| Figure 6.9 | Diagramme de temps des séquences de commutation asymétriques : Schéma 1; a) SVM-4, b) SVM-5, c) SVM-6 | 144 |
| Figure 6.10 | Diagramme de temps des séquences de commutation asymétriques : Schéma 2; a) SVM-7, b) SVM-8 | 145 |
| Figure 6.11 | Exemple de calcul des instants de commutation | 147 |
| Figure 6.12 | Les séquences de commutation en fonction du secteur angulaire (SVM-8) | 150 |
| Figure 6.13 | Les transitions entre les différents états de commutation | 151 |
| Figure 6.14 | Le système d'entraînement proposé avec la modulation vectorielle | 151 |
| Figure 6.15 | Réponses du système pour une commande de vitesse de 100 rad/s ; a) Stratégie MLISP, b) Stratégie SVM | 152 |
| Figure 6.16 | Réponses dynamique du système pour un changement du couple de charge ; a) Stratégie MLISP, b) Stratégie SVM | 154 |
| Figure 6.17 | Réponses dynamique du système pour une inversion de vitesse; a) Stratégie SVM, b) Stratégie MLISP | 155 |
| Figure 6.18 | Réponses statiques du système à vide pour la modulation SVM | 157 |
| Figure 6.19 | Réponses statiques du système à vide pour la modulation MLISP | 158 |
| Figure 6.20 | Réponses du système pour un fonctionnement à faible vitesse (à vide) a) Stratégie MLISP, b) Stratégie SVM | 159 |
| Figure 6.21 | Réponses statiques du système à faible vitesse (Stratégie SVM) | 160 |
| Figure 6.22 | Réponses statiques du système à faible vitesse (Stratégie MLISP) | 160 |
| Figure 6.23 | Réponses du système autour d'une vitesse nulle ; a) Stratégie MLISP, b) Stratégie SVM | 162 |
| Figure 6.24 | Réponses du système d'entraînement en mode défluxé ; a) Stratégie MLISP, b) Stratégie SVM | 163 |
| Figure 6.25 | L'influence de l'erreur d'estimation de la résistance rotorique sur la commande à flux orienté ; a) Grande vitesse, b) Faible vitesse | 164 |
| Figure 6.26 | Réponses du système pour une modulation SVM à courant d'entrée réduit (100 rad/s) | 166 |
| Figure 6.27 | Réponses du système pour une modulation SVM à courant d'entrée réduit (10 rad/s) | 166 |
| Figure 6.28 | Réponses du système avec une augmentation de la capacité de filtrage C_F ; a) Stratégie MLISP, b) Stratégie SVM | 167 |
| Figure A.1 | Définition des repères stator et rotor pour la MAS modélisée | 186 |
| Figure A.2 | Relation entre les différents systèmes-coordonnées de la MAS | 188 |
| Figure A.3 | Schéma de simulation en SIMILINK sous MATLAB d'une MAS alimentée en tension | 193 |
| Figure A.4 | Résultats de simulation du modèle en tension de la MAS | 193 |
| Figure A.5 | Schéma de simulation en SIMILINK sous MATLAB d'une MAS alimentée en courant | 195 |

| | | |
|-------------|--|-----|
| Figure A.6 | Résultats de simulation du modèle en courant de la MAS | 195 |
| Figure A.7 | Résultats de simulation du modèle en courant de la MAS (en régime permanent) | 196 |
| Figure B.1 | Vecteurs du flux et du courant dans une commande vectorielle à flux orienté | 199 |
| Figure B.2 | L'analogie de découplage entre la machine à CC et la MAS | 200 |
| Figure B.3 | Effet de T_r sur l'orientation du flux | 203 |
| Figure B.4 | Effet de T_r sur la commande du couple : relation $T_e - i_{sq}$ | 203 |
| Figure B.5 | Structure générale d'une commande à flux orienté | 204 |
| Figure B.6 | Bloc de défluxage | 205 |
| Figure B.7 | Schéma bloc de la commande à orientation indirecte du flux rotorique (IFOC) | 205 |
| Figure B.8 | Implantation de la commande à flux orienté pour alimentation en courant | 206 |
| Figure B.9 | Implantation de la commande à flux orienté pour alimentation en tension | 206 |
| Figure B.10 | Bloc de commande de vitesse par orientation indirecte du flux rotorique | 207 |
| Figure B.11 | Résultats de simulation de la commande par flux orienté (mode normal) | 207 |
| Figure B.12 | Résultats de simulation de la commande par flux orienté (mode défluxé) | 208 |
| Figure B.13 | Réponse du système à une variation du couple de charge | 209 |
| Figure B.14 | Réponse du système à une augmentation de 50 % de la résistance rotorique | 210 |
| Figure B.15 | Réponse du système à une diminution de 50 % de la résistance rotorique | 210 |
| Figure D.1 | Réponses du système pour les grandes vitesses avec le schéma de modulation vectorielle SVM-1 | 212 |
| Figure D.2 | Réponses du système pour les faibles vitesses avec l'application de la modulation vectorielle ; | 213 |
| | a) Le schéma de modulation SVM-1 | |
| | b) Le schéma de modulation SVM-2 | |
| | c) Le schéma de modulation SVM-3 | |
| | d) Le schéma de modulation SVM-4 | |
| | e) Le schéma de modulation SVM-5 | |
| | f) Le schéma de modulation SVM-6 | |
| | g) Le schéma de modulation SVM-7 | |
| | h) Le schéma de modulation SVM-8 | |
| Tableau 2.1 | L'ensemble des relations caractérisant un onduleur de courant triphasé | 43 |
| Tableau 3.1 | Pulsations relatives des harmoniques du couple | 66 |
| Tableau 4.1 | Les états de commutation d'un onduleur de courant | 86 |
| Tableau 6.1 | États de commutation et les fonctions de commutation par phase correspondantes | 128 |
| Tableau 6.2 | Combinaisons des vecteurs courant d'un onduleur idéal (à trois bras) | 129 |
| Tableau 6.3 | Les différentes séquences SVM pour une période de modulation | 146 |
| Tableau 6.4 | Les performances relatives des différents schémas de modulation | 149 |

NOTATIONS ET SYMBOLES

(Ceux de la littérature sont définis dans les chapitres, s'il y a lieu)

| | |
|--------------------------|--|
| a, b, c | Axes actuels des phases statoriques |
| A, B, C | Axes actuels des phases rotoriques |
| $\alpha - \beta$ | Repère lié au stator/les axes direct et quadrature de Concordia |
| σ | Coefficient de dispersion totale |
| C_F | Condensateur de filtrage coté machine, [F] |
| CSI | Onduleur de courant (Current Source Inverter en anglais) |
| $d - q$ | Repère tournant au synchronisme/les axes direct et quadrature de Park |
| DFOC | Commande vectorielle ou commande à flux orienté directe (Direct Field Oriented control en anglais) |
| DTC | Commande directe du couple (Direct Torque Control en anglais) |
| f | Coefficient de frottement fluide, [Nm/rad/s] |
| f_r | Fréquence rotorique ($f_r = \omega_r / 2\pi$), [Hz] |
| f_s | Fréquence des courants statoriques au synchronisme ($f_s = \omega_s / 2\pi$), [Hz] |
| F_s | Fréquence relative de commutation ($=1/T_s$), [Hz] |
| FOC | Commande à flux orienté ou commande vectorielle (Field Oriented control en anglais) |
| ϕ_m | Flux d'entrefer ou flux magnétique, [Wb] |
| ϕ_r | Flux du rotor, [Wb] |
| ϕ_{rd}, ϕ_{rq} | Composantes $d-q$ du flux rotorique, [Wb] |
| ϕ_s | Flux du stator, [Wb] |
| ϕ_{sd}, ϕ_{sq} | Composantes $d-q$ du flux statorique, [Wb] |
| $h_1 \rightarrow h_6$ | Fonctions d'existence des interrupteurs $S_1 \rightarrow S_6$ |
| i_a, i_b, i_c | Courants de sortie de l'onduleur ($=\vec{i}$), [A] |
| i_α, i_β | Composantes α, β du courant de sortie de l'onduleur \vec{i} , [A] |
| I | Amplitude de la fondamentale du courant \vec{i} , [A] |
| I_d | Courant de la liaison continue, [A] |
| \vec{i}_k | Vecteur d'état actif de l'onduleur de courant ($k = 1 \dots 6$), [A] |
| I_m | Amplitude de(s) onde(s) porteuse(s) triangulaire(s), [A] |
| I_n | Harmonique de rang n du courant de sortie de l'onduleur \vec{i} , [A] |
| I_r | Courant rotorique $[i_r]_{a,b,c}$, [A] |
| i_{rd}, i_{rq} | Courants du rotor exprimés en coordonnées $d-q$, [A] |
| $i_s^*(t_s)$ | Vecteur courant de référence prélevé au début de la période d'échantillonnage T_s , [A] |
| i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} | Courants instantanés des phases a, b et c statoriques $[i_s]_{a,b,c}$, [A] |

| | |
|--------------------------------|---|
| $i'_{sa}, i'_{sb}, i'_{sc}$ | Courants instantanés des phases d'alimentation, [A] |
| $i^*_{sa}, i^*_{sb}, i^*_{sc}$ | Courants de sortie de références par phase de pulsation ω_s désirée (\vec{i}_s^*), [A] |
| $i^*_{s\alpha}, i^*_{s\beta}$ | Courants statoriques de commande exprimés en coordonnées α, β , [A] |
| i_{sd}, i_{sq} | Courants statoriques exprimés en coordonnées $d-q$, [A] |
| i^*_{sd}, i^*_{sq} | Courants statoriques de commande exprimés en coordonnées $d-q$, [A] |
| i_{S_k} | Courant dans l'interrupteur S_k ($k = 1 \dots 6$), [A] |
| $\vec{i}_0 = \vec{i}_{7,8,9}$ | Vecteur d'état nul de l'onduleur de courant, [A] |
| I_1 | Valeur efficace du fondamental du courant de sortie de l'onduleur \vec{i} , [A] |
| IFOC | Commande vectorielle ou commande à flux orienté indirecte (Indirect Field Oriented control en anglais) |
| J | Inertie totale des parties mobiles, [Kgm ²] |
| k | Secteur angulaire dans lequel se situe le vecteur statorique de référence \vec{i}_s^* |
| K_{p1} et K_{i1} | Composantes proportionnelle et intégrale du régulateur de vitesse |
| K_{p2} et K_{i2} | Composantes proportionnelle et intégrale du régulateur de courant |
| L_σ | Inductance de fuite totale vue par le stator, [H] |
| L_F | Inductance de filtrage de la liaison CC, [H] |
| L_m | Inductance mutuelle cyclique entre rotor et stator, [H] |
| L_r | Inductance propre cyclique des enroulements rotoriques, [H] |
| L_s | Inductance propre cyclique des enroulements statoriques, [H] |
| m | Indice de modulation en amplitude lié à la modulation vectorielle SVM |
| M_a | Rapport de modulation en amplitude lié à la modulation à onde(s) porteuse(s) |
| M_f | Rapport de modulation en fréquence lié à la modulation à onde(s) porteuse(s) |
| MAS | Machine asynchrone (Machine à induction) |
| max | Indice indiquant le maximum |
| MLI/ PWM | Modulation de Largeur d'Impulsions / (Pulse Width Modulation en anglais) |
| MLISC | MLI Sinusoïdale Classique |
| MLISP | MLI Sinusoïdale Proposée |
| moy | Indice indiquant la moyenne |
| M_1, M_2 | ondes de modulation triangulaires et unidirectionnelles |
| nom | Indice indiquant le point nominale |
| ω_r | Vitesse de rotation du moteur (pulsation mécanique = $P \cdot \Omega_r$), [rad/s] |
| ω_s | Vitesse de synchronisme (pulsation statorique = $P \cdot \Omega_s$), [rad/s] |
| ω_{sl} | Vitesse de glissement (pulsation de glissement), [rad/s] |
| ω_{sl}^* | Vitesse de glissement de commande (pulsation de glissement estimé), [rad/s] |
| P | Nombre de paires de pôles ; |
| p | Opérateur différentiel de Laplace (= d/dt) |
| PI | Proportionnel Integral regulation |
| R_F | Résistance de filtrage de la liaison CC, [Ω] |
| R_r | Résistance des enroulements rotoriques, [Ω] |

| | |
|--------------------------------|---|
| R_s | Résistance des enroulements statoriques, [Ω] |
| S_k ou $S_1 \rightarrow S_6$ | Six interrupteurs de l'onduleur de courant |
| SVM | Modulation Vectorielle (Space Vector Modulation en anglais) |
| Sw_a, Sw_b, Sw_c | Fonctions de commutation par phase de l'onduleur de courant |
| $S1 \rightarrow S6$ | États de commutation des interrupteurs $S_1 \rightarrow S_6$ |
| T | Période des courants de sortie de l'onduleur de courant ($=1/f_s$), [s] |
| T_{cal} | Temps de calcul du système, [s] |
| T_e | Couple électromagnétique de la machine, [Nm] |
| T_{ech} | Temps d'échantillonnage lié à la discrétisation du système, [s] |
| T_f | Couple résistant de frottement, [Nm] |
| T_k | Temps d'application du vecteur actif \vec{i}_k ($k=1\dots6$), [s] |
| τ_k | Durée en valeur relative pendant la quelle on applique le courant \vec{i}_k ($k=1\dots6$) |
| T_l | Couple de charge, [Nm] |
| T_{on_x} / T_{off_x} | Instant de fermeture/ouverture de l'interrupteur 'x = S_k ' ($k = 1\dots6$), [s] |
| T_r | Constante de temps rotorique, [s] |
| T_s | Période d'échantillonnage liée à la modulation vectorielle, [s] |
| T_0 | Temps d'application de(s) vecteur(s) nul(s) ($=T_{7,8,9}$), [s] |
| τ_0 | Durée en valeur relative pendant la quelle on applique le courant \vec{i}_0 ($=\tau_{7,8,9}$) |
| θ | Angle polaire repérant le courant \vec{i} dans le plan $\alpha - \beta$, [rad] |
| θ^* ou θ_k^* | Angle polaire repérant le courant \vec{i}_s^* dans le plan $\alpha - \beta$, [rad] |
| θ_r | Angle de rotation du moteur mesuré entre l'axe magnétique de la phase statorique a et de la phase rotorique A , [rad] |
| θ_s | Angle électrique entre l'axe directe d et l'axe statorique a , [rad] |
| θ_s^* | Angle électrique repérant la position estimée du flux rotorique, [rad] |
| V_d | Tension d'entrée de l'onduleur de courant (coté redresseur), [V] |
| V_{max} | Valeur maximale des tensions statoriques, [V] |
| v_{rd}, v_{rq} | Composantes d, q des tensions rotoriques, [V] |
| $v_{r\alpha}, v_{r\beta}$ | Composantes α, β des tensions rotoriques, [V] |
| v_{sa}, v_{sb}, v_{sc} | Tensions instantanées des phases a, b et c statoriques [v_s] $_{a,b,c}$, [V] |
| $v_{s\alpha}, v_{s\beta}$ | Composantes α, β des tensions statoriques, [V] |
| v_{sd}, v_{sq} | Composantes d, q des tensions statoriques, [V] |
| V_{sk} | Tension aux bornes de l'interrupteur S_k ($k = 1\dots6$), [V] |
| V_1 | Tension d'entrée continue de l'onduleur de courant, [V] |
| VSI | Onduleur de tension (Voltage Source Inverter en anglais) |

Introduction Générale

0.1 MOTIVATION ET VUE D'ENSEMBLE DE LITTÉRATURE

Un des secteurs les plus actifs de recherche et de développement, dans le domaine de l'électronique de puissance, est l'entraînement des moteurs à vitesses variables.

À l'origine, seuls les entraînements avec des moteurs à courant continu étaient adaptés, par exemple pour les robots industriels et les machines numériquement commandées, car ceux seuls permettaient un contrôle souple et peu coûteux, du couple et de la vitesse, avec une bonne dynamique et une simplicité de commande essentiellement due au découplage naturel entre le flux et le couple. Néanmoins, ce type de moteur souffre d'une faible durée de vie due à ses balais de collecteur et d'une puissance massique limitée, [1-7].

Pour surmonter ces obstacles, on a vu se développer progressivement, grâce à l'évolution de l'électronique de puissance et des technologies de commande (micro-électronique et micro-informatique), des systèmes d'entraînements réalisés à partir des machines à courant alternatif, synchrone ou asynchrone (à induction). Ces systèmes d'entraînements intègrent l'alimentation, les convertisseurs statiques, la machine et la commande indispensable au fonctionnement de l'ensemble.

Actuellement, les moteurs asynchrones à cage d'écureuil ont été, en prédominance, les machines les plus largement répandues dans l'industrie et elles sont devenues de plus en plus séduisantes, pour la raison du coût, taille, poids, robustesse, fiabilité, simplicité, efficacité et facilité de fabrication.

De plus, les inconvénients des machines à induction (exigeant des méthodes plus complexes de commande et des onduleurs plus développés et plus chers), sont érodés par la puissance croissante des microprocesseurs et des processeurs des signaux numériques (DSP's), avec coût et taille réduits ainsi que l'amélioration en technologie des onduleurs. Néanmoins, le point faible de la machine asynchrone réside dans la complexité de son fonctionnement. Elle se comporte comme un système multi-variable non-linéaire avec forte interaction entre les différentes grandeurs. Ainsi les techniques de contrôle avancées qui ont vu le jour ces dernières années (commande vectorielle, contrôle direct du couple...etc.) ont permis de répondre à ces contraintes, [1], [2], [7-13].

La stratégie de commande vectorielle (FOC) est maintenant employée dans l'entraînement des moteurs à induction (MAS) pour réaliser des réponses dynamiques précises et rapides de vitesse et/ou du couple. Avec cette méthode de commande vectorielle, les performances sont aussi bonnes sinon meilleures que celles obtenues avec des moteurs à courant continu à excitation séparée et elles demeurent fonctionnellement les raisons essentielles d'utilisations accrues de la MAS. Ainsi le contrôle vectoriel permet de transformer sa commande en une commande linéaire en créant artificiellement deux axes indépendants pour la commande du flux et du couple. L'attrait des

techniques de la commande FOC est lié, en grande partie aux moyens matériels et logiciels assurant la connaissance parfaite de la position instantanée du flux du rotor. C'est le cas de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, [6], [7], [14-17].

Pratiquement, la commande vectorielle par orientation du flux rotorique est une commande qui est désormais bien répandue par les diverses applications industrielles de la MAS. Ainsi elle l'est pour ses performances et pour les qualités traditionnelles de la machine asynchrone. La problématique de la commande demeure dans sa sensibilité paramétrique ainsi que d'autres problèmes qui persistent aux faibles vitesses, principalement due à la nature des machines et aux convertisseurs statiques utilisés, [6], [7], [13], [16-19]

Les onduleurs à source de tension (VSI) ont été habituellement considérés comme les convertisseurs de puissance les plus adaptés aux entraînements à courant alternatif (CA). Principalement, parce que ces onduleurs ont une réponse de courant plus rapide et peuvent être appliqués facilement pour les systèmes à modulation de largeur d'impulsions (MLI), avec des fréquences élevées, due à leur basse impédance. C'est ainsi que la commande vectorielle est souvent appliquée à la commande des systèmes d'entraînement des moteurs à CA associés aux onduleurs de tension, [11], [20], [21]. En outre, l'onduleur de tension à MLI (PWM-VSI) est la topologie du convertisseur de puissance la plus commune pour les entraînements des moteurs à induction à vitesse variable. Car l'onduleur de tension (VSI) est simple, robuste et fiable. De même, il assure une commande du moteur facile et effective puisque son circuit de puissance offre la possibilité de travailler sur une large gamme de fréquence et de tensions de charge, [23], [24].

De plus, les techniques de modulation vectorielle (SVM), largement développées pour l'onduleur de tension, ont été bien établies pour obtenir la commande directe de l'amplitude et la phase de la tension de sortie. Cependant, l'onduleur de tension basé sur des interrupteurs à commutation rapide tel que l'IGBT a montré la faiblesse intrinsèque pour des applications de puissance élevée, dues aux pertes substantielles de commutation et aux pics de tensions élevées (dv/dt) aux bornes des enroulements statoriques, ce qui souligne ainsi les isolations et pose la peine de maintien du courant. En fait, ces tensions modulées par MLI génèrent des surtensions excessives et produit des interférences électromagnétiques. D'ailleurs, l'onduleur de tension alimenté par un redresseur à diodes empêche la régénération de la puissance de sortie de nouveau vers la source d'alimentation, qui est souvent une exigence importante pour des applications de haute puissance, [22], [25-29]. Une solution possible pour ces problèmes est l'utilisation d'un onduleur de courant.

Pratiquement, dans des secteurs de puissance élevée, les onduleurs de courant employant des GTO's suscitent des intérêts spéciaux, [23], [24], [30], [31]. En général, l'onduleur de courant (CSI) a toujours de meilleures caractéristiques, parce que le circuit de puissance du CSI est simple et plus robuste que celui de l'onduleur de tension (VSI) due à l'absence des diodes de roue libre avec une

circulation de courant unidirectionnel. En effet, l'onduleur de courant présente plusieurs avantages tels que : [19], [23-30], [32-34].

- Une grande robustesse et une bonne fiabilité à cause de l'inductance de la liaison continu (au lieu du condensateur pour l'onduleur de tension), et essentiellement en raison de la nature unidirectionnelle des commutateurs et de la protection inhérente aux surintensités.
- Une protection de court-circuit due au courant de sortie limité par la régulation du courant continu.
- Une souplesse de fonctionnement dans les quatre quadrants sans aucun circuit de puissance supplémentaire pour la régénération instantanée ou continue, transférant ainsi l'énergie électrique dans les deux directions en utilisant un redresseur commandé avec un contrôle de courant en boucle fermée.
- Un fonctionnement efficace et rentable même en mode à six états de commutation (signaux carrés), qui commute (On ou Off) une fois par cycle du courant de sortie.
- Une commande de courant à précision élevée est possible.

Ainsi le CSI semble être plus approprié pour les systèmes d'entraînement de grande puissance nécessitent une grande précision de réglage tels que les machines outils, les robots industriels, les laminoirs d'acier, les moteurs élévateurs ...etc., [1], [14], [28], [35], [36].

Néanmoins, il est très important de remarquer que le mode d'alimentation en signaux carrés n'élimine pas les ondulations du couple de la machine, surtout à très basse vitesse, ce qui représente un inconvénient majeur pour l'application d'un tel variateur asynchrone en positionnement, [1], [14], [17], [19], [33], [34], [37-44].

En effet, pour le fonctionnement à faibles vitesses, l'onduleur de courant conventionnel produit des pulsations de couple indésirables due à la présence des harmoniques dans la forme d'onde du courant rectangulaire, riche en harmoniques d'ordres inférieurs, représentant ainsi les inconvénients les plus évidents d'un CSI. Ces ondulations du couple, produites par un tel onduleur alimentant le moteur à induction, peuvent causer des pertes, des échauffements, des surtensions dans l'inductance de fuite du stator et des torsions dans les organes mécaniques qui peuvent influencer ainsi la durée de vie de ces composants d'entraînement, [1], [8], [23], [36], [45], [46].

D'un autre côté, l'algorithme de commande vectorielle améliore considérablement la réponse dynamique d'un moteur à induction. Cependant, il n'a aucun effet direct sur la tendance des moteurs à induction à produire l'ondulation de couple. Pour des applications de précision élevée tels que la robotique et les machines-outils, l'ondulation du couple est souvent considérée inacceptable. En fait, cette ondulation peut en conséquence détériorer les performances du système d'entraînement, casser ou fatiguer les composants coûteux des machines tels que les axes des moteurs et les équipements de transmissions ou de maintien, [17], [36], [47].

En général, quelque soit l'origine des pulsations du couple, les couples pulsatoires et les oscillations de vitesse rotorique associées, inhérentes au système entraînant l'ensemble moteur à induction-redresseur-onduleur, sont répréhensibles dans les applications tels que la machine-outil et le positionnement d'antenne, où une vitesse uniforme est obligatoire. De même dans les applications optiques où un fonctionnement doux est nécessaire et par conséquent les ondulations du couple et les oscillations de vitesse doivent être minimisées, [35], [45], [48-50].

En donnant l'importance à la douceur du couple dans beaucoup d'applications des machines à induction, une grande variété de techniques pendant les quinze dernières années, a été proposé pour réduire au minimum la génération des composantes d'ondulations du couple pour le cas d'un onduleur de tension. Généralement parlant, ces techniques entrent dans deux catégories principales.

- La première classe se compose des techniques qui permettent d'ajuster les paramètres de la machine pour qu'elle soit étroitement proche de ses caractéristiques idéales. Toutefois, ces techniques présentent des inconvénients car elles ont comme conséquence une certaine perte dans le couple moyen, et exigent une construction plus complexe pour le stator ou le rotor, [46], [51].
- La deuxième classe comprend des techniques, pour la minimisation des pulsations du couple, basées sur des schémas de commande actifs qui se concentrent sur la modification de l'alimentation en considérant ainsi la non idéalité du moteur pour éliminer les conséquents harmoniques du couple. Une des approches les plus utilisées pour le contrôle actif de l'ondulation du couple est l'application de la modulation de largeur d'impulsion pour les tensions de sortie de l'onduleur, [17], [19], [25], [33], [34], [43], [44], [52-54].

Dans ce contexte, plusieurs approches de la technique MLI (analogique ou numérique) et des modèles de commutation sont largement discutés, [12], [14], [47], [52], [55-66], où beaucoup d'auteurs ont conçu le signal optimal de MLI avec un contenu harmonique minimal tandis que d'autres proposaient le signal MLI en éliminant les harmoniques d'ordres inférieurs par lesquels l'ondulation ou la distorsion des courants, les pertes et les pulsations du couple sont réduites au minimum. Ces méthodes MLI étudiées dans l'entraînement des machines à induction, comme des techniques de modulation en boucle ouverte ou fermée, sont fondamentalement intégrées sous la commande vectorielle (FOC) ou la commande direct du couple (DTC).

En revanche, les onduleurs de courant ont suscité peu d'attention additionnelle dans la littérature jusqu'aux développement des semi-conducteurs à vitesse de commutation élevée et des topologies des onduleurs de courant à MLI, [1], [37], [50], [67], [68].

En effet, les techniques actuellement utilisées, destinées à réduire les pulsations du couple dans l'entraînement du moteur alimenté par un onduleur de courant, sont basées essentiellement sur la réduction des harmoniques du courant de moteur. Tel que, si un couple élevé est exigé à l'arrêt et aux basses vitesses, les pulsations de couple peuvent être diminuées en imposant une modulation

appropriée au courant continu instantané, [1], [37], [39], [68], [69]. Ceci cause une variation correspondante dans la forme d'onde du courant de sortie par phase, de sorte que les amplitudes des pulsations du couple soient réduites au minimum. Alternativement, la configuration d'onduleurs multiple, dans laquelle les formes d'onde de sortie des onduleurs de courant sont combinées et la forme d'onde de courant est ainsi améliorée par la méthode de superposition du courant, a été également suggérée comme méthode de réduction des harmoniques de courant et des ondulations du couple, [1], [30], [37], [67].

Dans la référence [70], une nouvelle approche est présentée pour la réduction des pulsations du couple. Celle-ci ne se base pas sur la minimisation des harmoniques du courant, mais elle est basée sur l'utilisation d'un moteur à induction avec un ensemble de deux enroulements déphasés, alimentés simultanément par deux onduleurs de courant ordinaires. Ces derniers fonctionnent en série à partir de la même source de courant. Le moteur utilisé n'est pas une machine spéciale, mais un moteur ordinaire avec des raccordements dans les extrémités de ses enroulements. Cependant, le circuit de puissance est relativement complexe. Il se compose de deux onduleurs triphasés conventionnels (séquentiellement commutés) connectés en série.

De même, pour commander la vitesse d'entraînement, la commande vectorielle indirecte a été proposée dans [71]. Pour s'opposer aux effets des pulsations du couple à faibles vitesses et à la variation de la résistance rotorique, une boucle de compensation de glissement a été incluse dans la formulation de commande.

Tandis que toutes les techniques précédentes cherchent à atténuer l'ondulation du couple en ajustant la forme d'onde du courant pour compenser les composantes indésirables du couple, une approche alternative a été fondée sur une topologie de convertisseur de puissance multiniveaux. Elle est basée sur l'association des onduleurs de courant pour entraîner particulièrement de grands moteurs à induction, [72]. La topologie utilise la combinaison de l'onduleur commuté par charge (LCI) (à l'aide des thyristors), [73], [74], et l'onduleur de courant (CSI) composé de thyristors à commutation On-Off (GTO), [30], [75]. En conséquence, ces onduleurs multiniveaux bénéficient de la commutation naturelle offerte par l'onduleur de courant à thyristors (LCI) et de la commutation forcée offerte par l'onduleur de courant à GTO's.

D'autre part, la modulation de largeur d'impulsion du courant de sortie de l'onduleur de courant peut également être utilisée pour éliminer les harmoniques du courant d'ordres inférieurs et les composantes associées des pulsations du couple. Notant ici que, la majorité des recherches ont suffisamment examiné la modulation de largeur d'impulsion des VSI's, par contre, moins d'attention a été prêtée à la modulation de largeur d'impulsion des CSI's.

Parmi les approches éditées, celles proposées dans les références [26] et [27]. Ils proposent d'incorporer une méthode d'approximation des vecteurs pour la commande des onduleurs de

courant, dont le principe repose sur la commande vectorielle et la modulation du courant statorique. Cette approximation signifie qu'un vecteur courant désiré est rapproché par deux vecteurs courants possibles, qui ont seulement six directions, avec régulation du courant continu.

Toutefois, ces articles se sont principalement concentrés sur la régulation d'une fréquence de commutation constante, ainsi, ils n'ont pas montré une grande amélioration dans la réduction des ondulations instantanées du couple.

Dans la référence [29], une autre approche, pour produire des modèles de modulation de largeur d'impulsion pour les onduleurs de courant triphasés, a été présentée. Elle se base sur la méthode de commande vectorielle et le schéma de modulation, discontinu à ondes porteuses, utilisé pour les onduleurs de tension. L'approche est principalement caractérisée par : les avantages connus de la modulation discontinue à ondes porteuses pour les VSI's, des pertes de commutation réduites et une diminution de la fréquence effective de commutation spécialement pour le mode de surmodulation. De même, une nouvelle stratégie de protection contre les surtensions de la liaison continue dans les onduleurs de courant à IGBT, provoquées principalement par des interruptions de courant, a été présentée dans [24]. Cependant il n'y a aucune discussion détaillée concernant les pertes de commutation des différentes méthodes de modulation. Habituellement, seulement les distorsions des courants d'alimentation ou de moteur sont considérées.

Dernièrement en 2005, Mika Salo et Heikki Tuusa ont proposé une nouvelle méthode de contrôle du courant statorique pour l'entraînement d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur de courant à modulation vectorielle, [32]. Néanmoins, cette méthode s'intéresse de plus aux réponses dynamiques du système et elle ne traite pas le problème des pulsations du couple. En outre, il n'y a pas de descriptions détaillées pour la méthode de modulation des courants.

0.2 OBJECTIF

L'onduleur de courant auto-séquentiellement commuté entraînant un moteur à induction est l'un des convertisseurs les plus largement répandus dans l'industrie. Cependant, à faibles vitesses d'entraînement, l'onduleur de courant conventionnel produit des pulsations de couple indésirables, due à la présence des harmoniques dans la forme d'onde rectangulaire de ses courants de sortie.

Il est bien connu qu'un moteur à induction alimenté par un onduleur de courant fournit approximativement des courants de ligne de forme d'onde quasi-carrée et une rotation saccadée conséquente de type "jerk". Celle-ci cause des pulsations de couple, à l'axe du moteur, qui peuvent être un problème sérieux particulièrement pour un entraînement à vitesse réduite.

En effet, le couple pulsatoire est produit principalement par une interaction entre le flux d'entrefer et les FMM's du rotor de différent ordres harmoniques. Habituellement, la distribution

des FMM's est très fermée à être sinusoïdale et ce sont les harmoniques des courants rotoriques qui ont l'effet le plus négatif sur le couple produit. La plus basse fréquence des pulsations de couple est six fois la fréquence fondamentale de fonctionnement, qui est principalement provoquée par les cinquièmes et septièmes harmoniques présentés dans la forme d'onde du courant de sortie de l'onduleur, [1], [2], [17], [37], [44].

Puisque les soucis d'harmoniques gagnent l'importance dans des applications de puissance élevée, quelques approches ont été considérées pour surmonter les problèmes des courants harmoniques. Une solution est d'employer la modulation de largeur d'impulsion pour les onduleurs de courant. Dans ce cas, il y a toujours des courants rectangulaires sur le coté alternatif de l'onduleur. Les inductances de fuite de la machine ne supportent pas des pics de courant di/dt élevés provoquant ainsi des surtensions détruisant les semi-conducteurs. Néanmoins, l'insertion des condensateurs de commutation entre le convertisseur et la machine à induction peut empêcher ces crêtes de tension. Ainsi les techniques d'élimination des harmoniques à MLI peuvent être employées dans la gamme à vitesse réduite pour supprimer les harmoniques critiques du courant ou pour réduire au minimum l'ondulation de vitesse du rotor résultant des pulsations périodiques du couple.

En effet, l'onduleur de courant à MLI peut transférer l'énergie électrique dans les deux sens et il a une bonne dynamique de contrôle du courant particulièrement s'il est réalisé avec des GTO's. Dans ce cas, les tensions ainsi que les courants de la machine sont presque sinusoïdaux et donc les contraintes de la tension dans l'enroulement de la machine sont de plus en plus faibles.

En adoptant une telle structure pour l'onduleur de courant, alimentant la machine asynchrone, les phénomènes qui causent l'ondulation dans le couple ont été complètement analysés et discutés. De plus, un certain nombre de stratégies pour réduire le couple pulsatoire a été développé.

La contribution principale du travail présenté dans cette thèse est l'élaboration des méthodes de MLI pour une commande en boucle ouverte de l'entraînement machine asynchrone/onduleur de courant sous la commande à flux orienté (FOC).

Comme les stratégies de modulation MLI d'un onduleur de courant sont plus complexes que les techniques, de modulation sinusoïdale simple, employées dans l'onduleur de tension, l'objectif de cette thèse était donc double. Nous voulons d'une part, offrir aux concepteurs une idée de base sur l'application de la MLI pour l'onduleur de courant et d'autre part appliquer cette technique pour le système d'entraînement intégrant un algorithme de contrôle vectoriel pour un moteur asynchrone. Dans ce cadre, la conception du signal MLI a été considérée pour atténuer les composantes harmoniques les plus importantes dans la forme d'onde du courant statorique.

Pour atteindre cet objectif, nous avons en premier lieu développé une technique de modulation sinusoïdale à une seule onde porteuse (MLISP), [17], [44], dont les performances ont été comparées

par simulation numérique à celles d'une modulation classique (MLISC) proposée par T. ONISHI et K. OKITSU, [76], [77]. Par la suite, on s'est intéressé à développer d'autres techniques de modulation plus performantes telle que la modulation vectorielle.

En effet, la MLI vectorielle ou la modulation vectorielle (SVPWM ou SVM) est une autre stratégie de modulation qui est largement répandue. Elle représente la technique la plus appropriée au contrôle du courant instantané puisqu'elle donne une large gamme de contrôle linéaire, moins de distorsion d'harmoniques et une réponse transitoire rapide. Elle offre aussi la plus grande utilisation du courant continu et des pertes de commutation réduites par rapport à la technique de modulation sinusoïdale (ou la modulation sinus-triangle). En outre, elle est bien adaptée pour une implémentation numérique. De plus, la SVM s'accorde également mieux à la technique de commande vectorielle, [22], [78].

Cette technique de modulation vectorielle a été utilisée pour une commande en boucle ouverte d'une machine asynchrone associée à la commande indirecte à orientation de flux rotorique et alimentée par l'onduleur de courant. Ainsi les différents schémas de modulation vectorielle développés ont été comparés entre eux et à la modulation MLISP au moyen d'une simulation numérique, en se basant ainsi sur différents facteurs de mérite telles que la distorsion totale d'harmonique dans la forme d'onde du courant de sortie, les pertes de commutation, les ondulations du couple et les oscillations de vitesse. Des critères de performance sont alors introduits pour permettre l'évaluation et la comparaison des différentes techniques de modulation, [19], [33], [34], [43].

Puisque toutes les techniques MLI proposées dans ce travail sont basées sur des concepts de modulation en boucle ouverte, la sensibilité de ces algorithmes aux variations des paramètres du moteur pour une application industrielle est une question importante. Pratiquement, dans la méthode de commande vectorielle indirecte, le calcul de la vitesse de glissement dépend de la résistance rotorique qui change de manière significative avec la température. Les erreurs dans le calcul de vitesse de glissement produisent ainsi des courants couplés et ont comme conséquence une réponse de couple oscillatoire avec un dépassement (positif ou négatif) et une erreur statique, [3], [7], [11], [15], [19]. Il est donc nécessaire de bien constater toutes variations de la résistance du rotor et examiner la sensibilité des paramètres dans la commande à flux orienté pour les deux stratégies de modulation.

0.3 STRUCTURE DU MÉMOIRE

Le contenu de cette thèse est structuré comme suit:

Dans le premier chapitre, on a décrit la structure générale de la chaîne d'entraînement asynchrone et on a précisé la nature de chaque élément, ses caractéristiques physiques et les spécificités des modèles associés. Nous avons également établi une comparaison fonctionnelle entre

l'onduleur de tension (VSI) et l'onduleur de courant (CSI). Leurs principales techniques de commande et stratégies de modulation sont présentées.

Dans le deuxième chapitre, on a étudié l'application sur laquelle nous travaillons, c'est-à-dire l'association machine asynchrone/onduleur de courant. On a ainsi décrit les principales topologies de l'onduleur de courant et on a exposé les interactions machine-onduleur, principalement le fameux problème des ondulations du couple créé par les harmoniques des courants statoriques.

Pour mieux cerner le problème, ce dernier a présenté l'axe du troisième chapitre dont on a présenté une analyse détaillée des causes et des conséquences des pulsations du couple, y compris les techniques les plus utilisées pour leur réduction et l'atténuation des oscillations de vitesse.

Ainsi le quatrième chapitre est consacré à la description du système d'entraînement globale, basé sur l'intégration de la commande vectorielle pour une machine asynchrone à cage d'écureuil alimentée par un onduleur de courant. Dans ce chapitre, nous mettons en relief les propriétés découlant du mode de fonctionnement à six états de commutation, représentant ainsi par simulation numérique le fonctionnement conventionnel de l'onduleur de courant.

Au sein du cinquième chapitre, nous avons proposé une technique de modulation sinusoïdale plus appropriée pour des applications analogiques. Cette dernière, caractérisée par une seule onde porteuse, a été comparée à la modulation sinusoïdale classique à deux ondes porteuses (MLISC). Les résultats de simulation de ces deux techniques sont également présentés dans ce chapitre. Ces résultats nous ont permis d'extraire les principaux avantages offerts par la technique de modulation sinusoïdale proposée (MLISP).

Le sixième chapitre a été consacré à la nouvelle technique de modulation vectorielle (SVM) proposée. Celle-ci a été à l'origine de l'amélioration des performances statiques et dynamiques du système principalement l'élimination du couplage couple/flux ainsi que l'atténuation des ondulations du couple et des vibrations de vitesse. Le contenu du présent chapitre, met alors en évidence les principes impliqués dans la génération des formes d'onde de MLI basées sur l'approche des vecteurs d'espace. Ainsi, différents schémas de modulation vectorielle (SVM), réalisés en réarrangeant le vecteur courant exigé au cours d'une période de commutation, sont développés dépendant de «comment et quand» le vecteur nul de l'onduleur est placé. Par la suite, les performances de ces différents schémas de modulation vectorielle, avec la considération de certains critères de performances, ont été analysées et comparées avec celles trouvées avec la modulation sinusoïdale proposée (MLLISP). Les résultats de simulation ainsi obtenus sont inclus dans ce chapitre.

Finalement une conclusion générale est présentée suivie par des perspectives à envisager pour d'éventuelles suites à ce travail.

Chapitre - 1

Chaîne d'Entraînement Asynchrone à Vitesses Variables

1.1 INTRODUCTION

À nos jours, la majorité des processus technologiques reposent sur des chaînes d'entraînement électrique. On estime dans les pays industrialisés qu'environ 60 à 70% de l'énergie électrique produite est consommée par des moteurs électriques et que de ceux-ci, plus de 20% fonctionnent en vitesse variable.

Pendant les deux décennies précédentes, le moteur à courant continu (MCC) a été privilégié pour les applications à vitesses variables en raison de sa simplicité, sa commande et donc de sa mise en œuvre. Mais ce moteur pose un certain nombre de problèmes. En dehors d'un coût important dû à sa structure complexe, ce moteur a des limitations technologiques (limitation en puissance et vitesse, création d'étincelles, usure des balais ...etc.) qui le rendent inadapté à certaines applications (train à grande vitesse, milieu avec risque d'explosion, ...etc.), [3], [4], [7], [8], [11], [16], [79].

À l'encontre, les moteurs à courant alternatif (MCA) (synchrones, asynchrones, à reluctance variable, ...etc.) ne présentent pas de telles limitations. Ils sont d'un coût moindre, robustes et fiables et peuvent supporter de très fortes puissances et de très hautes vitesses. Néanmoins, il faut les alimenter par des convertisseurs statiques à fréquences variables pour pouvoir envisager leur emploi en vitesse variable, figure 1.1.

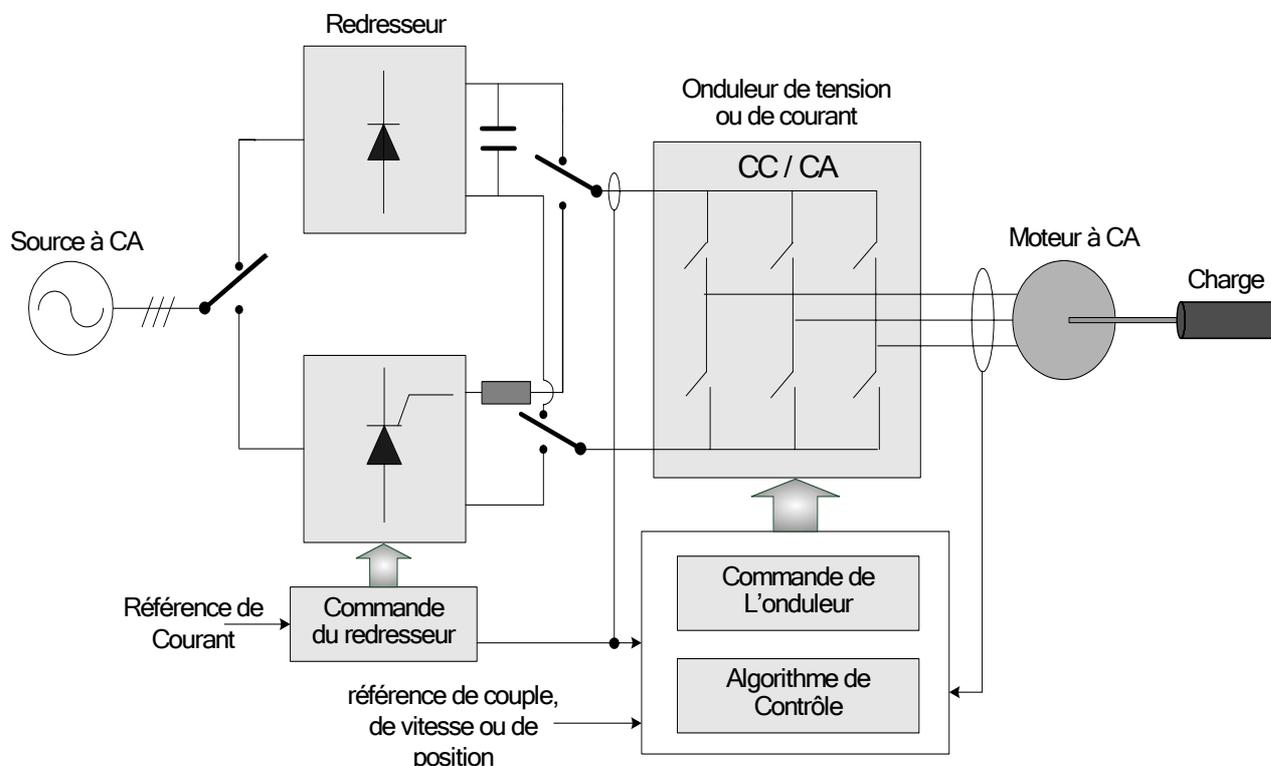


Fig. 1.1– Chaîne d'entraînement électrique à moteur à CA

Ces vingt dernières années, les progrès simultanés dans le domaine des semi-conducteurs de puissance, de la microélectronique et des outils de modélisation mathématique du comportement dynamique des machines alternatives, ont ouvert la voie à l'utilisation des machines à CA.

Promus par l'enjeu économique que représente l'utilisation de telles machines ainsi que par les avantages techniques, des efforts de recherche importants ont été consacrés à la chaîne d'entraînement électrique à CA. Cependant, cet effort s'est porté essentiellement sur l'architecture des moteurs, l'algorithmie de commande, la physique du semi-conducteur et les architectures des convertisseurs. Quant à la mise en œuvre de la commande, elle a surtout bénéficié des progrès de la microélectronique et de l'architecture des processeurs avec l'apparition des microcontrôleurs puis des processeurs des signaux numériques ou des DSP's, [11], [15], [20], [76].

Toutefois, après des années de segmentation de la recherche dans les trois domaines qui constituent la variation de vitesse (motorisation, conversion statique et commande), la relative jeunesse de ces entraînements avec moteurs alternatifs explique qu'il n'existe pas encore de commande type, les solutions sont multiples et très souvent directement adaptées aux besoins de l'utilisation.

Alors, pour appréhender correctement les difficultés auxquelles la commande est confrontée, il est indispensable de bien connaître les différents constituants de la chaîne de puissance du système d'entraînement à CA.

1.2 LA CHAÎNE D'ENTRAÎNEMENT

1.2.1 LES DISPOSITIFS :

Dans cette thèse, nous nous sommes limités à la commande d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil de conception triphasée, alimenté en courant et fréquences variables à partir des convertisseurs statiques. Ils comprennent, entre autres, un étage redresseur, un étage intermédiaire continu, et un étage onduleur.

L'ensemble convertisseurs/moteur/capteurs, auquel on peut ou non ajouter l'électronique de commande, forme la chaîne d'entraînement. Tous les éléments de cette chaîne d'entraînement sont indispensables à la commande, nous allons donc les présenter en détail.

1.2.1.1 Le Moteur

Le moteur à courant alternatif est l'actionneur par excellence, il sert à la régulation de couple, de vitesse ou de position selon l'emploi qu'on en fait.

D'une façon générale, le moteur à CA est constitué d'un rotor et d'un stator, le rotor étant la partie rotative qui entraîne l'axe et le stator la partie fixe qui supporte les bobines d'induction.

Il existe une multitude d'architectures de moteurs à CA selon le principe de fonctionnement retenu. On citera pour mémoire les moteurs synchrones et asynchrones, les moteurs à aimants permanents et les moteurs à reluctance, la liste n'étant pas exhaustive. Les moteurs synchrones et asynchrones restent toutefois les plus répandus, [1], [8], [11], [15], [79].

Le moteur asynchrone (MAS) est le moteur le plus utilisé dans l'ensemble des applications industrielles, du fait de sa facilité de mise en œuvre, de son faible encombrement, de son bon rendement et de son excellente fiabilité.

Comme actionneur électrique, la machine asynchrone est utilisée dans la plupart des domaines de l'industrie, du transport et même du confort, [15], [16], [80] :

- Servomécanisme électrique avec les machines outils à commande numérique, robots, manipulateurs, vérins, ...etc.
- Traction ferroviaire, véhicule électrique, manutention, levage, ...etc.
- Aéronautique, domaine militaire.
- Industries lourdes : métallurgie, sidérurgie, papeterie, chimie, pétrochimie, nucléaire, ...etc.
- Confort : ventilation, climatisation, pompes, compresseurs, ...etc.

Parmi les moteurs asynchrones, le moteur à cage d'écureuil est particulièrement séduisant sur le plan industriel par sa grande robustesse électromécanique, son faible coût et sa très bonne standardisation. Cependant sa simplicité structurelle cache une grande complexité fonctionnelle due à l'absence d'inducteur indépendant, aux non-linéarités, à la difficulté d'identification et aux variations des paramètres, conséquences essentiellement du rotor à cage, [1], [8], [11], [78-80], [82].

Ceci se traduit donc par de fortes contraintes sur le contrôle du système donc par une complexité importante de la commande. En outre, le coût de celle-ci, diminuant la compétitivité des entraînements asynchrones, croît régulièrement.

Pour les différentes classes d'applications possibles d'une telle machine, les performances requises sont variées : régimes statiques de vitesse avec une grande précision, régimes dynamiques, plages de vitesse étendues, ...etc. Des situations particulières peuvent se présenter comme l'absence de certains capteurs. Des contraintes spécifiques peuvent aussi s'ajouter : pollutions électriques, électromagnétiques ou mécaniques, [1], [3], [76], [83].

1.2.1.2 Les Capteurs

Les capteurs, faisant partie intégrante de la chaîne d'entraînement, depuis les capteurs de courant jusqu'aux capteurs de vitesse ou de flux, permettent de mesurer les variables physiques que nécessite la commande.

Comme les autres dispositifs, les capteurs présentent des limites de fonctionnement et des non-linéarités dont les concepteurs de la commande et du système intégré devront tenir compte, [11], [76].

1.2.1.3 Le Redresseur

Le redresseur est le convertisseur de l'électronique de puissance le plus répandu dans toutes les applications industrielles, car ceux-ci sont les plus souvent alimentés par le réseau industriel à tension et fréquence constantes où il y a nécessité de conversion.

Dans les entraînements avec moteur à courant continu, le redresseur transforme la (ou les) tension(s) alternative(s) du réseau en une tension continue variable appliquée à l'induit du moteur.

Dans la plupart des entraînements avec moteur alternatif synchrone ou asynchrone, le moteur est alimenté par un onduleur. C'est un redresseur qui, à partir du réseau, fournit à l'onduleur sa tension (ou courant) continue d'entrée constante ou variable, [11], [67], [76], [81], [84-87].

Les harmoniques à la sortie du redresseur utilisé (commandé ou non commandé) causent l'échauffement de la machine ainsi que les pulsations du couple. De même, les harmoniques à l'entrée provoquent des perturbations sur le réseau (distorsion de la forme d'onde du courant), ainsi que des problèmes de compatibilité électromagnétique, [37], [82], [88-90].

Généralement, la modulation de largeur d'impulsion (MLI) permet de remédier à ces inconvénients : [25], [76], [81], [83], [87], [91]

- Soit en remplaçant le redresseur classique à diodes ou à thyristors par un redresseur à semi-conducteurs à ouverture et fermeture commandées fonctionnant en MLI.
- Soit en ajoutant à l'entrée du redresseur classique un filtre actif.

1.2.1.4 L'Onduleur

L'alimentation à fréquence variable des machines asynchrones ou synchrones se fait à l'aide d'un convertisseur statique généralement continu-alternatif. Dont la source d'entrée peut être du type source de courant ou de type source de tension, figure 1.2. En sortie du convertisseur, on contrôle l'amplitude des tensions ou des courants statoriques ainsi que leur fréquence f_s .

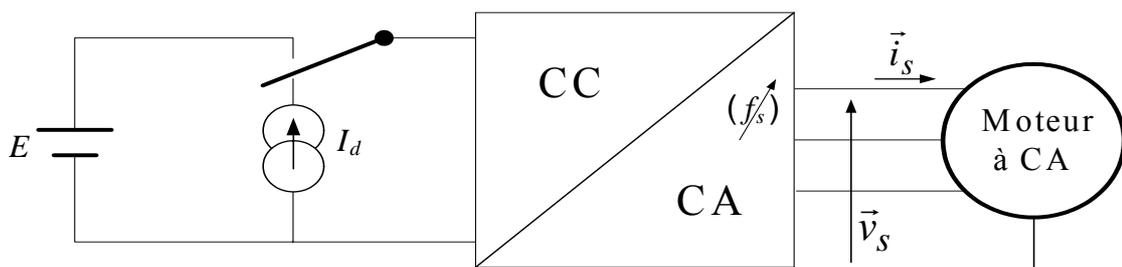


Fig. 1.2– Alimentation à fréquence variable d'un moteur à CA

L'onduleur est le convertisseur statique assurant la conversion de l'énergie électrique de la forme continue à la forme alternative. Comme un redresseur tout thyristors un onduleur est réversible, il permet le transfert de puissance de l'alternatif vers le continu. Mais le sens normal de transfert est du continu vers l'alternatif, comme c'est de l'alternatif vers le continu pour un redresseur.

La principale différence entre un vrai onduleur (sous-entendu, autonome) et un redresseur fonctionnant en onduleur non autonome tient à son autonomie : la fréquence et la forme d'onde des grandeurs alternatives ne sont pas imposées par la « source » du côté alternatif. C'est la fréquence de commande des semi-conducteurs de l'onduleur qui impose la fréquence des grandeurs alternatives, tandis que la tension ou le courant côté continu qui, à travers l'onduleur, impose la forme d'onde de la tension ou de courant côté alternatif, [11], [15], [76], [77], [82], [83], [92].

On distingue deux grands types d'onduleurs :

- Les onduleurs de tension, alimentés par une source de tension continue (VSI).
- Les onduleurs de courant, alimentés par une source de courant continu (CSI).

1.2.1.4.1 Onduleur de Tension (VSI)

Largement décrit dans la littérature [1-4], [8], [11], [14], [15], [25], [37], [67], [76], [77], [82], [83], [88], [89], [91-93], l'onduleur de tension a pour tâche de transformer une source de tension continue constante en une tension alternative polyphasée de fréquence et d'amplitude variables.

L'architecture de ce convertisseur se compose de plusieurs bras, connectés chacun à une phase du moteur et comportant deux interrupteurs de puissance. Le cas le plus fréquent est l'onduleur triphasé à trois ou quatre bras (cf. fig. 1.3_a). Ces interrupteurs découpent la tension d'entrée en impulsions de largeur variable. Le fondamental de la décomposition en série de Fourier de ce train d'impulsions est la tension d'alimentation sur une phase du moteur (cf. fig. 1.3_b). En faisant varier la largeur des impulsions (leur amplitude étant fixée par la tension d'alimentation continue), on peut modifier l'amplitude et la fréquence du fondamental, donc de la tension d'alimentation du moteur.

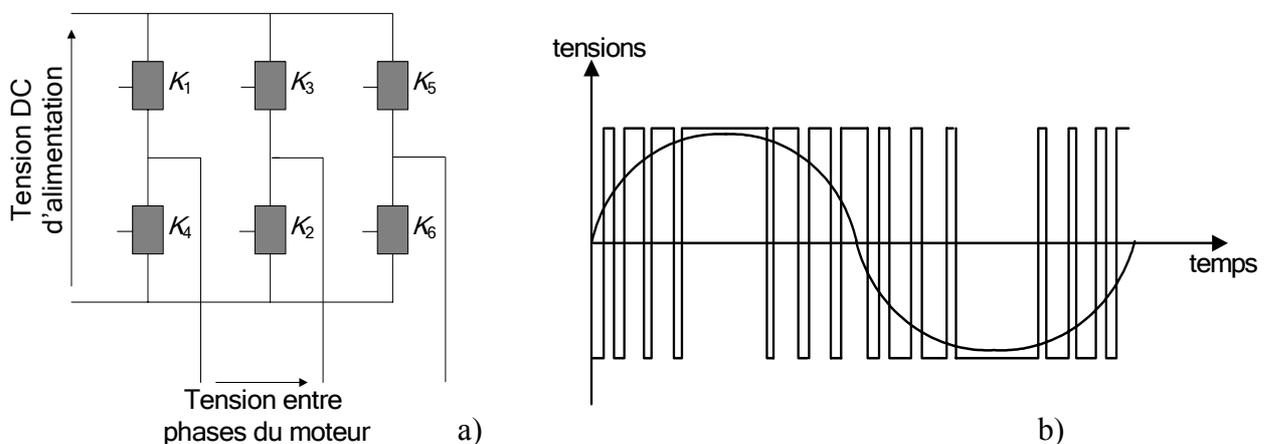


Fig. 1.3– a) Onduleur de tension à trois bras
b) Tension MLI entre deux phases du moteur avec fondamental de tension

Les interrupteurs de puissance tant qu'élément de base de l'onduleur se composent, selon la puissance commutée : de GTO, de MOSFET de puissance ou d'IGBT ...etc., en parallèle avec une diode. La diode permet d'assurer la continuité du courant lors du changement de sens de celui-ci (cf. fig. 1.4), [11], [25], [67], [76], [82], [85], [88], [89], [91].

Les caractéristiques de l'onduleur sont principalement définies par ses composants de puissance. Ceux-ci déterminent la puissance, la tension et le courant maximum commutés, la fréquence maximale de commutation et le temps mort. Ce dernier paramètre a une influence importante sur l'entraînement car il provoque des non-linéarités de l'onduleur et donc des imprécisions sur la tension alternative générée.

D'autres non-linéarités de l'onduleur génèrent également des imprécisions sur la tension de sortie comme la variation des paramètres des interrupteurs avec la température de fonctionnement (temps de commutation, caractéristiques électriques), phénomène difficilement modélisable et pas du tout contrôlable, [11], [37], [83], [94], [95].

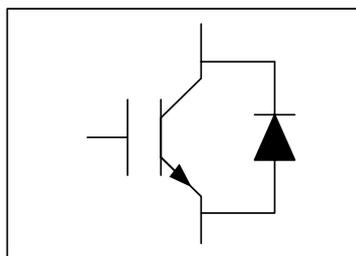


Fig. 1.4– Interrupteur de puissance avec IGBT et diode

La topologie d'onduleur la plus commune pour les systèmes d'entraînement à vitesse variable est l'onduleur à source de tension triphasé à commande MLI, car cette topologie a les avantages de simplicité de l'alimentation continue à partir d'un redresseur et opération en boucle ouverte stable en utilisant une caractéristique V/f constant.

Comme conséquence, l'optimisation du contrôle de tension en boucle ouverte et les stratégies de contrôle du courant en boucle fermée pour les onduleurs de tension ont été un secteur de recherches important pendant des décennies et les alternatives les plus efficaces sont maintenant identifiées. Cependant, la nature de la topologie de ce type d'onduleur signifie qu'elle ne peut pas régénérer de nouveau à une source d'alimentation CA sans le besoin d'un montage redresseur compliqué, et elle produit également des grandes transitions de dv/dt sur les tensions de sortie de l'onduleur. Ces transitions peuvent mener à des problèmes tels que les pertes dans le moteur, le bruit acoustique dans la charge, la dégradation d'isolation en raison des montées subites de tension, et les effets inacceptables de l'interférence électromagnétique. La topologie alternative pour un tel onduleur est l'onduleur de courant (CSI), qui a plusieurs avantages distincts par rapport à l'onduleur de tension (VSI), [1], [8], [14], [25], [96], [97].

1.2.1.4.2 Onduleur ou Commutateur de Courant (CSI)

Alimenté par une source de courant, un onduleur ne peut que distribuer convenablement aux trois phases du moteur le courant qu'il reçoit. Ainsi pour le désigner, au lieu de l'onduleur, on emploie souvent le nom ; commutateur de courant.

Puisque les moteurs à induction ont été traditionnellement conçus pour fonctionner à partir d'une source de tension, l'onduleur à source de tension a été originellement développé et utilisé car c'est, en principe, une approximation de la forme d'onde présentée au moteur par le réseau d'alimentation. L'onduleur à source de courant est cependant très différent dans le concept. Les entraînements alimentés par un onduleur à source de courant ont été en service seulement pendant environ vingt années. Ils ont, cependant, plusieurs propriétés qui les rendent attractifs aussi bien qu'un nombre inévitable d'effets indésirables, [4], [67], [89], [91-93], [98].

Comme le nom l'implique, les onduleurs à source de courant (CSI's) sont alimentés par une source de courant constante (cf. fig.1.6). Une véritable source de courant constante ne peut jamais être une réalité, elle est raisonnablement rapprochée par un convertisseur intermédiaire avec une boucle de régulation pour le courant aussi bien qu'une inductance de la liaison CC pour lisser le courant, [3], [17], [44], [67], [76], [83], [89], [99]. Cette manière de procéder résulte du fait que les sources usuelles (réseau, batterie ou caténaire à courant continu) ont des caractéristiques statiques de sources de tension, même si leur inductance interne s'opposant aux brusques variations du courant qu'elles débitent.

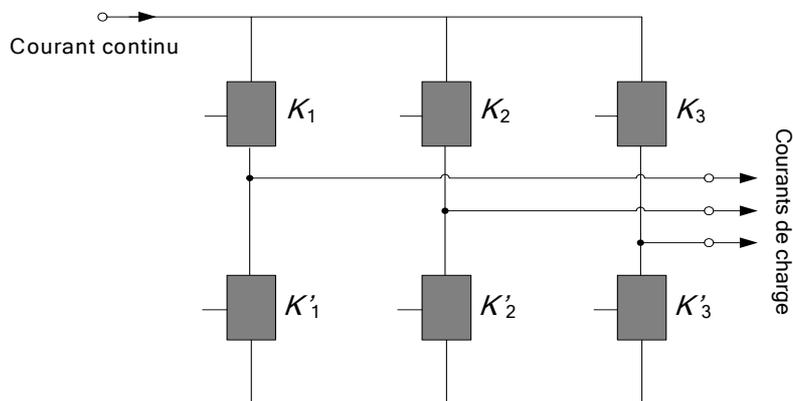


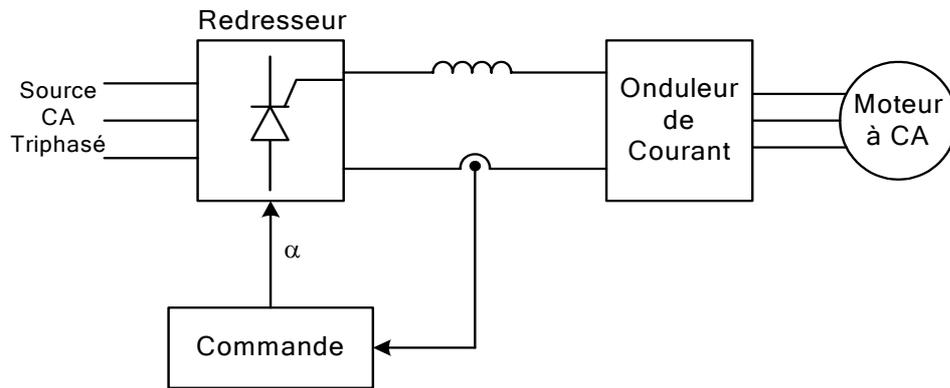
Fig. 1.5– Onduleur de courant à trois bras

En général, un onduleur de courant peut fonctionner de deux manières de base :

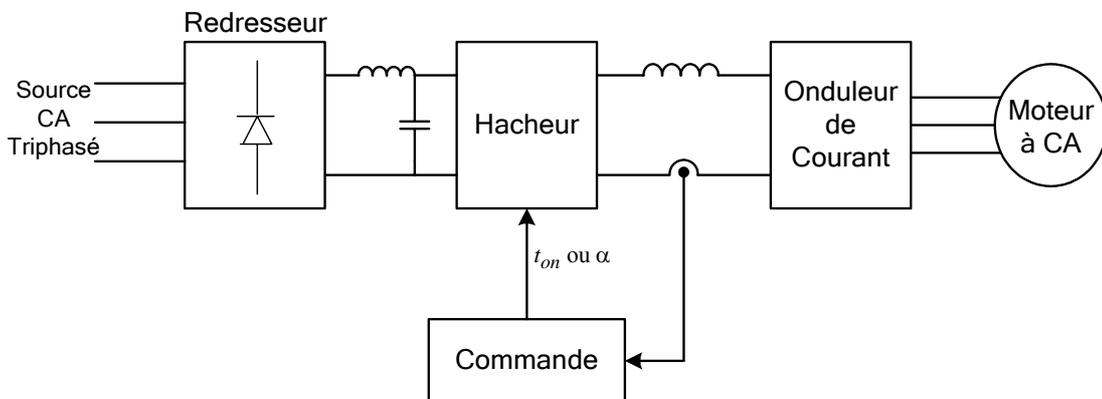
- soit à l'aide d'un pont redresseur à contrôle de phase (cf. fig. 1.6_a).
- soit par l'intermédiaire d'un pont redresseur à diodes et la commande d'un hacheur (cf. fig. 1.6_b).

Le pont redresseur à contrôle de phase est moins bruyant que celui à hacheur commandé, il n'a pas besoin des dispositifs à haute vitesse de commutation et ne peut pas fonctionner à partir des batteries. Par contre, l'onduleur de courant à hacheur commandé peut fonctionner à partir des

batteries et produire plus de bruit en raison de son besoin de dispositifs à haute vitesse de commutation, [4], [67], [91], [100].



a) Utilisation d'un pont redresseur à contrôle de phase



b) Utilisation d'un pont redresseur à diodes et un hacheur

Fig. 1.6– Modes de fonctionnement d'un onduleur de courant

L'utilisation de l'ensemble redresseur à diodes plus hacheur éliminerait la possibilité de régénération offerte lors de l'emploi du redresseur commandé par phase. Bien que le hacheur pourrait potentiellement fournir une grande largeur de bande, d'autres problèmes inséparables de l'onduleur de courant (CSI) ne seraient pas surmontés et la perte de possibilités de régénération est un inconvénient sérieux. Pour ces raisons, les systèmes avec redresseur à diodes-hacheur ne semblent pas être une option importante, [3], [8], [14].

En fait, quelque soit le mode de fonctionnement de l'onduleur de courant, l'emploi d'une boucle de régulation pour contrôler le courant d'entrée permet de faire varier la valeur de celui-ci. Ce qui représente une différence importante avec les onduleurs de tension où la source, si elle est continue, est le plus souvent reliée à l'entrée de l'onduleur soit directement, soit à travers un simple filtre, [3], [76], [77], [83].

Comme pour les onduleurs de tension, les onduleurs de courant peuvent être aussi contrôlés par la technique MLI, [17], [19], [32-34], [43], [44], [82]. Ce qui permet de minimiser les harmoniques et les ondulations du couple.

- **Avantages et inconvénients d'un onduleur de courant**

Les onduleurs de courant ont plusieurs avantages distingués par rapport aux onduleurs de tension: [1], [3], [8], [14], [17], [19], [20], [25-30], [32-34], [43], [44], [96], [97], [101], [102]

- ❖ Ils assurent la protection contre des courts-circuits dans l'étage de sortie ;
- ❖ En outre, les onduleurs de courant ont des circuits de commande relativement simples et de bonne efficacité ;
- ❖ Le circuit de puissance est simple, parce qu'il n'utilise qu'un nombre limité de composants ;
- ❖ Les pertes de commutation sont généralement faibles ;
- ❖ Réduction des harmoniques de charge de manière significative en raison du filtrage de tension qui se produit sur les condensateurs de sortie de l'onduleur, (cf. chapitre 2) ;
- ❖ Contrairement à l'onduleur de tension, la charge équivalente vu par le redresseur est plus semblable à une source de courant qu'à une source de tension, il n'y a donc aucune réflexion des harmoniques dans le réseau comme dans l'entraînement à onduleur de tension (VSI). Où les formes d'onde des courants de ligne sont discontinues dans de nombreux cas à cause de la présence du condensateur de côte continu. Donc, les entraînements à onduleurs de tensions (VSI's) ont plus d'harmoniques dans le courant de ligne ;
- ❖ Dans un onduleur de courant commandé par MLI, comme dans l'onduleur de tension à MLI (PWM-VSI), l'amplitude et la fréquence de la sortie sont contrôlables ;
- ❖ L'onduleur de courant a l'avantage de soutenir directement la régénération de nouveau à la source CA une fois alimenté à partir d'un redresseur à thyristors. Dont le passage du fonctionnement en moteur au fonctionnement en génératrice correspond à une inversion du couple obtenue par un changement du signe de la vitesse de rotation. Tant que cette dernière n'a pas changé de signe, l'inversion du couple entraîne celle de la tension à l'entrée de l'onduleur de courant et la régulation du courant provoque ainsi une inversion de la tension de sortie du redresseur qui passe en onduleur. Ce système est donc naturellement réversible. Pour l'inversion du sens de rotation de la vitesse, il faut inverser deux phases du stator grâce à la commande des semi-conducteurs. Ainsi le fonctionnement dans les quatre quadrants, du plan couple-vitesse, ne demande aucun circuit supplémentaire quand la machine est alimentée en courant. Ceci contrairement à l'onduleur de tension où l'écoulement du courant plutôt que la tension continue doit être inversé, exigeant de ce fait la connexion d'un pont auxiliaire à six impulsions en anti-parallèle du pont redresseur principal. C'est encore un avantage souhaitable qui fait choisir ce mode d'alimentation en courant pour certaines applications industrielles de grande puissance où la récupération d'énergie est très importante.

Toutefois, avec tous ces avantages, il y a certains inconvénients :

- Les onduleurs de courant produisent des pulsations de couple à vitesse réduite ;
- Ils ne peuvent pas manipuler les moteurs trop petits, et ils sont grands et lourds ;

- La gamme de fréquence de l'onduleur est généralement faible ;
- Il ne fonctionne qu'avec charge (un courant minimum de charge est nécessaire pour assurer la commutation de l'onduleur) ;
- Il faudrait préciser que l'entraînement avec PWM-CSI a certaines limitations, qui peuvent limiter ses applications à l'époque actuelle. Une est qu'une inductance de lissage coté continu est nécessaire, augmentant ainsi le coût et le volume des systèmes d'entraînement ;
- Un autre problème avec le PWM-CSI est la dérivation de la capacité à l'entrée du moteur, (cf. chapitre 2). Non seulement son dimensionnement (taille) en kilovolt-ampère augmente le coût du système d'entraînement, mais il peut également causer une auto excitation entre le condensateur et l'inductance magnétisante de la machine tournante. Le problème de cette excitation peut être résolu en coordonnant l'inductance du coté continu, le condensateur du coté alternatif et les conditions de fonctionnement du moteur, de sorte que la fréquence de résonance puisse être évitée ;

1.2.2 LES MODÈLES POUR LA COMMANDE

Pour contrôler un dispositif, il est nécessaire d'en comprendre le fonctionnement et savoir le modéliser.

Il existe deux types de modèles. D'une part les modèles de connaissance, appelés aussi intrinsèques, propres aux physiciens. Ce sont souvent des modèles complexes et pas du tout appropriés pour l'établissement des lois de commande. D'autre part, il existe les modèles dits extrinsèques qui reproduisent le comportement du système modélisé à partir de ses entrées/sorties. Ces modèles, qui sont beaucoup plus simple, permettent d'établir des lois de commande. Toutefois, le contrôle étant réalisé sur un modèle idéal des dispositifs, il faudra qu'il soit capable de corriger les erreurs par rapport au comportement réel, [4], [11], [20], [103].

1.2.2.1 Modèle du Moteur

Dans le cas de la machine asynchrone, le modèle le plus communément employé est le modèle dit « vectoriel » ou de « Park ». Ce modèle est constitué de quatre équations différentielles électriques du premier ordre, non linéaires avec la vitesse, d'une équation différentielle mécanique de rotation et de l'équation du couple électromagnétique.

Ce modèle implique un certain nombre de simplifications (entrefer constant, saturation, hystérésis et courants de Foucault négligeables, ...etc.) qui font un modèle de la machine idéale.

1.2.2.2 Modèles des Convertisseurs

La plupart des algorithmes de contrôle reposent sur les modèles des convertisseurs idéals (redresseur ou onduleur), c'est-à-dire sans pertes, avec des temps de commutation nuls et sans temps mort. En fait, les convertisseurs sont modélisés la plupart du temps par un simple gain.

Toutefois, certains algorithmes permettent de compenser l'effet des temps morts sur les grandeurs de sortie des convertisseurs.

1.2.2.3 Modèles des Capteurs

Sachant que les capteurs ne sont que rarement pris en compte lors de l'établissement de l'algorithme de contrôle. L'erreur qu'ils introduisent dans la boucle de contrôle est compensée par les stratégies globales de correction d'erreur.

1.3 LA COMMANDE

Le moteur à courant continu était très utilisé pour la réalisation des entraînements à vitesse variable. À nos jours, l'emploi du moteur à courant alternatif pour réaliser de tels entraînements est de plus en plus courant vu les avantages qu'il a sur les autres types de machines électriques tournantes, parmi lesquels on peut citer : la robustesse, le prix relativement bas et l'entretien moins fréquent. La machine asynchrone associée à des convertisseurs statiques est, à l'heure actuelle, de loin la plus utilisée dans les applications industrielles où la variation de vitesse et la haute précision de régulation en couple sont requises, [7], [11], [77], [83].

Néanmoins, la commande des machines asynchrones est compliquée, contrairement à la machine à CC, car les variables d'état du système ne sont pas découplées. Autrement dit, il n'est pas possible de contrôler une grandeur de sortie de la machine (couple, vitesse ou position) en faisant varier une seule grandeur d'entrée (intensité ou tension donnée).

Pour résoudre ce problème, on applique une transformation mathématique aux variables d'état 'X' de la machine asynchrone de manière à rendre celle-ci équivalente à une machine à CC, facile à contrôler. La transformation en question est la transformation dite de « Concordia » :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \sin(\theta_s) \\ -\sin(\theta_s) & \cos(\theta_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (1.1)$$

Cette transformation permet de calculer les variables d'état dans un repère dans le quel il sera facile de les découpler. Une fois découplées, on appliquera à ces variables les techniques traditionnelles de la théorie des systèmes échantillonnés afin de les réguler et les asservir aux consignes d'entrée (cf. annexe A).

Ainsi on peut le remarquer, la commande algorithmique se compose en fait de deux blocs bien distincts : le bloc de contrôle proprement dit et le bloc MLI.

- Le bloc MLI : est chargé de calculer les instants de commutation des composants de puissance de l'onduleur à partir d'une consigne de tension (ou de courant).
- Le bloc de contrôle proprement dit : assure les fonctions de régulation et asservissement des grandeurs physiques contrôlées. Toutefois, si nous nous trouvons dans un schéma de contrôle en boucle ouverte, aucune régulation ou asservissement n'a lieu, ce bloc se contente de calculer les consignes de tension (ou de courant) pour la MLI à partir des consignes externes.

Pour chacun de ces blocs, il existe plusieurs stratégies possibles, c'est-à-dire en fait plusieurs algorithmes, la stratégie de chacun des blocs étant choisie indépendamment.

En ce qui concerne le bloc MLI, nous citerons pour référence la MLI intersective, la précalculée et la MLI vectorielle, stratégies les plus communément employées. Chacun de ces algorithmes permet d'obtenir des caractéristiques différentes des tensions (ou courants) de sortie de l'onduleur (spectre et amplitude maximale de la tension (ou courant)).

En ce qui concerne le bloc de contrôle, on peut distinguer deux familles d'algorithmes : les méthodes scalaires et les méthodes vectorielles. Dans les paragraphes suivants, nous présentons succinctement trois algorithmes très répandus : l'algorithme scalaire en boucle ouverte dit V/f constant, l'algorithme vectoriel en boucle fermée, le FOC, et l'algorithme de contrôle direct du couple, le DTC, [1], [11], [16], [20], [58], [82], [103].

1.3.1 TECHNIQUES DE MODULATION

Avec la possibilité d'avoir des transistors de puissance à un coût moindre, il est devenu possible d'utiliser la technique MLI pour améliorer la forme d'onde du courant du moteur, et par conséquence, la minimisation des harmoniques provoquant l'échauffement de la machine et les pulsations du couple. D'autre part, le développement des algorithmes MLI est un domaine qui subit une activité de recherche intense et les convertisseurs utilisant cette technique ont déjà dominé le marché des variateurs de vitesse à moteur à courant alternatif, [3], [11], [82].

Les différentes techniques de modulation ont été intensivement documentées dans la littérature. Elles ont été initialement développées pour les VSI's et récemment prolongées aux CSI's.

En fait, les techniques à onde(s) porteuse(s) (pour des réalisations analogiques) et les techniques à vecteurs d'espace (pour des réalisations numériques) sont maintenant applicables pour les deux configurations. Dont les modèles de commutation appropriés sont obtenus pour les CSI's en basant sur des principes identiques à ceux des VSI's, où des conditions spéciales, telles que les impulsions court-circuitantes sont fournies sans « contestation ni de les calculer ni de les placer », [17], [19], [31-34], [43], [101], [104].

1.3.1.1 Onduleur Triphasé de Tension à MLI (PWM-VSI)

L'onduleur de tension à MLI (PWM-VSI) est toujours choisi pour avoir une réponse rapide et des performances élevées. Dans ce type d'onduleur, la tension redressée alimentant l'onduleur peut être fixée par l'utilisation d'un redresseur à diodes. Dans ce cas, la tension et la fréquence de sortie sont contrôlées par l'onduleur en utilisant la technique MLI, [11], [14], [15], [37], [82], [83], [105].

1.3.1.1.1 La MLI Intersective ou la Modulation Phase par Phase

Cette technique est héritée des techniques analogiques. Elle consiste à calculer la largeur d'une impulsion de manière à obtenir la tension de référence, en moyenne sur une période de commutation. Une variante de la MLI intersective est la modulation sinusoïdale (MLIS ou SPWM).

En effet, la technique la plus commune pour synthétiser des formes d'onde sinusoïdales de MLI est la méthode de modulation triangulaire ou la MLI sinus-triangle (cf. fig.1.8). Cette dernière était particulièrement appropriée aux premiers modulateurs analogiques. Elle est réalisée par comparaison d'une onde modulatrice basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Ainsi, les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulatrice. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse. En triphasé, les trois références sinusoïdales sont déphasées de $2\pi/3$ à la même fréquence f_s . Les instants d'échantillonnage ne sont pas répartis à des intervalles équidistants contrairement à la MLI vectorielle, [21], [25], [51], [76], [77].

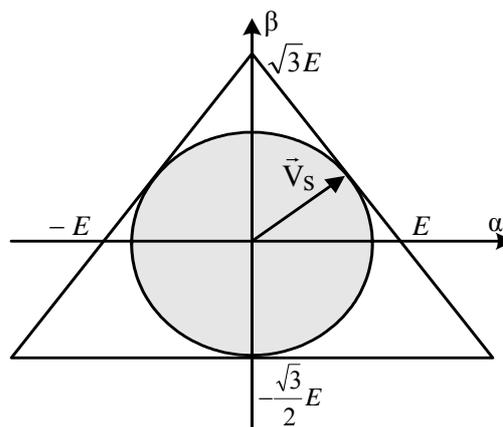


Fig. 1.7– Vecteur tension de la MLI intersective

Avec les onduleurs de tension en pont triphasé, on peut faire découler la commande MLIS, de celle des onduleurs monophasés, en générant de manière indépendante les signaux de commande des interrupteurs de chacun des trois demi-ponts, ainsi on dit que la commande est faite phase par phase.

De même, on montre que pour une charge triphasée montée en triangle, l'amplitude du vecteur tension qu'il est possible de générer est inscrite au triangle de la figure 1.7. Ceci est dû au fait que la commande intersective ou précisément la MLIS considère les trois bras de l'onduleur comme indépendants. Si l'on prend en compte les interactions entre les différents bras de l'onduleur, nous arrivons à la modulation vectorielle, [77], [82], [92], [106].

1.3.1.1.2 La MLI Vectorielle

L'utilisation des technologies numériques permet le recours à des stratégies de modulation triphasée spécifiques, non déduites des techniques analogiques initialement conçues en monophasé. Parmi ces techniques numériques on trouve la modulation vectorielle (ou Space Vector Modulation) qui traite les signaux directement dans le plan diphasé de la transformée nommée de Concordia.

La MLI vectorielle est certainement la méthode de MLI la mieux adaptée au contrôle des moteurs asynchrones, (cf. fig. 1.8). Contrairement à d'autres méthodes, la MLI vectorielle ne s'appuie pas sur des calculs séparés des modulations pour chacun des bras de l'onduleur. Un vecteur tension de contrôle est calculé globalement et approximé, sur une période de modulation T_{mod} , par un vecteur tension moyen. Cette modulation est utilisée dans les commandes modernes des machines asynchrones pour obtenir des formes d'onde arbitraires non nécessairement sinusoïdales, [19], [20], [33], [34], [43], [51], [76], [85], [107-109].

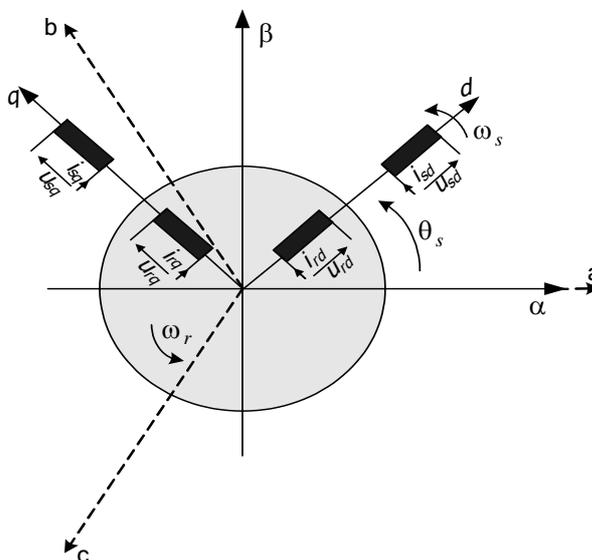


Fig. 1.8– Repères diphasés équivalents de la machine asynchrone

Cette technique de modulation repose sur la représentation d'une machine triphasée par une machine diphasée équivalente: la machine de Kron, [80], [106]. On définit ainsi deux repères diphasés, l'un lié au stator (α - β), et l'autre lié au champ tournant (d - q), conformément à la figure 1.8, où le passage des grandeurs triphasées aux grandeurs diphasées se fait par simple projection sur les axes concernés.

Considérons l'onduleur de tension triphasé (cf. fig. 1.3a). Ses six interrupteurs sont commandés de manière complémentaire deux à deux, nous avons seulement trois degrés de liberté, ayant deux états chacun: Fermé ou Ouvert. Nous pouvons alors représenter les 8 vecteurs d'états possibles dans le plan (α - β) (cf. fig.1.9a). On peut ainsi reconstruire n'importe quelle tension \vec{V}_s en combinant ses deux vecteurs adjacents (cf. fig.1.9b). En supposant que \vec{V}_s se trouve dans le 1^{er} secteur du plan (α - β), T_1 et T_2 sont les temps d'application de ses vecteurs adjacents : \vec{V}_1 et \vec{V}_2 respectivement.

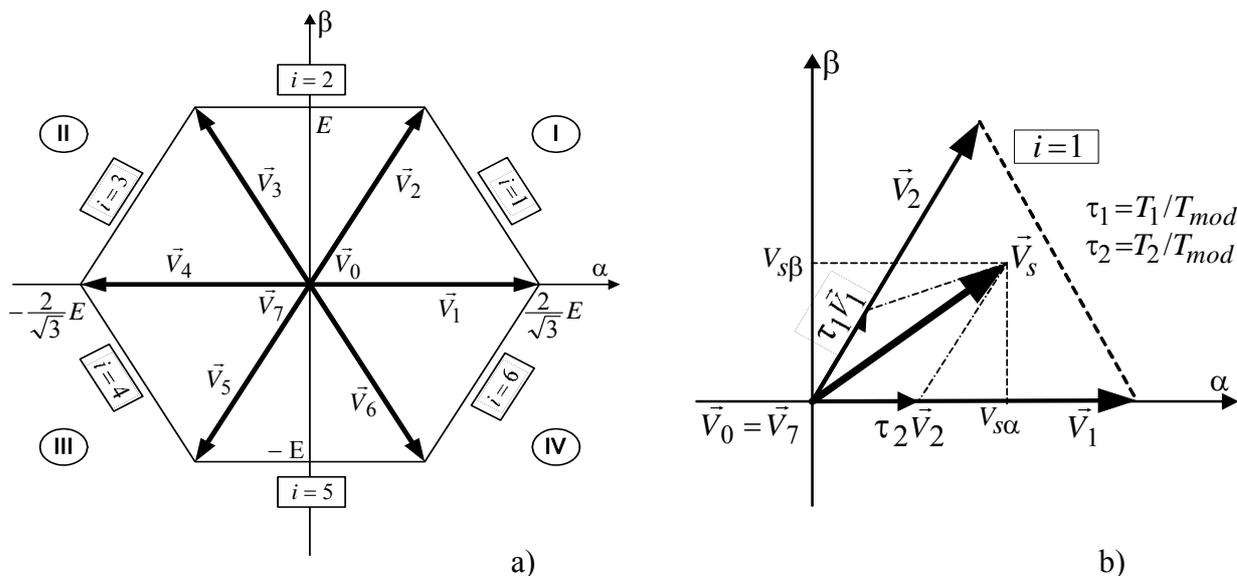


Fig. 1.9– a) Représentation des vecteurs tensions réalisables par l'onduleur
 b) Projection du vecteur à réaliser sur ses deux vecteurs adjacents

La somme des deux vecteurs \vec{V}_1 et \vec{V}_2 respectivement appliqués pendant les durées τ_1 et τ_2 donne donc le vecteur \vec{V}_s initial. En combinant ces deux vecteurs avec les vecteurs nuls (\vec{V}_0 et \vec{V}_7) et en codant par un 1 un interrupteur fermé et un zéro un interrupteur ouvert, nous pouvons reconstituer les signaux de commande à appliquer pour obtenir le vecteur \vec{V}_s souhaité, comme le montre l'exemple de la figure 1.10

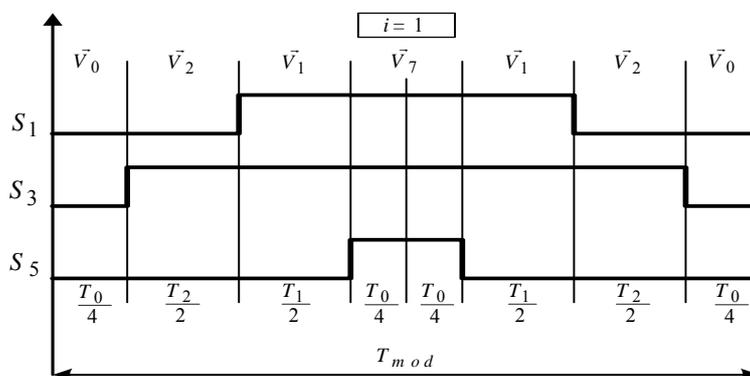


Fig. 1.10– Reconstitution des signaux de commande

Cette technique de modulation est beaucoup plus efficace que la précédente puisqu'elle permet d'obtenir des vecteurs tensions inscrits dans le polygone de la figure 1.9_a, donc de tensions crêtes aux bornes de la charge de $\pm E$ (à comparer avec la valeur de $\frac{\sqrt{3}}{2}E$ obtenue avec la modulation intersective), [4], [106], [110-113].

1.3.1.1.3 La MLI Précalculée

Pour les méthodes de modulation présentées dans les paragraphes précédents, nous avons implicitement considéré qu'on déterminait les angles de commutation en temps réel. Ces angles étaient soit fixés par les instants d'intersection d'une onde de référence et d'une onde de modulation, soit calculés au début de chaque période de modulation.

Lorsqu'on utilise un système à microprocesseur pour assurer la modulation, on peut également commander les semi-conducteurs de l'onduleur à partir de séquences préalablement calculées et stockées dans une mémoire. La détermination des angles de commande peut alors se faire sur la base de critères plus complexes, puisque les angles font l'objet d'une détermination préalable, [25], [76], [77].

On peut, suivant le cas, s'attacher à éliminer les premiers harmoniques des tensions de sortie ou minimiser le taux d'harmoniques pondéré en adoptant une pondération qui tient compte du récepteur alimenté et peut varier avec la fréquence de sortie, donc avec la vitesse du moteur. Ceci permet d'éliminer plusieurs harmoniques d'ordre inférieur offrant ainsi une haute qualité du spectre de modulation. Cependant, un inconvénient sérieux est associé à la technique MLI programmée en raison de la tâche difficile de calculer les instants spécifiques de la MLI pour optimiser une fonction particulière, ce qui réduit la flexibilité de la technique programmée.

En effet, la flexibilité de ces techniques peut être améliorée dans les commandes modernes en employant la modulation vectorielle, [76], [77], [114].

1.3.1.2 Onduleur Triphasé de Courant à MLI (PWM-CSI)

Avec les onduleurs de courant on peut utiliser les mêmes techniques de MLI qu'avec les onduleurs de tension. En effet, il y a une similitude forte aux techniques de modulation, bien que des différences mineures existent : [17], [19], [29], [33], [34], [43], [44], [72], [76], [83], [104], [115].

- L'étude faite pour la MLI d'une phase, ne peut pas être transposée à l'ensemble des trois phases. Les commutations se font, en effet, entre les trois interrupteurs réunis à la même borne de la source de courant et non plus entre les deux interrupteurs montés en série entre les deux bornes de source de tension, (cf. chapitre 2). Alors, il faut étudier les trois phases à la fois, en tenant compte de la complémentarité des trois semi conducteurs commandés K_1, K_2, K_3 , et K'_1, K'_2, K'_3 des deux groupes.

- La tension appliquée à un moteur à courant alternatif, synchrone ou asynchrone, doit augmenter en même temps que la fréquence. Dans les onduleurs de tension à MLI on demande le plus souvent à la commande de l'onduleur de faire varier à la fois la fréquence et la valeur du fondamental de sa sortie. Par contre, dans les onduleurs de courant à MLI on peut faire varier le rapport entre le courant continu d'entrée et le fondamental des courants alternatifs de sortie, donc entre le fondamental des tensions alternatives de sortie et le courant continu d'entrée. Mais ce rapport dépend aussi du facteur de déplacement du fondamental. Souvent dans les équipements avec onduleur de courant, on règle le transfert d'énergie par le convertisseur situé entre la source d'énergie et l'onduleur : hacheur continu ou redresseur si l'énergie vient du réseau alternatif. On demande alors à l'onduleur seulement de faire varier la fréquence et d'optimiser la forme d'onde de ses courants de sortie.

En général, la commande en modulation de largeur d'impulsions de l'onduleur de courant en pont triphasé permet :

- d'assurer le réglage de l'amplitude de la fondamentale du courant de sortie,
- d'améliorer le contenu harmonique de ce courant en déplaçant le spectre harmonique vers les fréquences élevées.

Ces objectifs peuvent être atteints en utilisant soit une modulation : intersective, vectorielle ou précalculée.

1.3.1.2.1 La MLI Intersective

Pour la MLI intersective, nous allons présenter une des techniques de modulation sinusoïdale les plus utilisées. Elle découle d'un principe proposé par T. Onishi et K. Okitsu en 1983, [17], [44], [76], [77].

Couramment, la modulation sinusoïdale est caractérisée par :

- L'indice de modulation M_f , rapport de la fréquence de modulation à la fréquence de référence.
- Le coefficient de réglage en courant ou le rapport de modulation en amplitude M_a , définit par le rapport de l'amplitude du courant de référence à la valeur crête de l'onde de modulation ou la valeur maximale des onde(s) porteuse(s) I_m , (cf. chapitre 5).

Les courants de sortie désirés (cf. fig. 1.3), de pulsation ω , s'écrivent donc

$$\begin{aligned} i_a &= M_a \cdot I_m \cdot \sin \omega t \\ i_b &= M_a \cdot I_m \cdot \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ i_c &= M_a \cdot I_m \cdot \sin(\omega t - 4\pi/3) \end{aligned} \quad (1.2)$$

Pour que ces trois courants i_a, i_b et i_c soient identiques à $2\pi/3$ et $4\pi/3$ près, il faut que l'indice de modulation soit un multiple impair de 3, donc égal à 9, 15, 21, 27...

La figure 1.11 montre la détermination des intervalles de conduction des six interrupteurs, pour une demi période des courants de sortie, pour le cas le plus simple, celui où l'indice de modulation M_f égal à 9.

Cette technique de modulation sinusoïdale appliquée pour un onduleur de courant nous a servi en premier lieu comme exemple de départ de notre travail visant d'une part : l'élimination des pulsations du couple moteur et d'autre part : l'amélioration des performances statiques et dynamiques du système d'entraînement proposé. L'étude analytique détaillée de cette modulation sera traitée dans le cinquième chapitre.

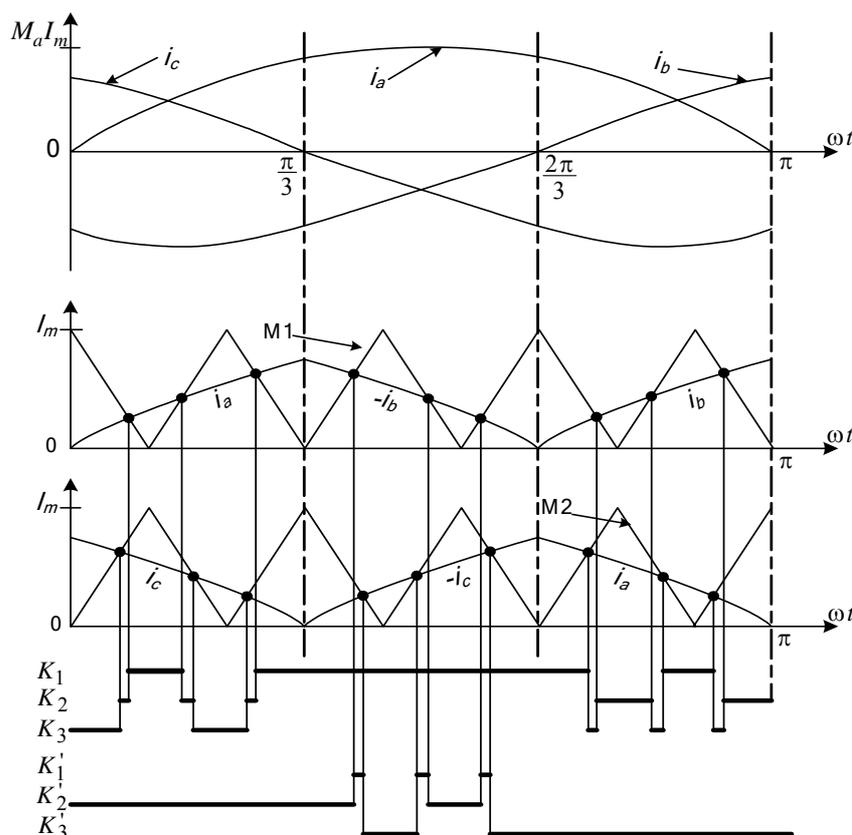


Fig. 1.11– Détermination des intervalles de conduction des six interrupteurs avec la modulation intersective

1.3.1.2.2 La MLI Vectorielle

Le principe utilisé pour la commande en modulation vectorielle de l'onduleur triphasé de courant est le même que celui présenté pour l'onduleur triphasé de tension, [19], [32-34], [43], [76].

- Un vecteur \vec{I} permet de représenter le système de somme nulle formé par les courants de sortie i_a , i_b et i_c . Pour cela on substitue à ces courants leurs composantes i_α et i_β définies par la transformation de Concordia. Où on considère i_α et i_β comme les projections de \vec{I} sur deux axes perpendiculaires.

- Par la suite, les deux interrupteurs fermés : l'un du groupe supérieur K_1, K_2, K_3 , l'autre du groupe inférieur K'_1, K'_2, K'_3 , donnent au vecteur représentatif, neuf états possibles. Ces neuf états sont représentés par six vecteurs, $\vec{I}_1, \vec{I}_2, \vec{I}_3, \vec{I}_4, \vec{I}_5$ et \vec{I}_6 de module $I_d \sqrt{2}$, décalés deux à deux de $2\pi/6$, et trois vecteurs nuls (cf. fig. 1.12).
- le vecteur courant désiré, donné dans l'équation 1.2, tourne à une vitesse angulaire constante faisant un tour par période. On décompose la période en un certain nombre d'intervalles de modulation, pendant chaque intervalle, on donne un module et une phase moyens correspondants au courant désiré au milieu de l'intervalle considéré. Puis on en déduit la durée à donner aux trois états représentés par trois vecteurs, par exemple (deux vecteurs actifs et un vecteur nul) pour obtenir le courant de sortie \vec{I} , en déduisant ainsi le nombre de commutations nécessaires.

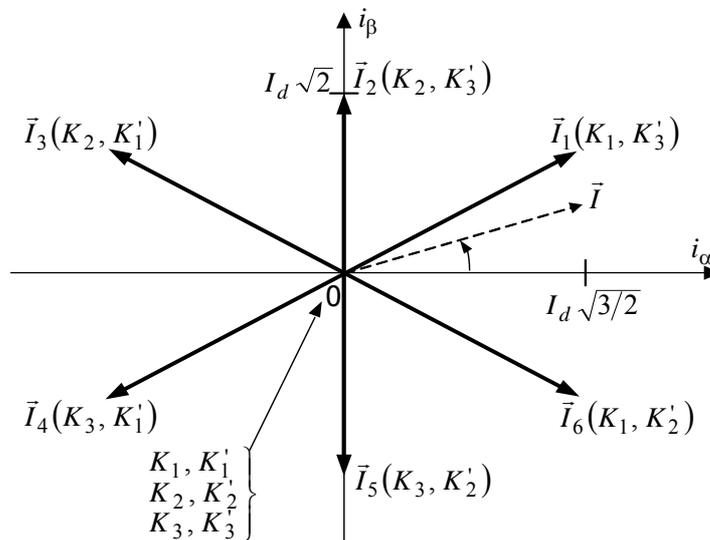


Fig. 1.12– Représentation des neuf états de commutations d'un onduleur de courant

Malgré que le principe de base de cette technique soit presque identique pour les deux types d'onduleurs, la modulation vectorielle est suffisamment développée pour le cas de l'onduleur de tension contrairement à l'onduleur de courant. Ceci est directement lié au fait que les lois de commutation des deux onduleurs sont complètement différentes.

1.3.1.2.3 La MLI Précalculée

En modulation calculée, on détermine les angles de commutations : [25], [76]

- Soit pour minimiser le taux d'harmoniques convenablement pondérés,
- Soit pour éliminer les premiers harmoniques.
- On peut d'ailleurs faire évoluer les critères de choix en fonction de la fréquence par exemple pour éliminer les harmoniques qui risqueraient d'entrer en résonance.

En effet, comme on veut que les courants des trois phases soient identiques à $2\pi/3$ ou à $4\pi/3$ près, que leurs alternances négatives reproduisent au signe près leurs alternances positives et que chaque alternance soit symétrique par rapport à son milieu, le nombre de variables indépendantes dont on dispose est limité. En effet, comme le montre la figure 1.13, les angles de commutation de K_1 quand ωt va de zéro à $\pi/3$ sont les mêmes que ceux à utiliser ;

- Pour K'_3 quand ωt va de $\pi/3$ à $2\pi/3$,
- Pour K_2 quand ωt va de $2\pi/3$ à π .

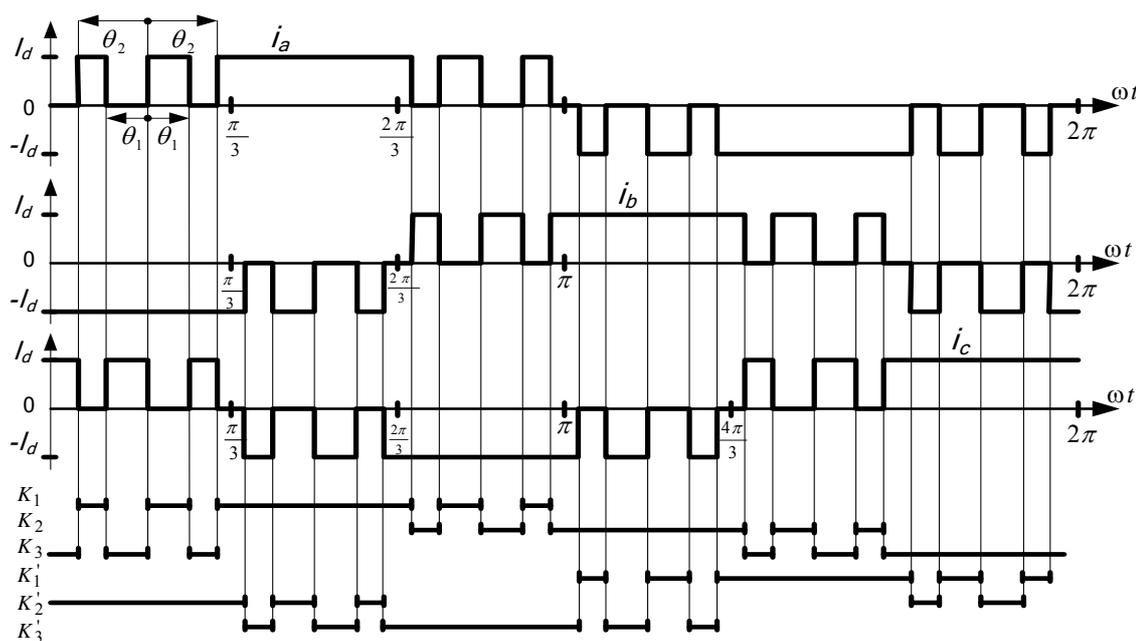


Fig. 1.13– Un exemple de formes d'ondes obtenues avec la modulation calculée

D'autre part, si l'onduleur de courant n'a pas à faire varier le rapport entre le fondamental des courants de sortie et le courant d'entrée, on supprime les intervalles de court-circuit (conduction simultanée de K_1 et K'_1 , K_2 et K'_2 , ou de K_3 et K'_3). Alors, au cours de chaque sixième de période, on effectue les commutations entre deux interrupteurs du même groupe et non plus trois. Pendant le premier sixième de période par exemple, K'_2 conduisant en permanence, on applique la modulation pour K_1 et K_3 , et les interrupteurs K'_1 , K_2 et K'_3 sont complémentaires à K'_2 .

En effet, la figure 1.13 donne un exemple de formes d'ondes ainsi obtenu. Il permet de disposer de deux variables indépendantes θ_1 et θ_2 et d'éliminer deux harmoniques, le 5 et le 7, ramenant à 11 le rang du premier harmonique non nul, ou de remplir deux autres critères, [76], [77].

1.3.2 TECHNIQUES DE COMMANDE

Il existe différentes méthodes de commande des machines à courant alternatif, citons par exemple la commande scalaire, la commande vectorielle ou la commande directe de couple. Toutes consistent en la génération de commandes permettant d'asservir la vitesse ou le couple (cas de la traction) à un objectif donné. Les performances souhaitées dépendent de l'application. Nous trouvons généralement des critères basés sur les caractéristiques dynamiques de la commande, sa robustesse, ou encore le rendement global de l'ensemble..., [15], [82], [83], [106]. La question qui se pose alors est quel type de commande à adopter ?

Dans un entraînement à vitesse variable, le moteur constitue un élément de la boucle de régulation. Il est donc nécessaire de prendre en compte son comportement dynamique. Suivant le niveau des performances demandées par l'utilisation, on sera amené à considérer un modèle de la machine plus ou moins complexe adapté au type de commande choisi ; [11], [16], [76], [106].

- Lorsque les performances dynamiques demandées ne sont pas trop contraignantes (dérivée du couple électromagnétique assez faible), ce qui est le cas des entraînements de pompes, ventilateurs, compresseurs, ..., on peut utiliser des commandes relativement simples que l'on qualifie souvent de "*commandes de type scalaire*".
- Lorsqu'on est plus exigeant sur les performances dynamiques, ce qui est le cas des machines-outils, des appareils de levage, des entraînements de laminoirs, ..., il est nécessaire de connaître le courant rotorique pour maîtriser le couple à faible vitesse et pendant les régimes transitoires. On utilise alors des "*commandes dites vectorielles*" ou "*à flux orienté*" qui permettent de contrôler les courants statoriques et rotoriques et donc le couple. Ces commandes, qui utilisent des algorithmes mis en œuvre par des microprocesseurs, exigent que l'on connaisse la vitesse du moteur. L'utilisation d'un capteur de vitesse permet d'optimiser les performances sur toute la plage de vitesse, y compris à l'arrêt où il faut pouvoir imposer la position du rotor.
- Lorsqu'il n'est pas nécessaire de réaliser un couple important à vitesse nulle et qu'il n'y a pas de contrainte de positionnement à l'arrêt, les technologies récentes de l'électronique de commande permettent de s'affranchir de la présence d'un capteur de vitesse pour réaliser une "*commande directe du couple*" (Direct Torque Control). Dans ce cas, la commande des semi-conducteurs de l'onduleur est directement déterminée par calcul à partir d'un modèle approprié du moteur et de la mesure des tensions et courants statoriques.

Dans ce chapitre nous nous limiterons donc à la présentation du principe des commandes les plus souvent rencontrées actuellement dans les applications industrielles, sans détailler l'étude des systèmes de régulation.

1.3.2.1 Application à L'onduleur de Tension

1.3.2.1.1 L'algorithme V/f Constant

Cet algorithme fait partie de la famille des méthodes de contrôle scalaire. Le principe de ces méthodes est d'agir sur la fréquence et l'amplitude des courants ou tensions d'entrée afin de faire varier l'amplitude et la vitesse de rotation des vecteurs spatiaux (flux, tension ...etc.), et donc faire varier le couple et la vitesse de rotation du moteur.

Avec l'algorithme V/f , on s'arrange pour faire évoluer l'amplitude et la fréquence de la tension d'alimentation du moteur tel que leur rapport reste constant, ce qui permet de faire varier le couple du moteur et donc sa vitesse pour un couple résistant constant, [11], [106], [109].

Pour mettre en œuvre un tel contrôle, le plus simple est de fournir la fréquence comme consigne du bloc de contrôle, figure 1.14. Celui-ci calcule alors la tension qui sert de consigne à son tour au bloc MLI.

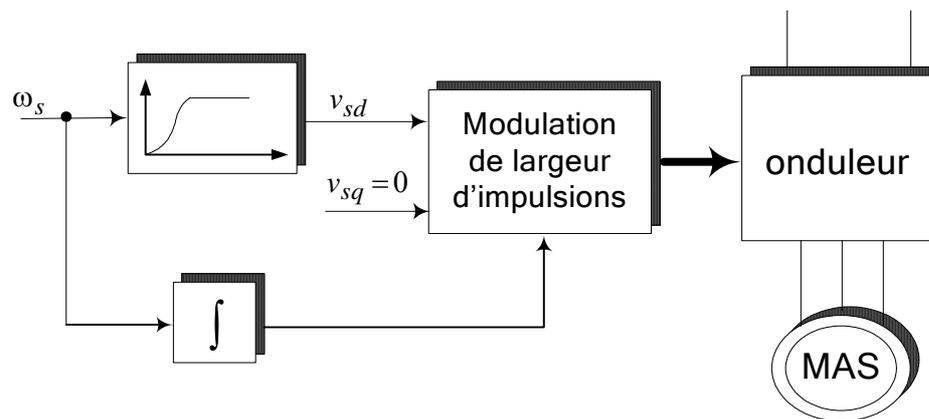


Fig. 1.14– Exemple de contrôle V/f constant

Ce contrôle en boucle ouverte a le mérite d'être très simple à mettre en œuvre et ne nécessite que très peu de moyens de calcul. Pour cette raison il est encore aujourd'hui très répandu. Mais la dynamique obtenue est très faible et il n'y a pas de régulation de la grandeur de sortie (couple, vitesse ou position) si bien que cet algorithme est inadapté pour beaucoup d'applications.

1.3.2.1.2 L'algorithme Vectoriel (FOC)

Les techniques de contrôle vectoriel de la machine à courant alternatif ont avantageusement remplacé les contrôles dits « scalaire ». Elles sont liées à la maîtrise du vecteur flux (amplitude et position instantanée) et correspondent de ce fait à un contrôle tant des régimes permanents que transitoires, [2], [7], [11], [15], [55], [80], [82]. Alors, Contrairement aux méthodes scalaires, les algorithmes de contrôle vectoriel permettent de faire varier non seulement l'amplitude et la vitesse de rotation des vecteurs spatiaux, mais aussi leur phase. Grâce à cela, il est possible dans certaines

conditions d'agir séparément sur le flux de la machine et le courant responsable du couple de la même façon que pour une machine à CC à excitation séparée.

Deux algorithmes ou méthodes de commande vectorielle peuvent être considérés : la première s'appelle la méthode directe développée par F. Blachke, l'autre s'appelle méthode indirecte développée par K. Hasse, [7], [11], [15], [16], [82], [116]. Sur les figures 1.16 et 1.17 nous montrons les schémas bloc correspondants. Ces deux algorithmes cherchent à obtenir un découplage entre le flux et le couple. En utilisant le modèle de Park, on trouve que le flux est contrôlé par le courant direct i_{sd} et le couple par le courant en quadrature i_{sq} . Suivant l'orientation du flux (rotorique, statorique, d'entrefer) et suivant le modèle de la machine (en courant ou en tension), on trouve plusieurs méthodes.

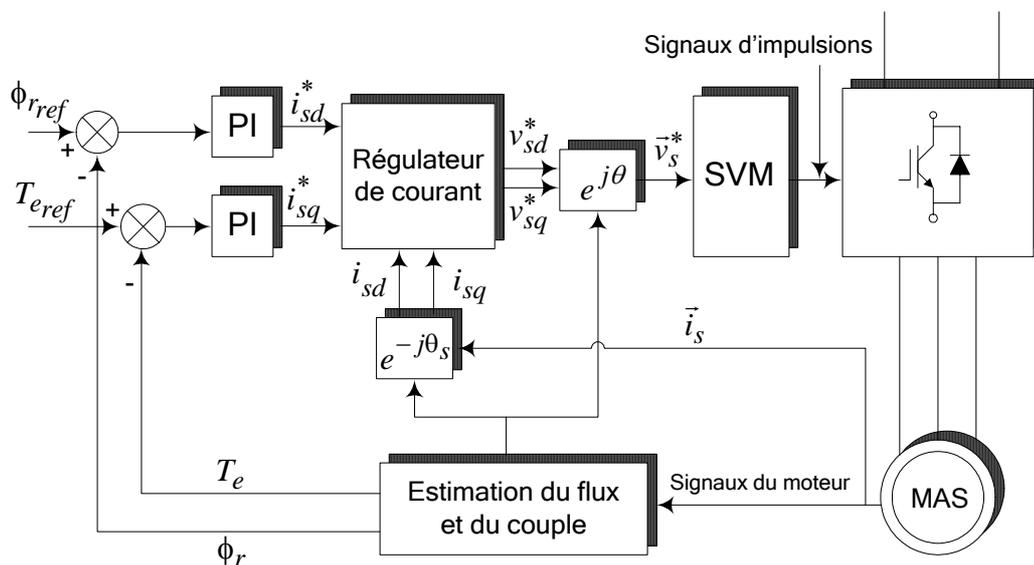


Fig. 1.15– Schéma de base de la commande vectorielle directe (DFOC)

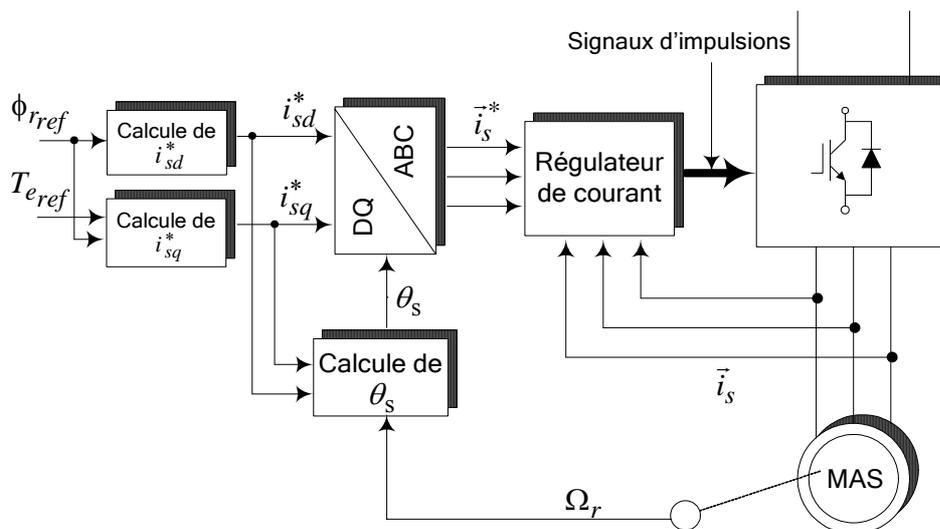


Fig. 1.16– Schéma de base de la commande vectorielle indirecte (IFOC)

Les performances atteintes avec ce type de commande sont bien meilleures que pour un contrôle en boucle ouverte. Par contre : [11], [15], [82], [92], [106], [116-118].

- La complexité mathématique des calculs à effectuer a longtemps été un frein à leur mise en oeuvre.
- Elle nécessite un certain nombre de capteurs (au moins quatre : deux courants moteur, la vitesse et la tension continue d'alimentation de l'onduleur) et des régulateurs fonctionnant à des fréquences d'échantillonnage différentes.
- Il faut, en toute rigueur, pouvoir calculer la MLI à la fréquence de découpage de l'onduleur.
- Les deux algorithmes de commande vectorielle sont sensibles à la variation des paramètres de la machine. Dans le cas du moteur à induction, le paramètre dominant, qui doit être considéré, est la résistance rotorique qui peut être identifiée par plusieurs méthodes (identification en ligne) pour améliorer les performances dynamiques.

1.3.2.1.3 L'algorithme de Contrôle Direct du Couple (DTC)

Ces dernières années, beaucoup d'études ont été développées pour découvrir différentes solutions pour la commande du moteur à induction ayant les caractéristiques de la réponse précise et rapide de couple, et la réduction de la complexité des algorithmes à orientation du flux. La technique de la commande directe de couple (DTC) a été identifiée en tant que solution viable pour réaliser ces conditions, [56], [57], [62], [64], [65], [107].

Ce type de commande pour des moteurs à induction a été au commencement proposé et présenté en tant que commande directe de couple (DTC) par I. Takahashi en 1986 et en tant que commande auto-directe (DSC) par M. Depenbrock en 1988, puis la méthode a été généralisée aux moteurs à induction alimentés par un onduleur de courant (CSI) et aux machines synchrones alimentées par un VSI ou un CSI, [20], [59], [116], [119].

L'idée fondamentale de la commande directe de couple (DTC) dans les entraînements des moteurs à induction est de commander simultanément le flux statorique et le couple électromagnétique de la machine. Comme est démontré dans les références [57], [107], [109] et [120], le couple et le flux, avec un contrôle DTC, sont commandés comme un système en boucle fermée sans employer des boucles de régulation des courants en comparaison avec la commande vectorielle conventionnelle (cf. fig. 1.17).

D'ailleurs, les entraînements basés sur la commande DTC n'exigent pas d'accomplir la transformation des coordonnées entre les références statoriques et celles de synchronismes. Comme, une telle commande, sélectionne les états de commutations de l'onduleur en utilisant la table de commutation, le modulateur MLI n'est pas exigé, fournissant de ce fait la réponse rapide du couple, [56-59], [116]. Malgré sa simplicité, la commande DTC permet une bonne commande de couple

dans les conditions d'opération en régime permanent qu'en régime transitoire. En outre, ce contrôleur est très peu sensible aux variations des paramètres en comparaison à la commande FOC. Le problème est de savoir à quel niveau est améliorée la commande de couple par rapport à la commande vectorielle.

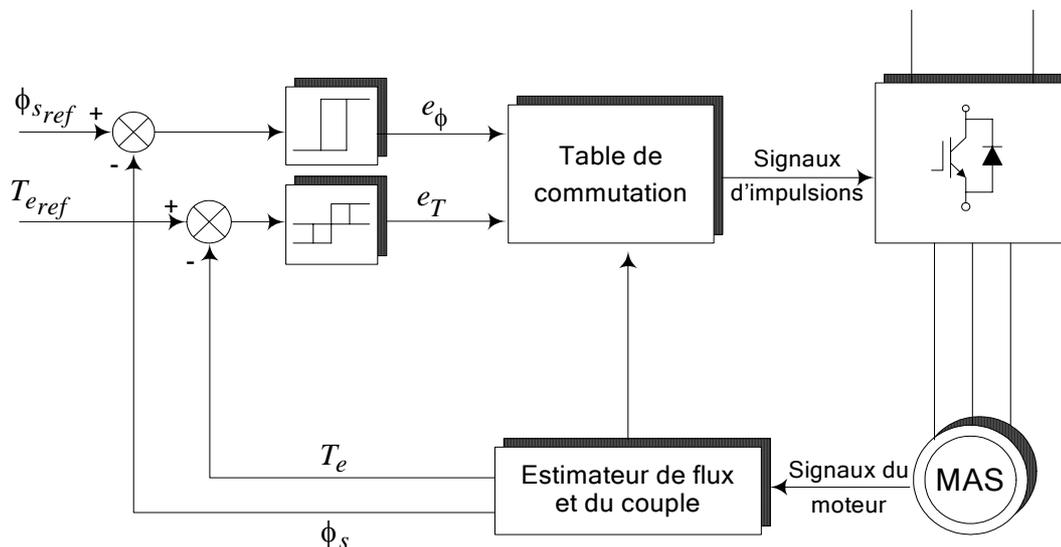


Fig. 1.17– Schéma de base de la commande directe du couple (DTC)

1.3.2.2 Application à L'onduleur de Courant

On doit d'abord remarquer qu'au point de vue dynamique, le fonctionnement d'un entraînement électrique équipé d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur de courant ne diffère pratiquement pas de celui d'un entraînement où cette machine est alimentée par un onduleur de tension à MLI commandé par une régulation de courant, [20], [25], [37], [76], [77], [103].

1.3.2.2.1 Algorithme Scalaire

Dans un entraînement constitué par l'association d'un onduleur de courant et d'un moteur asynchrone, on fait varier le courant dans les phases du moteur par action sur le courant continu I_d que le redresseur tout thyristors de tête fournit à l'onduleur à travers l'inductance de lissage (cf. fig. 1.18). On règle la fréquence rotorique au moyen du signal de commande qui règle la fréquence de fonctionnement de l'onduleur.

La commande scalaire ou la commande séparée du courant et de la fréquence rotorique, telle que représentée sur la figure 1.18, ne saurait convenir comme le flux d'entrefer n'est pas commandé directement. On peut donc se trouver soit dans une zone de forte saturation, soit dans une zone où le flux est trop faible, au moment où on modifie la valeur de la vitesse de rotation ω_r pour adapter le couple moteur au couple résistant.

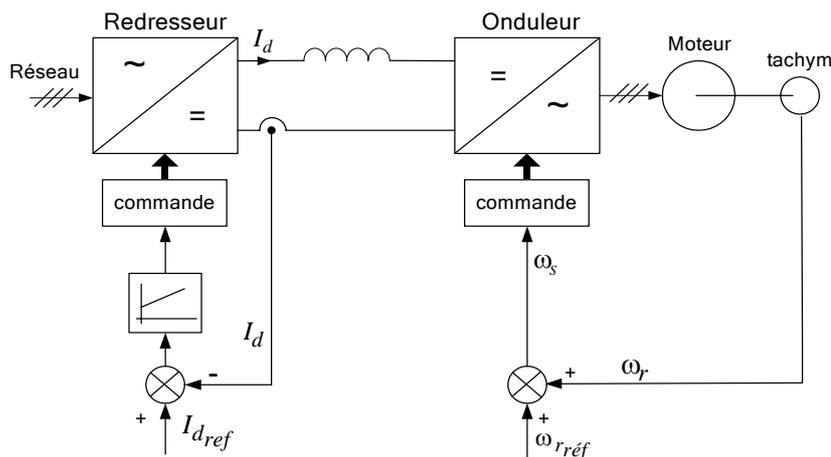


Fig. 1.18– Commande scalaire d'une MAS alimentée par un onduleur de courant

Le montage de la figure 1.19 pallie l'inconvénient de la structure précédente en asservissant le courant I_d aux variations de ω_r . La fonction $I_d = f(\omega_r)$ étant symétrique par rapport à $\omega_r = 0$, le système est capable de fonctionner dans les quatre quadrants du plan couple-vitesse. Ce montage réalise donc un autopilotage en fréquence de la machine, [14], [25], [35], [76], [121].

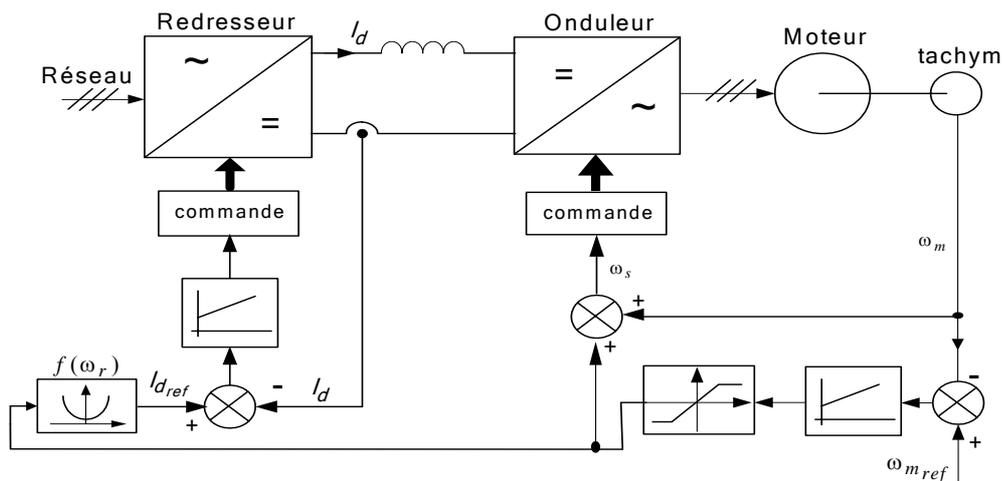


Fig. 1.19– Exemple d'autopilotage en fréquence de la MAS alimentée par un CSI

1.3.2.2.2 L'algorithme Vectoriel (FOC)

Les méthodes de commande vectorielles ne sont pas réservées aux entraînements constitués par l'association d'un moteur asynchrone à cage et d'un onduleur de tension. Les principes présentés sont applicables à tout système alternatif où l'on désire réguler séparément la puissance active et la puissance réactive, [3], [4], [37], [76], [77], [99], [122].

Ainsi les méthodes précédemment indiquées peuvent être utilisées pour la commande d'un entraînement électrique équipé :

- d'un onduleur de courant et d'un moteur asynchrone à cage,
- d'un cyclo-convertisseur et d'un moteur synchrone ou d'un moteur asynchrone à cage,
- d'une cascade hyposynchrone et d'un moteur asynchrone à rotor bobiné.

En chapitre 4, nous présentons en détail l'algorithme de contrôle vectoriel qui nous a servi d'exemple pour cette thèse. Nous y expliquons également le principe mathématique des commandes vectorielles en Annexe B.

1.3.2.2.3 L'algorithme de Commande Directe du Couple (DTC)

Bien que le DTC traditionnel soit développé pour un onduleur de tension (VSI), pour plusieurs entraînements avec moteur synchrone, l'onduleur de courant (CSI) est proposé. Ce type de convertisseur peut être également appliqué à l'entraînement du moteur à induction commandé par le DTC, [20], [77], [103], et dans la référence [123] un tel arrangement est présenté en 2004 par Aleksandar Nikolic et Borislav Jefienic.

Dans ce cas, la commande directe du couple du moteur à induction, alimenté par un onduleur de courant, implique la commande directe du flux rotorique et le couple électromagnétique en appliquant ainsi des vecteurs de courant optimaux pour la commutation, figure 1.20.

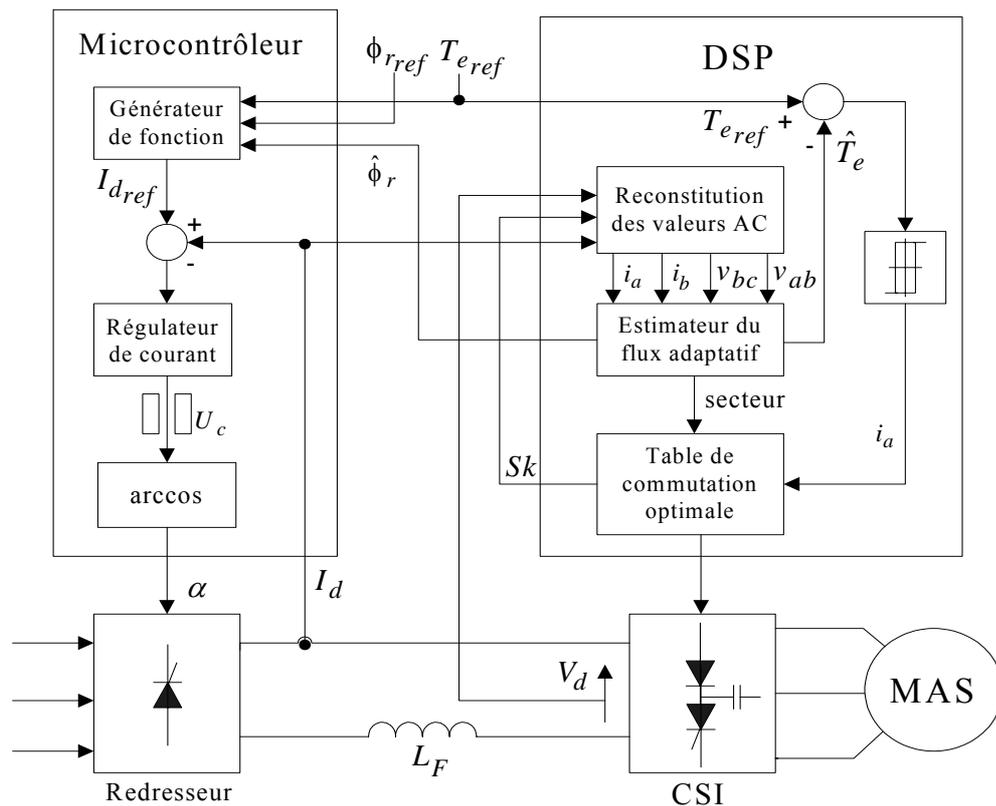


Fig. 1.20– Commande DTC pour la MAS alimentée par un onduleur de courant

En outre, il est possible de commander directement le module du vecteur d'espace de flux rotorique par la tension du redresseur, en employant un régulateur de courant. Le courant de référence est formé des références de flux rotorique et de couple d'une manière semblable à la

commande vectorielle, pour assurer une réponse de régulation du courant continu plus rapide à toutes les vitesses de rotation. De même, l'estimation du flux statorique et du couple, utilise seulement la mesure du courant continu. Comme le montre la figure 1.20, le courant et la tension statorique, requises pour le calcul de la force contre électromotrice du moteur, sont reconstitués à partir des états connus des interrupteurs et de la tension et courant mesurés dans la liaison continue.

1.4 CONCLUSION

Toute application concrète du variateur asynchrone est liée à un cahier des charges précis et nécessite un choix du mode d'alimentation de la machine. Il existe deux modes d'alimentation de la machine asynchrone : soit en courant, soit en tension. Dans les deux cas il faut réaliser un fonctionnement du variateur à vitesse variable.

Bien que des stratégies de modulation et de commande pour un onduleur de courant (CSI) sont beaucoup moins développées que pour un onduleur de tension (VSI), quelques avancées ont été faites pour l'application de la théorie de modulation de largeur d'impulsion (MLI) à la commande des ces onduleurs de courant. Des travaux plus récents ont également prouvé que, malgré que les deux topologies d'onduleurs ne soient pas exacts conjugués, elles ont beaucoup en commun dans le sens des vecteurs d'espace. Par conséquent, des stratégies de modulation qui sont optimisées pour un VSI peuvent être appliquées à un CSI avec peu de modification pour obtenir des bénéfices harmoniques semblables.

Pratiquement, si l'industrie devient plus intéressée au sujet des problèmes tels que les harmoniques et le taux d'augmentation de la tension, la conception d'un PWM-CSI peut être mise en application pour mettre à jour les commandes, actuellement dominées, par les PWM-VSI's.

De plus, les CSI's sont typiquement employés pour les grands systèmes d'entraînement, en manipulant des moteurs surdimensionnés. Dans ce cas les avantages obtenus sont supérieurs à d'autres inconvénients de la topologie de l'onduleur de courant. Cependant, le choix d'un ensemble convertisseur/machine pour une application spécifique résulte toujours de l'adéquation la plus parfaite entre le cahier des charges, les solutions techniques disponibles à un instant donné, les moyens humains et la rentabilité financière de l'investissement.

Chapitre - 2

*Association Moteur
Asynchrone/
Onduleur de Courant*

2.1 INTRODUCTION

Dans le précédent chapitre, nous avons décrit la chaîne d'entraînement et les caractéristiques physiques importantes pour l'intégration de la commande. En particulier, nous avons étudié les différents blocs fonctionnels en précisant la tâche de chacun d'eux. Ayant donné une vision globale de l'application, nous allons pouvoir donc nous intéresser de plus près à l'association Moteur Asynchrone/Onduleur de Courant.

Les onduleurs de courant servent essentiellement à l'alimentation des moteurs asynchrones de moyenne et forte puissance dans des systèmes d'entraînement à vitesse variable. Pour engendrer un système triphasé de courants à partir d'une source de courant continu, on utilise d'ordinaire un pont à six interrupteurs, [14], [67], [77], [83].

La configuration de base d'un onduleur de courant alimenté par un redresseur à thyristors est représentée dans la figure 2.1. La tension continue ainsi obtenue est contrôlée et variée par contrôle de phase. Cette source de tension peut être transférée en source de courant I_d à travers l'inductance série L_F . Bien qu'une valeur infinie de L_F soit souhaitable pour une source de courant idéale, les contraintes de coût et de taille limitent cette inductance à une valeur raisonnable, [1-3], [37].

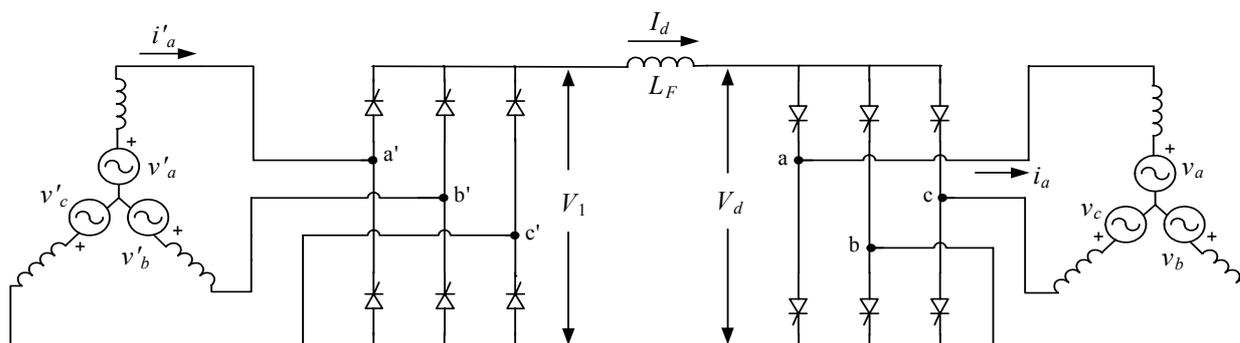


Fig. 2.1– Circuit de puissance général d'un onduleur de courant

2.2 ONDULEUR DE COURANT TRIPHASÉ (CSI) À UN CRÉNEAU PAR ALTERNANCE

La figure 2.2 donne le schéma de principe de l'onduleur de courant triphasé. Il est placé entre une source de courant continu supposée parfaite, donc débitant un courant I_d constant d'ondulation négligeable, et une source de tension alternative triphasée supposée parfaite, donc présentant des tensions v_a, v_b, v_c formant un système triphasé sinusoïdal équilibré.

Les interrupteurs K_1, K_2, K_3 d'une part, K'_1, K'_2, K'_3 d'autre part doivent être complémentaires, pour que la source du courant I_d ne soit jamais en circuit ouvert et la source de tension ne soit jamais mise en court-circuit.

Pour qu'on puisse imposer les courants de sortie i_a , i_b , i_c , quelles que soient les tensions v_a , v_b , v_c , par la commande des interrupteurs, il faut que ces derniers soient réversibles en tension. Sinon, une diode peut être placée en antiparallèle avec chaque interrupteur, [20], [67], [76], [77], [89], [91].

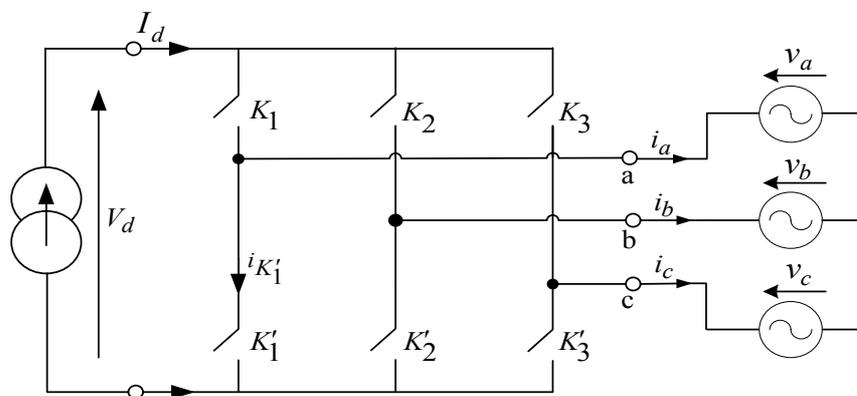


Fig. 2.2– Topologie d'un onduleur de courant triphasé

Les relations joignant les courants de sortie i_a , i_b , i_c au courant d'entrée I_d et celles reliant les tensions aux bornes des interrupteurs v_{k1} , v_{k2} , ... et la tension d'entrée V_d aux tensions de sortie v_a , v_b , v_c ne dépendent que de l'état fermé ou ouvert des interrupteurs.

Puisque les interrupteurs K_1 , K_2 , K_3 d'une part, et K'_1 , K'_2 , K'_3 d'autre part sont complémentaires, l'onduleur présente 9 configurations possibles dont l'ensemble des relations est regroupé dans le tableau 2.1. Pour simplifier, on n'a indiqué que les deux interrupteurs fermés, les autres étant ouverts. De même, on n'a pas indiqué le courant dans les interrupteurs : il est nul quand ils sont ouverts, égale à I_d quand ils sont fermés.

Tableau 2.1- L'ensemble des relations caractérisant un onduleur de courant triphasé

| Fermés | | i_a | i_b | i_c | v_{k1} | v_{k2} | v_{k3} | $v_{k'1}$ | $v_{k'2}$ | $v_{k'3}$ | V_d |
|--------|--------|--------|--------|--------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|
| K_1 | K'_1 | 0 | 0 | 0 | 0 | v_a-v_b | v_a-v_c | 0 | v_b-v_a | v_c-v_a | 0 |
| K_1 | K'_2 | I_d | $-I_d$ | 0 | 0 | v_a-v_b | v_a-v_c | v_a-v_b | 0 | v_c-v_b | v_a-v_b |
| K_1 | K'_3 | I_d | 0 | $-I_d$ | 0 | v_a-v_b | v_a-v_c | v_a-v_c | v_b-v_c | 0 | v_a-v_c |
| K_2 | K'_1 | $-I_d$ | I_d | 0 | v_b-v_a | 0 | v_b-v_c | 0 | v_b-v_a | v_c-v_a | v_b-v_a |
| K_2 | K'_2 | 0 | 0 | 0 | v_b-v_a | 0 | v_b-v_c | v_a-v_b | 0 | v_c-v_b | 0 |
| K_2 | K'_3 | 0 | I_d | $-I_d$ | v_b-v_a | 0 | v_b-v_c | v_a-v_c | v_b-v_c | 0 | v_b-v_c |
| K_3 | K'_1 | $-I_d$ | 0 | I_d | v_c-v_a | v_c-v_b | 0 | 0 | v_b-v_a | v_c-v_a | v_c-v_a |
| K_3 | K'_2 | 0 | $-I_d$ | I_d | v_c-v_a | v_c-v_b | 0 | v_a-v_b | 0 | v_c-v_b | v_c-v_b |
| K_3 | K'_3 | 0 | 0 | 0 | v_c-v_a | v_c-v_b | 0 | v_a-v_c | v_b-v_c | 0 | 0 |

2.2.1 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT ET FORMES D'ONDES

Des trois interrupteurs reliés à la même borne de la source de courant continu (K_1, K_2, K_3 ou K'_1, K'_2, K'_3), il faut qu'il y en ait toujours un à l'état fermé pour que cette source ne soit jamais en circuit ouvert. De plus, il faut qu'il y en ait un seul pour éviter tout court-circuit entre deux bornes du récepteur de tension. Cela conduit, lors du fonctionnement en pleine onde ou à un créneau par alternance, à fermer chaque interrupteur pendant un tiers de la période T des courants de sortie.

Pour que l'alternance négative soit décalée de $T/2$ par rapport à l'alternance positive, on décale d'une demi-période les commandes des deux interrupteurs en série sous la tension V_d .

Pour que les courants de sortie forment un système équilibré, on décale d'un tiers de période les commandes des interrupteurs reliés à la même borne d'entrée, [1], [17], [37], [44], [76], [77], [122], [124].

Sont donc fermés :

$$\begin{aligned} K_1, & \text{ pour } 0 < \omega t < 2\pi/3 & ; & K'_1, \text{ pour } \pi < \omega t < \pi + 2\pi/3 \\ K_2, & \text{ pour } 2\pi/3 < \omega t < 4\pi/3 & ; & K'_2, \text{ pour } \pi + 2\pi/3 < \omega t < \pi + 4\pi/3 \\ K_3, & \text{ pour } 4\pi/3 < \omega t < 2\pi & ; & K'_3, \text{ pour } \pi + 4\pi/3 < \omega t < \pi + 2\pi. \end{aligned}$$

La fermeture des interrupteurs détermine donc six intervalles au cours de chaque période T des grandeurs de sortie. Il suffit d'examiner les deux premiers, puisque les courants et tensions des trois phases sont identiques à $T/3$ ou $2T/3$.

- pour $0 < \omega t < \pi/3$, K_1 et K'_2 sont fermés :

$$\begin{aligned} i_a &= I_d; i_b = -I_d; i_c = 0, \quad V_d = V_{ab}, \\ V_{k_1} &= V_{k'_2} = 0; V_{k_1} = V_{k_2} = V_{ab}; V_{k_3} = -V_{ac}; V_{k'_3} = -V_{cb}, \\ i_{k_1} &= i_{k'_2} = I_d; i_{k'_1} = i_{k_2} = i_{k_3} = i_{k'_3} = 0, \end{aligned} \quad (2.1)$$

- pour $\pi/3 < \omega t < 2\pi/3$, K_1 et K'_3 sont fermés :

$$\begin{aligned} i_a &= I_d; i_b = 0; i_c = -I_d, \quad V_d = V_{ac} \\ V_{k_1} &= V_{k'_3} = 0; V_{k_1} = V_{k_3} = -V_{ac}; V_{k_2} = V_{ab}; V_{k'_2} = V_{cb}, \\ i_{k_1} &= i_{k'_3} = I_d; i_{k'_1} = i_{k_2} = i_{k'_2} = i_{k_3} = 0, \end{aligned} \quad (2.2)$$

D'après ces expressions, ainsi que le chronogramme de conduction des interrupteurs, on remarque que le courant i_a est égal à $+I_d$ pour $0 < \omega t < 2\pi/3$, à $-I_d$ pour $\pi < \omega t < 5\pi/3$, à zéro pendant le reste de la période ; son fondamental est de la forme :

$$I_{\max} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \quad (2.3)$$

Puisque φ désigne le déphasage de ce fondamental en arrière de la tension correspondante, les tensions simples aux bornes des phases du récepteur ont pour expressions :

$$\begin{cases} v_a = V_{\max} \cdot \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6} + \varphi\right) \\ v_b = V_{\max} \cdot \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6} - \frac{2\pi}{3} + \varphi\right) \\ v_c = V_{\max} \cdot \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6} - \frac{4\pi}{3} + \varphi\right) \end{cases} \quad (2.4)$$

Cette étude analytique faite pour l'onduleur de courant est bien vérifiée par simulation sur la figure 2.3 en représentant de haut en bas ;

- Les intervalles de fermeture des interrupteurs,
- Les courants de sortie i_a, i_b, i_c ,
- Les tensions simples v_a, v_b, v_c ,
- La tension d'entrée V_d ,
- Le courant i_{k1} dans l'interrupteur K_1 et la tension v_{k1} à ses bornes,

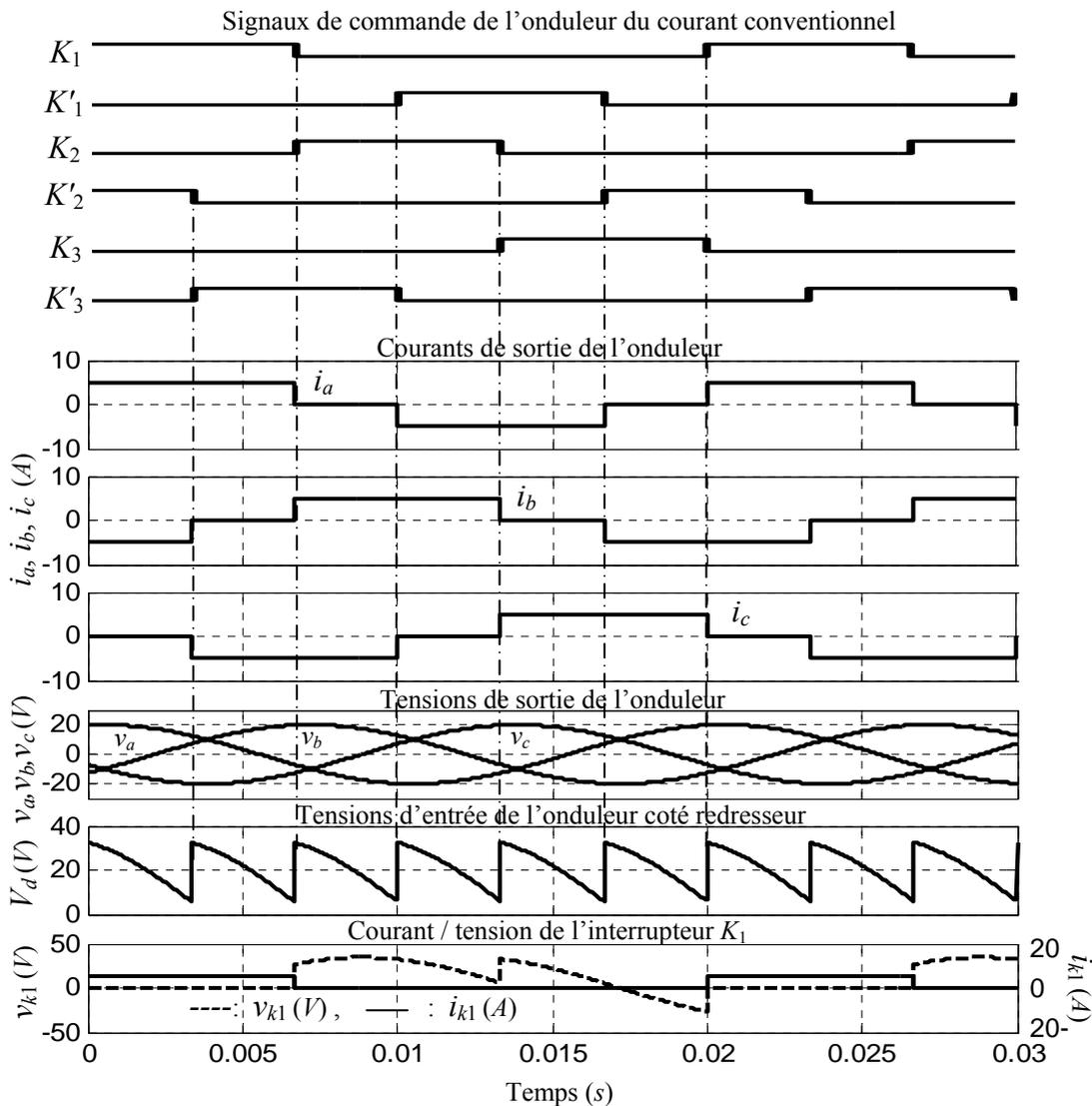


Fig. 2.3— Formes d'ondes des tensions et courants d'un onduleur de courant triphasé

D'après cette figure, on peut bien constater que :

- Chaque alternance des courants de sortie est formée d'un créneau rectangulaire d'amplitude I_d , de largeur égale à 120° .
- La tension d'entrée est formée, par période T , de six portions de sinusoïdes, dont l'amplitude est celle des tensions composées de sortie ($\sqrt{3} V_{\max}$).
- Les commutations à l'ouverture doivent être commandées (la tension apparaissant aux bornes de l'interrupteur qu'on ouvre est positive). De même, les fermetures des interrupteurs s'effectuent alors que la tension à leurs bornes est négative et ne peuvent donc résulter que de l'ouverture de l'interrupteur du même groupe précédemment conducteur, il s'agit donc, d'une fermeture spontanée.
- Il faut qu'il y ait un léger chevauchement des commandes entre les interrupteurs du même groupe, c'est-à-dire qu'on doit commander par exemple la fermeture de K_1 un peu avant de commander l'ouverture de K_3 pour que K_1 puisse reprendre le courant I_d au fur et à mesure que le courant de K_3 diminue.

2.2.2 CARACTERISTIQUES DE L'ONDULEUR DE COURANT CONVENTIONNEL

- Courants de sortie

Les courants de sortie i_a, i_b, i_c ont une valeur efficace

$$I_{eff} = I_d \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (2.5)$$

La valeur efficace de leur fondamental est

$$I_1 = I_d \frac{\sqrt{6}}{\pi} \quad (2.6)$$

Ils contiennent tous les harmoniques impairs, sauf ceux de rang 3 ou multiples de 3. Les harmoniques restants ont une valeur efficace I_n inversement proportionnelle à leur rang n .

$$I_n = \frac{1}{n} I_1 \quad (2.7)$$

- Tension d'entrée

La tension d'entrée V_d a une période égale au sixième de celle des grandeurs de sortie. Sa valeur moyenne $V_{d\text{moy}}$ se déduit de la conservation de la puissance :

$$V_{d\text{moy}} I_d = 3 \frac{V_{\max}}{\sqrt{2}} I_1 \cos\varphi \quad (2.8)$$

$$V_{d\text{moy}} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_{\max} \cos\varphi \quad (2.9)$$

Son développement en série de Fourier contient tous les harmoniques de rang 6 et multiple de 6. La valeur efficace du terme de pulsation $6k\omega$ est égale à

$$V_{d6k} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} V_{\max} \frac{6\cos\varphi}{\pi(36k^2 - 1)} \sqrt{1 + 36k^2 \text{tg}^2\varphi} \quad (2.10)$$

Cette tension d'entrée V_d a une ondulation qui est gênante :

- côté entrée, car elle détermine la valeur de l'inductance à mettre entre la source et l'onduleur pour que le courant continu I_d ne soit pas trop ondulé,
- Côté sortie, car elle donne approximativement l'ondulation du couple du moteur alimenté, puisque la puissance reçue par la machine est l'image du produit $V_d I_d$.

- Semi-conducteurs

Chaque interrupteur écoule le courant d'entrée I_d pendant un tiers de la période T . Quand il est bloqué, la tension à ses bornes est formée de deux portions de sinusoïdes. Cette tension, aux bornes des interrupteurs ouverts, est tantôt positive, tantôt négative et elle est comprise entre $-\sqrt{3} V_{\max}$ et $\sqrt{3} V_{\max}$.

Dans les semi-conducteurs le courant a donc :

Pour valeur maximale

$$i_{k_{\max}} = I_d \quad (2.11)$$

Pour valeur moyenne

$$i_{k_{\text{moy}}} = I_d / 3 \quad (2.12)$$

Pour valeur efficace

$$i_{k_{\text{eff}}} = I_d / \sqrt{3} \quad (2.13)$$

et le courant à commuter est égal à I_d .

2.3 ALIMENTATION D'UN MOTEUR ASYNCHRONE

Le moteur asynchrone, avec son inductance magnétisante et ses inductances de fuites, est au point de vue des commutations, un récepteur de courant et non de tension. Cependant, vu l'intérêt que présentent les équipements où ce moteur est alimenté par un onduleur de courant, surtout lorsque l'énergie est fournie par le réseau alternatif, on utilise fréquemment l'association onduleur de courant-moteur asynchrone. Néanmoins ;

- si l'on imposait au moteur des courants formés de créneaux rectangulaires à temps de montée et de descente négligeable : à cause de ses inductances, les discontinuités des courants entraîneraient des pointes de tension théoriquement infinies. Il faut donc modérer la rapidité des variations de courant, en utilisant certainement des condensateurs, [1], [20], [25], [67], [76].
- le moteur asynchrone étant un récepteur inductif dont les courants sont toujours en retard sur les tensions et ce quel que soit le mode de fonctionnement de la machine. Ainsi, il faut impérativement utiliser des interrupteurs commandés à l'ouverture qu'à la fermeture pour réaliser l'onduleur de courant. Il s'agit d'interrupteurs bidirectionnels (ou réversibles) en tension et unidirectionnels en courant, [1], [3], [20], [37], [67], [83], [92], [115].

Alors, pour étudier de façon très approximative le fonctionnement de cette machine alimentée par un onduleur de courant, on peut la modéliser par un circuit triphasé équilibré dont chaque phase est constituée par la mise en série d'une force électromotrice sinusoïdale e_a , e_b ou e_c et d'une inductance ℓ égale à l'inductance totale de dispersion de la machine, (cf. fig. 2.4a).

La figure 2.4b, montre, par simulation de l'ensemble machine/onduleur, le déroulement des commutations dans les courants de charge i_a , i_b , i_c à montée et descente allongées.

Les tensions aux bornes des phases du moteur, définies par :

$$v_a = e_a + \ell di_a/dt; v_b = e_b + \ell di_b/dt; v_c = e_c + \ell di_c/dt, \quad (2.14)$$

présentent des pointes proportionnelles aux dérivées des courants. Ces impulsions, essentiellement dues à la variation rapide du courant statorique, sont superposées sur la tension statorique aux instants de commutation de l'onduleur, [37], [76], [77].

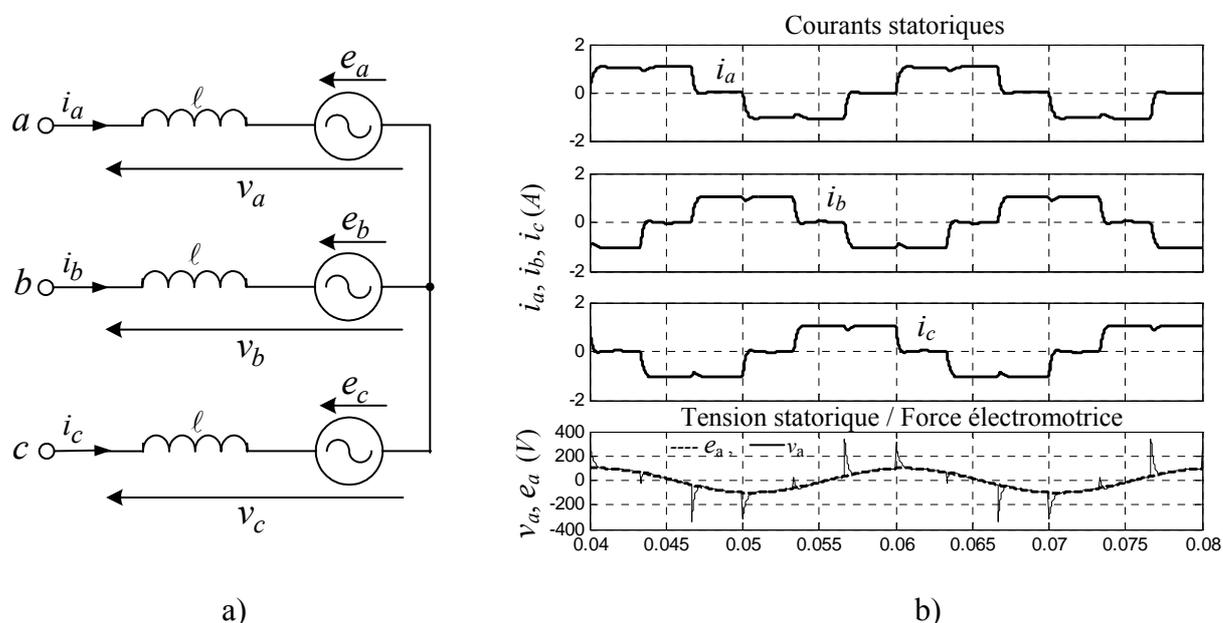


Fig. 2.4– Formes d'ondes caractérisant le fonctionnement d'une MAS alimentée par un CSI conventionnel

Pour éviter que cette inductance (ℓ) produise des surtensions excessives aux bornes du moteur et de l'onduleur, il convient donc de limiter la vitesse de variation du courant dans les phases du moteur lors des commutations.

En effet pour pouvoir compenser le caractère inductif du récepteur que constitue le moteur asynchrone, plusieurs solutions ont été proposées : [1], [77]

- Onduleur de courant à thyristors auto-commutés.
- Onduleurs de courant à thyristors avec pont auxiliaire de commutation.
- Onduleur de courant à GTO's avec circuit d'écrêtage.
- Onduleurs de courant avec dérivation de capacités à l'entrée du moteur.

2.3.1 ONDULEUR DE COURANT À THYRISTORS AUTO-COMMUTÉS

Lorsque, en forte puissance, on ne disposait pas de semi-conducteurs à fermeture et ouverture commandées, on utilisait des onduleurs à thyristors. Les condensateurs dans ce cas jouent un double rôle : [37], [76]

- Ils constituaient avec les inductances du moteur, les circuits auxiliaires d'extinction forcée des thyristors,
- Ils ralentissaient, de ce fait, les variations des courants dans les phases du moteur.

L'onduleur auto-commuté à six thyristors nécessite six condensateurs et six diodes d'isolement (cf. fig. 2.5). L'inconvénient majeur de ce montage est la présence des surtensions au stator de la machine asynchrone au moment des commutations. Ces surtensions, dues à l'ouverture d'un circuit inductif (commande au blocage) sont limitées par les condensateurs de commutation forcée. Il faut donc, pour ce type d'alimentation, surdimensionner l'isolant des bobinages du stator, [1], [3].

De plus, l'onduleur auto-commuté présente l'inconvénient d'utiliser six condensateurs de commutation et, surtout, de nécessiter la conduction de quatre semi-conducteurs dans le circuit de débit du courant d'entrée, d'où de fortes pertes par conduction. Pour ce montage, les courants statoriques ne sont pas sinusoïdaux. Il faut donc prévoir un déclassement de la machine (généralement 10% de la puissance nominale) à cause des pertes supplémentaires dues aux harmoniques de courant. De plus, le couple électromagnétique présente aussi une ondulation non négligeable ce qui est gênant si l'on entraîne une charge de faible inertie, [3], [76].

La taille et le coût des condensateurs de commutation ainsi que l'inductance de lissage du courant d'entrée présentent l'inconvénient principal de cet onduleur.

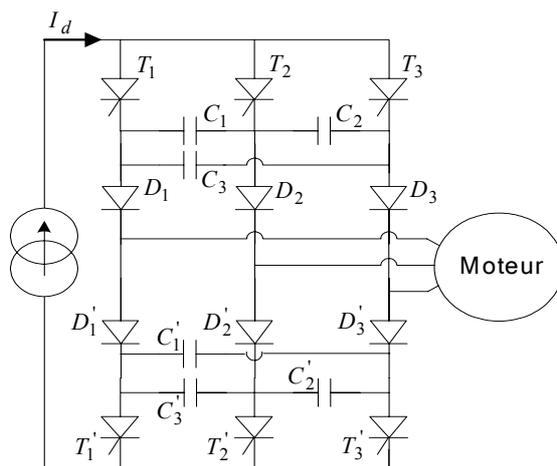


Fig. 2.5– Onduleur de courant à thyristors auto-commutés

2.3.2 ONDULEURS DE COURANT À THYRISTORS AVEC PONT AUXILIAIRE DE COMMUTATION

La première variante schématisée sur la figure 2.6 permet de supprimer les diodes, de ramener

à trois le nombre de condensateurs nécessaires et de réduire de 1/3 leur capacité. Les thyristors auxiliaires sont débloqués en même temps que les thyristors principaux dont ils assurent l'extinction.

Le fonctionnement de cette variante ressemble beaucoup à celui de l'onduleur auto-commuté.

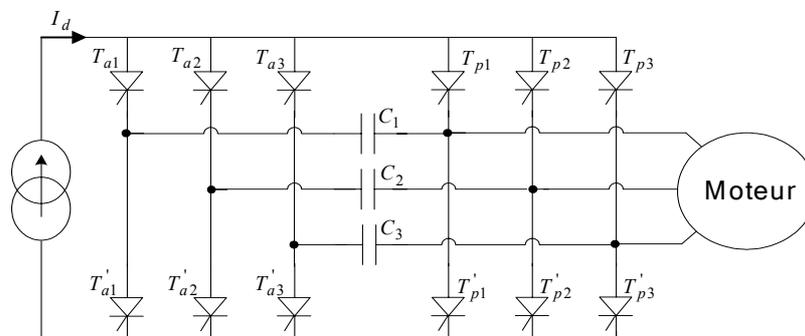


Fig. 2.6– Onduleur de courant à thyristors avec pont auxiliaire de commutation : Variante 1

Une deuxième variante est représentée sur la figure 2.7. Elle utilise le montage à condensateur d'extinction unique qui, comme son nom l'indique, n'utilise qu'un seul condensateur mais nécessite l'addition de deux thyristors d'aiguillage pour l'extinction des thyristors principaux.

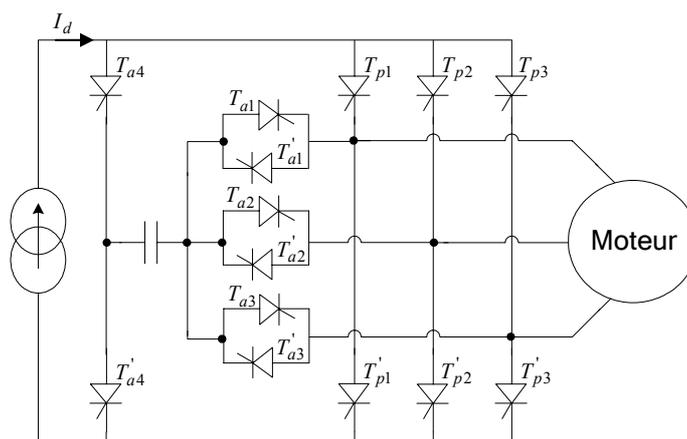


Fig. 2.7– Onduleur de courant à thyristors avec pont auxiliaire de commutation : Variante 2

Ce dernier montage ne permet pas le recouvrement partiel des commutations qu'autorisaient les montages précédents. Ici il faut attendre qu'une commutation soit terminée avant de mettre en route la suivante, [3], [37], [76].

2.3.3 ONDULEUR DE COURANT À GTO'S AVEC CIRCUIT D'ÉCRÊTAGE

Si l'on remplace les thyristors ordinaires par des GTO's symétriques (ou des IGBT's avec diodes en série), ces composants permettant de couper le courant qui les traverse, on n'a plus besoin de circuit d'extinction, (cf. fig. 2.8).

Les fermetures et ouvertures de ces composants sont très rapides et donneraient des surtensions intolérables. On limite ces surtensions par un circuit d'écrapage (clamping circuit) formé d'un pont triphasé à six diodes et d'un condensateur, [3], [76], [77].

Comme ce circuit emmagasine de l'énergie à chaque commutation, il faut prévoir un convertisseur auxiliaire pour récupérer cette énergie et la restituer au récepteur ou à la source.

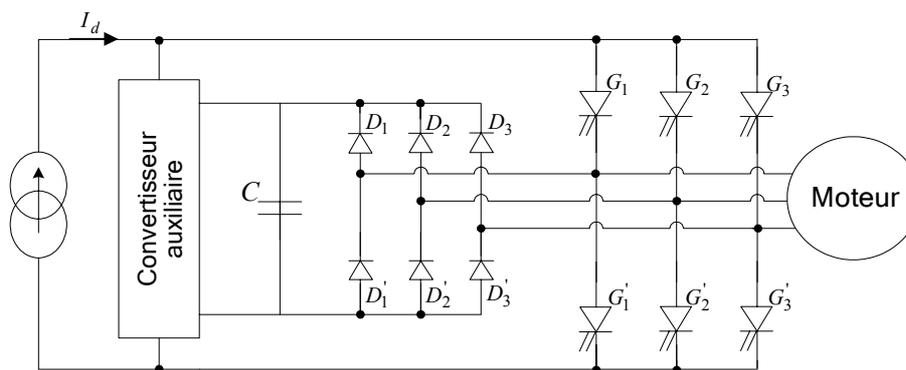


Fig. 2.8– Onduleur de courant à GTO's avec circuit d'écrêtage

2.3.4 ONDULEURS DE COURANT AVEC DÉRIVATION DE CAPACITÉS À L'ENTRÉE DU MOTEUR

Si l'on branche, en étoile ou en triangle, des capacités aux bornes du moteur, l'onduleur de courant débite ainsi sur un récepteur de tension, ce qui est sa destination normale car on respecte ainsi l'alternance des sources, [76], [77].

Les capacités ainsi placées ont deux effets bénéfiques :

- En s'opposant aux brusques variations de la tension à leurs bornes, elles limitent les surtensions aux bornes du moteur, surtensions inévitables avec tous les montages précédents,
- En offrant un chemin de moindre impédance aux harmoniques des courants fournis par l'onduleur, elles réduisent les harmoniques des courants dans le moteur.

Les entraînements avec moteur asynchrone alimenté en tension à partir d'un onduleur de courant sont de plus en plus utilisés, surtout dans le domaine de fortes ou très fortes puissances et avec des charges dont le couple croît rapidement avec la vitesse (pompes, ventilateurs).

Dans la zone voisine de la vitesse nominale, on peut obtenir pour les courants dans le moteur et les tensions à ses bornes des taux d'harmoniques extrêmement réduits. En exagérant un peu, on dit que le moteur est « alimenté en tension et en courant sinusoïdaux ».

Quand la vitesse diminue et avec elle la fréquence et donc l'efficacité des condensateurs, les taux d'harmoniques des courants et des tensions augmentent. Ceci n'est pas gênant au point de vue dimensionnement du moteur car, vu le type de charge entraînée, les courants et les tensions diminuent eux aussi.

La mise en œuvre de ce procédé peut être réalisée de deux façons : [3], [30], [31], [75-77], [125]

- avec un onduleur de courant à thyristors.
- avec un onduleur de courant à GTO's.

2.3.4.1 L'onduleur à Thyristors

Utilise le fait qu'un onduleur de courant débitant sur charge capacitive, fonctionne en « commutation naturelle » et donc ne nécessite pas des semi-conducteurs à ouverture commandée.

Pour que l'ensemble moteur-condensateurs ait un comportement capacitif, il faut que la puissance réactive Q_C créée par les condensateurs soit plus grande que la puissance réactive Q_M absorbée par le moteur.

Si cette condition est réalisée pour les valeurs élevées de la pulsation des courants d'alimentation donc de la vitesse, elle ne peut l'être au-dessous d'une certaine valeur de celle-ci. En effet, quand la vitesse diminue, Q_C décroît plus vite que Q_M et on retrouve donc le problème rencontré pour le moteur synchrone autopiloté. Aux basses fréquences, il faut qu'un dispositif auxiliaire assure l'extinction des thyristors. Ce dispositif auxiliaire, indiqué sous l'appellation de 'déviateur' sur le schéma de la figure 2.9, peut être dimensionné pour une puissance réduite, [3], [76], [77].

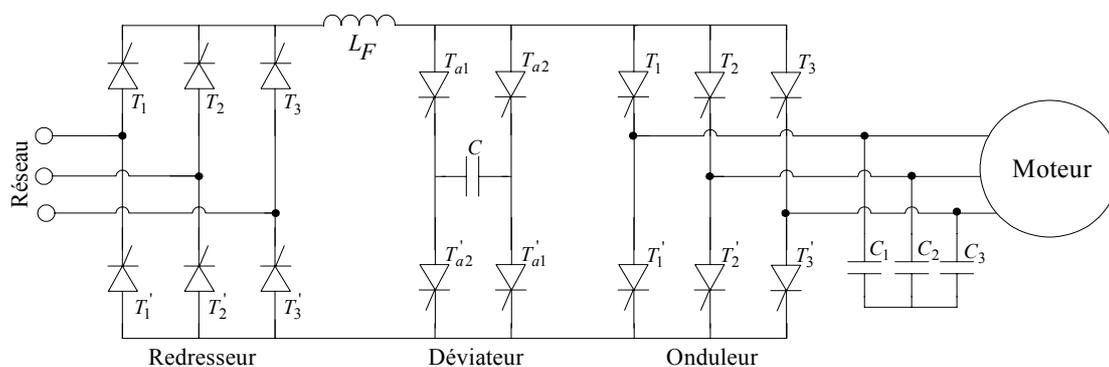


Fig. 2.9– Onduleur de courant à thyristors avec dérivation de capacités

2.3.4.2 L'onduleur à GTO's Symétriques

Ce montage ne nécessite plus de dispositif auxiliaire d'extinction, (cf. fig. 2.10). De plus, par la modulation de largeur d'impulsions, on peut améliorer le filtrage dû aux capacités. Aussi la puissance réactive qu'on demande aux condensateurs de créer à la vitesse nominale est d'ordinaire moitié moindre que dans le montage avec thyristors, [3], [30], [31], [75], [76], [125].

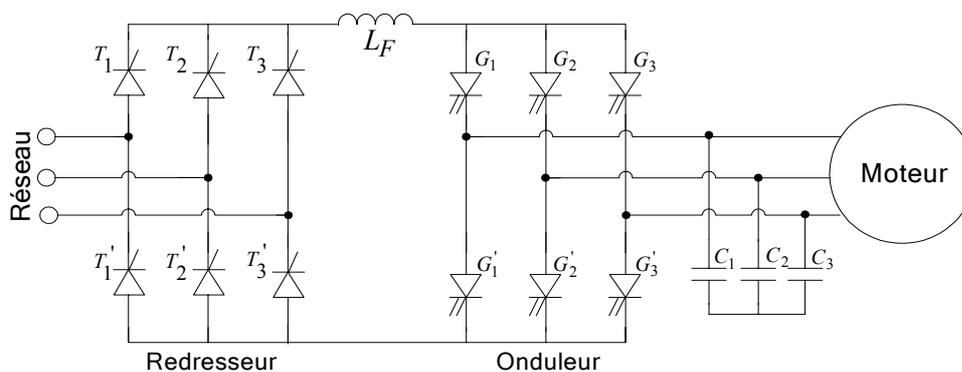


Fig. 2.10– Onduleur de courant à GTO's symétriques avec dérivation de capacités

Ces deux variantes de dérivation de capacités à l'entrée du moteur nécessitent une commande bien adaptée au moteur et à la charge entraînée. L'inductance équivalente des phases du moteur varie avec la fréquence et le couple. Il faut donc veiller à ce qu'aucun harmonique ne soit trop proche d'une fréquence de résonance sous peine de faire apparaître aux bornes des condensateurs et du moteur des surtensions anormales. C'est plus facile avec l'onduleur à GTO's car par le découpage MLI on a la maîtrise du spectre des courants, [17], [19], [33], [34], [43], [44], [75], [76].

On peut parfaire le filtrage en ajoutant un filtre actif en parallèle avec les condensateurs. On obtient alors des courants dans le moteur et des tensions à ses bornes quasi sinusoïdaux et un couple sans ondulations, [76], [77].

2.4 INTERACTION ONDULEUR/MOTEUR ASYNCHRONE

Tous les entraînements alimentés par des onduleurs créent des harmoniques soit à la sortie de ces derniers alimentant le moteur ou dans le réseau d'alimentation principale. Les pertes et leurs effets thermiques sur le moteur sont bien identifiés. De même des techniques de calcul ont été raffinées de sorte que toutes les pertes significatives des harmoniques soient évaluées, [37], [48].

Il a été également évalué les interactions entre les éléments de la chaîne de puissance. Cependant, elles sont le plus souvent analysées en étant considérées comme unilatérales alors qu'elles sont en fait bilatérales, figure 2.11. Elles peuvent en plus s'étendre à la source d'alimentation et à la charge mécanique, [20], [82].

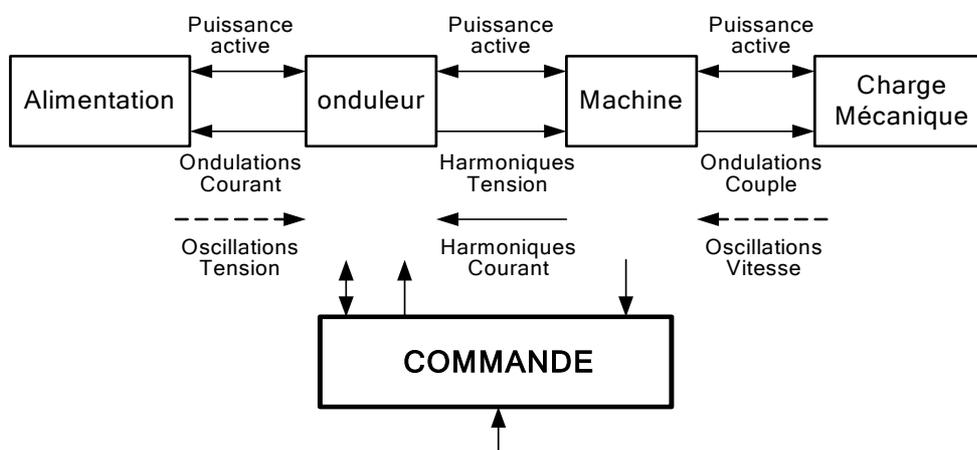


Fig. 2.11– Chaîne de puissance et interactions

C'est donc à toutes ces difficultés et contraintes que doivent faire face les commandes du système.

2.4.1 HARMONIQUES DE COURANT ET DE FLUX DANS LE MOTEUR ASYNCHRONE

Les harmoniques de tension de l'onduleur vont créer des harmoniques de courant dans la machine. Ces harmoniques de courant essentiellement impairs parcourant les enroulements

triphasés vont générer des champs tournants harmoniques :

- les champs de rang $N=6k+1$ tournent dans le même sens que le champ fondamental (sens direct) à la vitesse $N\omega_s=(6k+1)\omega_s$; (ω_s : est la pulsation statorique)
- les champs de rang $N=6k+5$ tournent dans le sens inverse à la vitesse $N\omega_s=(6k+5)\omega_s$.

Les harmoniques de courant et de flux correspondants sont à l'origine des pertes supplémentaires dans les conducteurs et dans les matériaux magnétiques, [20], [37], [105].

2.4.2 HARMONIQUES PULSATOIRES DU COUPLE

Tous les courants harmoniques alimentant le moteur développent des couples quand ils agissent l'un sur l'autre avec le fondamental de flux du moteur, [17-20], [33], [34], [43], [44], [48], [76]. Ces couples harmoniques se sont de deux natures différentes :

- Les couples propres à chaque harmonique, de nature continue, très faibles,
- Les couples résultats des interactions entre harmoniques de rangs différents et plus particulièrement des interactions entre fondamental et harmoniques, de nature pulsatoire.

La fréquence résultante du couple dépend de la fréquence de l'harmonique du courant et de sa séquence de phase avec le fondamental du courant. Si une séquence (ordre) positive de courant est considérée comme une fréquence positive et une séquence (ordre) négative comme une fréquence négative alors la fréquence résultante de pulsation du couple f_c peut être exprimée comme : [20], [48]

$$f_c = |f_h - f_s| \quad (2.15)$$

où f_h est la fréquence des courants harmoniques et,

f_s est la fréquence fondamentale de la sortie de l'onduleur.

Ces composantes du couple seraient toujours considérées dans la conception mécanique de n'importe quel système à vitesse variable, [20], [48], [76].

2.4.3 BRUIT ACOUSTIQUE

Beaucoup de machines à induction emploient les systèmes d'entraînement à onduleurs où la tension d'alimentation (ou le courant) est loin de la sinusoïde et donc riche en harmoniques. La fréquence des harmoniques est indiquée par :

$$f_h = (1+6k)f_s \text{ où } k=0, \pm 1, \pm 2, \dots \text{etc.} \quad (2.16)$$

avec les harmoniques les plus importants sont les 5èmes, 7èmes et les 11èmes.

Parfois les forces correspondantes à ces harmoniques sont assez grandes causant ainsi un bruit considérable, particulièrement si les fréquences sont proches des fréquences normales du stator. Les harmoniques d'ordre plus supérieur peuvent être négligés dans la plupart du temps, car les forces liées à ces fréquences sont assez petites pour ne pas causer des vibrations ou des bruits, [20], [36], [38], [49], [126].

En général, le bruit acoustique produit par les moteurs à courant alternatif alimentés par des onduleurs est plus grand que dans ceux alimentés par des réseaux à CA. [49], [76], [126].

2.4.4 FONCTIONNEMENT EN RÉGIME DÉSÉQUILBRÉ

L'alimentation de la machine par un onduleur à MLI peut être déséquilibrée, généralement très légèrement, suite à des imperfections de réalisation, aux non-idéalités des composants ou aux oscillations de la tension d'alimentation, [20], [76].

Les situations les plus couramment rencontrées sont :

- Un léger déséquilibre dans les 3 déphasages des 3 tensions et/ou dans les 3 amplitudes ;
- L'apparition d'une composante continue dans l'une au moins des 3 tensions.

Ces déséquilibres des tensions entraînent des déséquilibres des courants. Un déséquilibre d'amplitude et/ou de déphasage des courants peut être interprété comme la superposition de deux systèmes équilibrés de courant, l'un 'direct', comme le régime normal, l'autre de séquence 'inverse'. Il en résulte la génération de 2 champs tournants statoriques, l'un 'direct' tournant à la pulsation ω_s , l'autre 'inverse' tournant à la pulsation $-\omega_s$. Ils induisent des champs tournants rotoriques 'direct' et 'inverse' également. Les interactions des champs directs et inverses vont être à l'origine de couples pulsatoires de fréquences $2f_s$. De même, les composantes continues des courants génèrent un champ magnétique fixe. Son interaction avec le champ tournant rotorique va être à l'origine d'un couple pulsatoire de fréquence f_s , [1], [14], [25], [37].

Ces couples pulsatoires à basses fréquences peuvent être particulièrement gênants aux faibles vitesses où ces fréquences risquent d'être dans la bande passante du système mécanique.

2.4.5 COURANT DE FOUCAULT ET EFFET DE PEAU

Les variations des flux de fuite, dans les barres de la cage rotorique, avec les courants, induisent des courants 'parasites', dit courants de Foucault, qui, par leurs effets, s'opposent à ces variations, [20], [76]. Cela entraîne une perturbation dans la distribution des lignes des courants dans les barres qui se concentrent dans la partie extérieure (proche de l'entrefer) : c'est l'effet de peau. Il en résulte une réduction dans la section de passage du courant et donc un accroissement de la résistance.

En général, un moteur à cage peut présenter un effet de peau relativement important et en particulier s'il est alimenté à partir d'un convertisseur statique où les formes d'ondes sont non sinusoïdales et de haute fréquence. L'effet de peau provoque des échauffements supplémentaires dans le rotor ce qui est très gênant dans le cas du fonctionnement en positionnement, [3], [4].

2.4.6 L'ÉTAT MAGNÉTIQUE DE LA MACHINE

Le circuit magnétique du moteur est constitué d'un matériau ferromagnétique dans lequel l'induction ne varie plus linéairement avec le champ magnétique pour les valeurs élevées de celui-

ci : c'est le phénomène de saturation. La saturation se manifeste principalement au niveau des dents du circuit magnétique au stator comme au rotor. Elle va avoir pour effet de modifier la forme de l'onde de flux résultante dans l'entrefer, provoquant par conséquent une diminution de la perméabilité magnétique au niveau des dents, qui peut être grossièrement assimilée à une variation de largeur de l'entrefer. L'onde de flux est alors 'aplatie', embrassant ainsi tous les harmoniques impairs, en particulier le 3.

Ces harmoniques 'd'espace' se déplacent tous à la même vitesse que le fondamental puisque l'onde ne se déforme pas en tournant. Il en résulte l'induction de courant harmonique, dans le rotor essentiellement, car le stator est monté en étoile, et l'apparition de la force contre électromotrice (FCEM) dans les phases du stator, [1], [3], [20], [76].

2.4.7 EFFICACITÉ DU MOTEUR

La valeur des pertes harmoniques dépend évidemment du contenu harmonique de la tension et du courant de moteur. Plusieurs tensions harmoniques à des basses fréquences causent une augmentation considérable des pertes dans le moteur et réduisent son efficacité. Cependant, la plupart des onduleurs ne produisent pas des harmoniques d'ordre inférieur que le cinquième, et les courants harmoniques d'ordre supérieur ont habituellement de petites amplitudes. Pour de telles formes d'ondes, la réduction de l'efficacité d'un moteur complètement chargé n'est pas excessive, [20], [37].

2.5 CONCLUSION

Les onduleurs de courant à thyristors avec circuits auxiliaires d'extinction ou à GTO's avec circuit d'écrêtage nécessitent des commutations longues si on veut limiter les surtensions. Ils se prêtent donc mal à la commande MLI où les commutations sont plus nombreuses et doivent donc être plus brèves. Avec ces onduleurs la commande MLI a parfois été utilisée, mais seulement aux faibles vitesses.

Par contre, les montages avec condensateurs dérivés à l'entrée du moteur sont moins affectés par cette limitation. Dans ce cas, on doit recourir à la commande MLI de l'onduleur si on veut travailler avec un filtre de taille raisonnable. C'est une solution intéressante car les tensions aux bornes du moteur ne présentent pas de discontinuité grâce à la présence des condensateurs. De plus les courants moteurs sont principalement de formes sinusoïdales. Par conséquent, les parasites développés par la machine peuvent être plus aisément maîtrisés ainsi que la réduction des ondulations du couple.

Mais cette solution est délicate à mettre en œuvre car les circuits limitants les harmoniques des courants de sortie de l'onduleur sont formés par l'association en parallèle des condensateurs de filtrage et des inductances de la machine. Dont, il faut veiller à ce que la fréquence des divers harmoniques ne soit pas trop proche de la fréquence de résonance de ces circuits, sinon ils font apparaître aux bornes des condensateurs et du moteur des tensions élevées.

Chapitre - 3

Ondulations du Couple dans une Machine Asynchrone

3.1 INTRODUCTION

Suite à l'association convertisseur-machine à CA, certains problèmes inhérents ont émergés. Ces problèmes peuvent, dans certaines applications, avoir des effets nocifs sur les performances techniques des processus opérés, [1], [28], [35], [36], [127-129].

Dans ce cas, l'inconvénient principal du moteur à induction est l'irrégularité dans le couple développé, c'est à dire l'ondulation de ce dernier. Comme la MAS vise des applications de grandes performances telles que les machines-outils ou les entraînements robotiques, les ondulations du couple sont interdites, car ces pulsations mènent à des oscillations de vitesse qui causent la détérioration des performances du système. Elles peuvent aussi laisser des traces ou des empreintes évidentes dans les surfaces usinées à haute précision, [48], [49], [54], [127], [130].

3.2 L'ORIGINE DES ONDULATIONS DU COUPLE

L'ondulation du couple dans un moteur à induction est un phénomène bien documenté, [1], [3], [8], [14], [25], [36], [37], [41], [45], [76], [130], [131]. Les causes de ce dernier peuvent être attribuées aux facteurs suivants:

- L'asymétrie du moteur,
- Les harmoniques de tension dans les encoches,
- Un entrefer stator/rotor non uniforme,
- Le nombre discret des barres du rotor et des encoches du stator.
- Dans le cas d'un onduleur alimentant le moteur, la forme d'onde de sortie non-sinusoïdale, et
- Le déséquilibre dans la source d'énergie triphasée.

En général, on peut dire qu'il y a plusieurs causes d'ondulations du couple dans les machines électriques qui peuvent être divisées en deux grands catégories: mécanique et électrique. Les causes mécaniques sont principalement des défauts de maintien et l'excentricité du rotor, [37], [46], [49], [51]. Ainsi l'ondulation du couple d'origine mécanique est réduite et surmontée exclusivement avec une conception appropriée de la machine.

Les causes électriques de l'ondulation du couple sont réellement tous les phénomènes qui provoquent, dans la machine, une déviation de la distribution pratique (réelle) du champs par rapport à la distribution théorique (idéale). Les exemples de ces phénomènes sont la distribution non-idéale (non-sinusoïdale) des enroulements statoriques et/ou rotoriques, existence des encoches dans le stator et la génération de plusieurs harmoniques dans l'excitation du moteur due aux limitations des convertisseurs de puissance, [2], [38], [48], [66], [67], [131].

Au cours des discussions ultérieurs dans ce travail, seulement les ondulations électriquement causées dans le couple du moteur seront considérées.

Dans ce contexte, nous savons bien qu'un convertisseur alimentant une machine électrique fonctionne avec un contenu harmonique élevé de tension et de courant. Le comportement d'une

machine alimentée par une source alternative non sinusoïdale est complètement différent en appliquant une source sinusoïdale. Cette question devrait être prise soigneusement en définissant des philosophies de conception des machines à induction et dans le développement des convertisseurs électroniques.

Pratiquement, même si la machine à induction est alimentée par des courants sinusoïdaux, elle montre des déformations dans le couple électromagnétique. Ces déformations ont comme origines la teneur harmonique de la « distribution spatiale » de la densité magnétique du flux produite par les enroulements le long de l'entrefer. Les distorsions harmoniques produisent certains effets dans le fonctionnement de la machine, comme par exemple, les oscillations du couple avec des composantes harmoniques 'spatio-temporelles', [8], [37], [40], [42], [67], [114].

Dans le cas des machines à induction alimentées par des courants non sinusoïdaux, le contenu harmonique temporel montre une interaction avec le contenu harmonique d'espace du champ magnétique ; établi dans la machine et produit essentiellement par la distribution des enroulements. De cette interaction, il est possible d'obtenir des déformations combinées très différentes de celles qui résultent d'une source alternative sinusoïdale.

Une différence importante est le fait qu'une quantité de telles déformations peut produire des effets souhaitables dans la machine, telles que les composantes constantes du couple. Cependant, il n'est pas encore possible de s'orienter avec précision pour savoir quels sont les harmoniques agissant l'un sur l'autre pour produire ces effets souhaitables. D'une façon générale, dans un moteur à CA de bonne conception, les FMM's harmoniques d'espace ont des amplitudes assez petites de sorte qu'elles sont habituellement négligées, [3], [8], [25], [40], [70].

La présence des FMM's harmoniques temporelles dans l'entrefer résulte à des couples harmoniques additionnels sur le rotor. Ces couples sont de deux types : couples harmoniques constants et couples harmoniques pulsatoires, [1], [3], [8], [14], [25], [28].

3.2.1 LES COUPLES HARMONIQUES CONSTANTS

Des couples constants ou réguliers sont développés par la réaction des flux harmoniques d'entrefer avec les FMM's harmoniques ou les courants harmoniques du rotor du même ordre. Cependant, ces couples harmoniques constants, qui sont une fraction très petite du couple évalué, ont l'effet négligeable sur le fonctionnement du moteur, [1], [8], [25], [37].

3.2.2 LES HARMONIQUES PULSATOIRES DU COUPLE

Comme montré ci-dessus, une composante constante du couple est produite par la réaction de chaque FMM harmonique du rotor avec un flux harmonique d'entrefer du même ordre. Des composantes pulsatoires du couple sont produites par la réaction des FMM's harmoniques du rotor avec des flux harmoniques tournants d'un ordre différent, [1], [2], [37], [114].

L'expression générale du couple en fonction du flux d'entrefer ϕ_m , du courant de rotor I_r et de l'angle de phase entre le flux d'entrefer et le courant rotorique est donnée par :

$$T_e = K\phi_m I_r \sin\delta \quad (3.1)$$

Pour les composantes de fréquence fondamentale ou de fréquence harmonique, l'angle δ demeure constante et donc seulement un couple constant (unidirectionnel) est produit. De même, une composante harmonique du flux d'entrefer induit le courant du rotor à la même fréquence et par conséquent le couple est développé dans la même direction que le flux tournant d'entrefer. Le 7^{ème} harmonique du couple, par exemple, s'ajoute au couple fondamental, par contre le 5^{ème} harmonique du couple s'oppose à lui.

En effet, la pulsation du couple est produite quand l'angle δ change avec le temps. Ceci se produit quand ϕ_m d'une fréquence donnée agit sur I_r d'une autre fréquence, modulant δ à un taux qui est la différence entre les vitesses des phaseurs (vecteurs) tournants correspondants. Le couple pulsatoire le plus important s'avère le 6^{ème} couple harmonique, est produit en raison de l'interaction entre le flux fondamental d'entrefer et le 5^{ème} et le 7^{ème} FMM harmonique du rotor et l'interaction entre la FMM fondamentale du rotor avec le 5^{ème} et le 7^{ème} flux harmonique d'entrefer, [1], [8], [28], [37], [76], [132].

De même un sixième couple harmonique est produit par l'interaction de la FMM fondamentale du rotor avec le 5^{ème} et le 7^{ème} flux harmonique d'entrefer, [1], [8], [14], [25], [46], [47], [63].

Ces couples pulsatoires ont une valeur moyenne nulle, mais leurs présence cause un changement de vitesse angulaire rotorique pendant un tour. Aux vitesses très basses, la rotation du moteur a lieu dans une série de secousses ou 'jerks', et ce mouvement irrégulier (ou 'cogging motion') fixe une limite inférieure pour la gamme utile de vitesse du moteur. Le point auquel la pulsation de vitesse devient répréhensible dépend de l'inertie du système tournant. Dans certaines applications, tels que les entraînements à machine-outil, la fluctuation de vitesse est intolérable. La fatigue anormale du mécanisme des dents peut également se produire, en particulier si la pulsation du couple coïncide avec une résonance mécanique de l'arbre du moteur, [35], [37], [49], [126], [130].

3.3 LES ONDULATIONS DU COUPLE POUR UNE ALIMENTATION EN CRÉNEAUX DE COURANT

Avec une alimentation en créneaux de courant ou à six états de commutation, les couples harmoniques réguliers sont négligeables, comme dans le cas d'une tension d'alimentation en onde escalier. Cependant, les couples harmoniques pulsatoires sont encore significatifs, et l'attention est confinée à ces derniers, [3], [36], [45], [50], [59], [60], [76].

Quand un enroulement statorique triphasé est alimenté avec des courants quasi-carrés, la distribution du courant ne change pas pendant l'intervalle 60° quand une paire particulière de phases

est en conduction. En conséquence, la FMM d'enroulement est stationnaire jusqu'à ce qu'une commutation de phase se produise, entraînant le saut de la distribution des courants et de la FMM en avant par 60° électrique dans une nouvelle position stationnaire.

Tandis que les flux harmoniques d'entrefer sont petits, le flux d'entrefer est principalement une composante fondamentale d'amplitude constante, tournant uniformément à la vitesse synchrone. L'interaction de ce flux uniformément tournant avec la FMM tournante à six états a comme conséquence une forme d'onde de couple avec une sixième ondulation harmonique prédominante superposée au couple moteur constant, [1], [17], [37], [44], [48], [133].

D'un autre point de vue, il est évident que la puissance fournie au moteur à tout instant, n'est que le produit des valeurs instantanées des courants et tensions de sortie. On a montré précédemment, chapitre 2, que la tension d'alimentation du moteur est pratiquement sinusoïdale, et puisque le courant continu I_d est constant, la forme d'onde de la puissance instantanée d'entrée est une série de segments sinusoïdaux de 60-degré, figure 3.1. Les segments illustrés sont caractérisés par l'angle φ qui est l'angle de phase par lequel le courant fondamental du moteur traîne la tension fondamentale. La forme d'onde de la puissance instantanée a une composante d'ondulation dominante à six fois la fréquence de sortie de l'onduleur, et ressemble certainement à la forme d'onde de la tension de sortie d'un pont redresseur triphasé conventionnel menu d'un angle d'amorçage φ , [1], [3], [8], [14], [37].

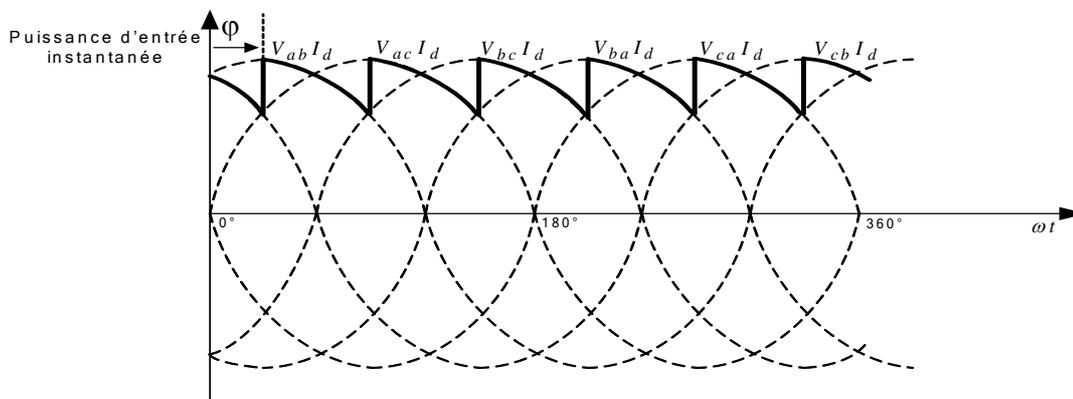


Fig. 3.1– La forme d'onde idéale de la puissance instantanée (et du couple)

En résumé, on constate donc la superposition d'une ondulation très prononcée à la valeur moyenne de la puissance instantanée P dont, la fréquence de l'ondulation est le sextuple de la fréquence fondamentale. En négligeant les pertes dans le moteur, la puissance instantanée à l'entrée du moteur est également la puissance instantanée de sortie qui, une fois divisée par la vitesse angulaire mécanique constante, donne le couple instantané développé. En conséquence, la variation instantanée de la puissance de la figure 3.1 est également une variation instantanée du couple. C'est à dire, que l'ondulation de la puissance interne se répercute aussi sur le couple électromagnétique

T_e de la machine asynchrone, étant donné qu'il existe la relation :

$$T_e = P/\Omega \quad (3.2)$$

avec Ω la vitesse de rotation angulaire de la machine asynchrone.

Alors, des expressions analytiques pour le couple pulsatoire peuvent être déterminées à partir de cette approche.

En employant l'expression de série de Fourier pour le courant de phase statorique de forme rectangulaire,

$$\begin{aligned} i_{sa} &= \sum_{n=1}^{\infty} (2I_d/n\pi) \{ \cos[n(30^\circ)] - \cos[n(150^\circ)] \} \cdot \sin(n\omega t) \\ &= \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \left\{ \sin\omega t - \frac{1}{5}\sin 5\omega t - \frac{1}{7}\sin 7\omega t + \frac{1}{11}\sin 11\omega t - \frac{1}{13}\sin 13\omega t - \dots \right\}, \end{aligned} \quad (3.3)$$

le produit de la fondamentale du courant et la tension sinusoïdale pour toutes les trois phases représente une puissance d'entrée constante et résulte au couple principal développé. Le cinquième et le septième courant harmoniques, en association avec la tension de phase sinusoïdale donnent un sixième harmonique pulsatoire de la puissance d'entrée, ayant comme résultat un sixième harmonique pulsatoire pour le couple. De même, un douzième couple harmonique pulsatoire est développé par le onzième et le treizième courant harmoniques, [37], [39], [45], [47], [54].

En fait, ces différents résultats théoriques peuvent être bien vérifiés par simulation en utilisant le simple schéma bloc de la figure 3.2.

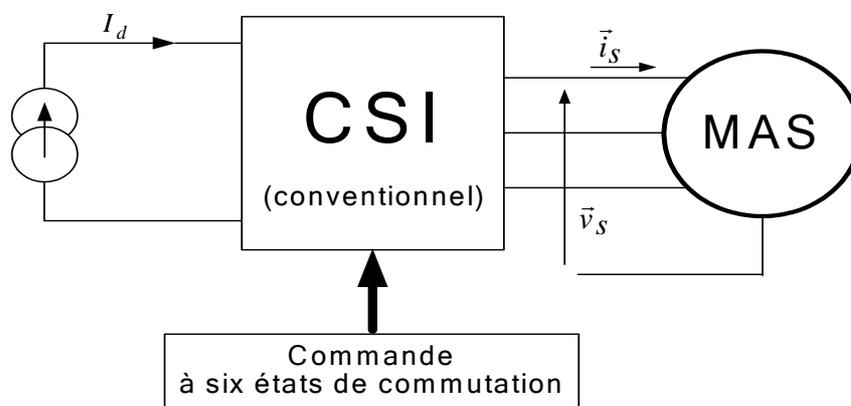


Fig. 3.2– Association machine asynchrone/onduleur de courant conventionnel

En adoptant pour l'onduleur de courant alimentant la MAS une commande à six états de commutation, le courant statorique i_{sa} présente une allure pratiquement rectangulaire et discontinue, comme le montre la figure 3.3. Par contre, la tension statorique v_{sa} est presque sinusoïdale. Cependant, aux instants de commutation de l'onduleur, des pics sont superposés sur la tension statorique dues à la variation rapide du courant statorique. Le couple électromagnétique T_e du moteur asynchrone présente une ondulation très prononcée ($\cong 12 Nm$ crête à crête) à cause de la

forme rectangulaire du courant statorique. La fréquence de l'ondulation est le sextuple de la fréquence statorique f_s . Cette ondulation du couple provoque une rotation 'jerky' en présentant une grande vibration de vitesse avec une oscillation autour de sa valeur moyenne de l'ordre de 60%. Cela, influence évidemment, les performances d'un tel système d'entraînement particulièrement à basses vitesses de rotation.

La figure 3.4 contient respectivement les spectres correspondants au courant de phase statorique et le couple électromagnétique développé, où la fréquence résultante pour le couple (6, 12, 18, ...etc.) dépend de la fréquence du courant harmonique (5, 7, 11, 13... etc.) et son ordre de phase par rapport à la fondamentale du courant.

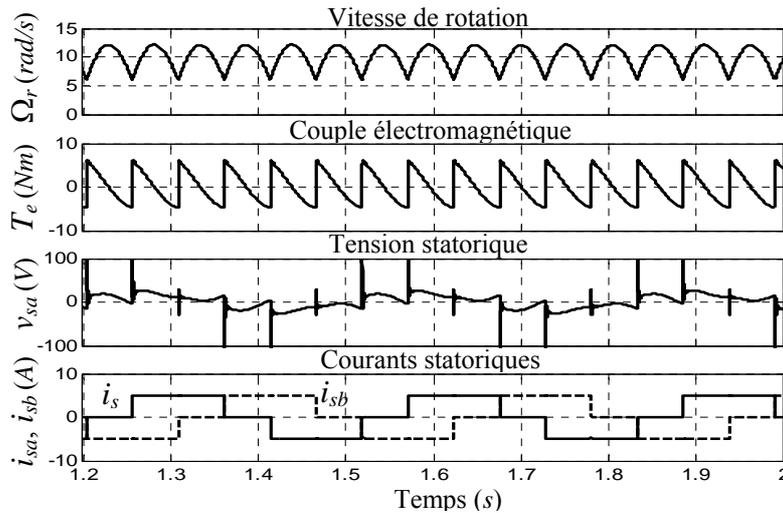


Fig. 3.3– Comportement de la machine asynchrone alimentée par un CSI conventionnel

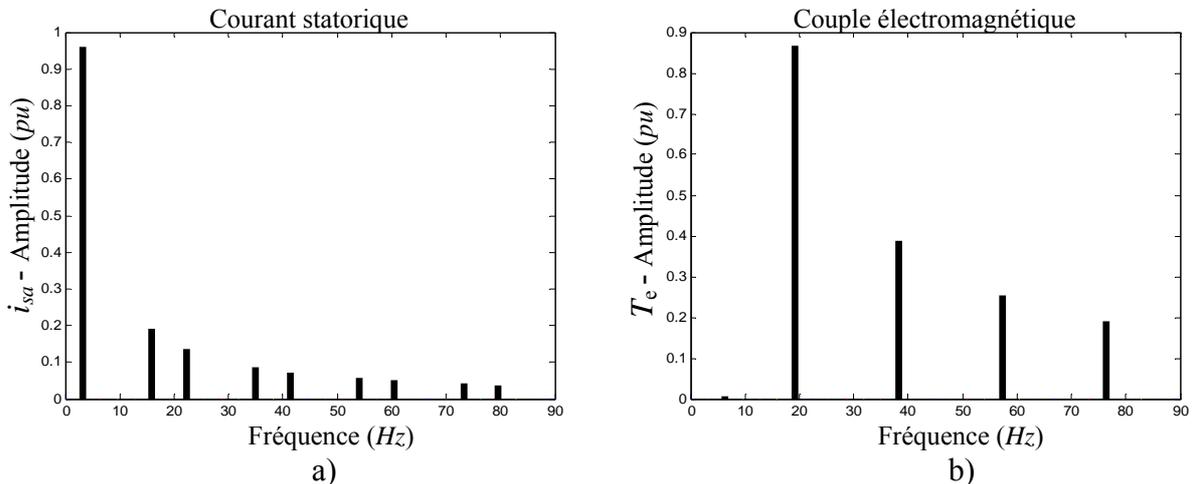


Fig. 3.4– Spectres d'amplitudes correspondants ; a) courant statorique, b) couple développé

3.4 EXPRESSION HARMONIQUE DU COUPLE

Il est bien connu qu'un moteur à induction alimenté par un onduleur à source de courant conventionnel absorbe des courants de ligne avec une forme d'onde approximativement quasi-carrée, et la rotation saccadée conséquente pour la FMM statorique cause des pulsations ou des

ondulations de couple dans l'arbre du moteur. Ces couples harmoniques temporellement variables et les oscillations associées de la vitesse du rotor, inhérentes aux systèmes d'entraînement redresseur-onduleur-moteur à induction, sont répréhensibles dans des applications tels que la machine-outil et le positionnement des antennes, où une vitesse uniforme est obligatoire. Dans de telles applications il est très important de savoir l'amplitude des pulsations de couple et en conséquence ces systèmes d'entraînement devraient être employés où l'amplitude des fluctuations de couple est petite, [1], [14], [28], [35], [36], [45], [54], [134].

La forme d'onde du couple peut être exactement calculée avec une programmation numérique qui incorpore le modèle $d-q$ standard du moteur à induction, [41], [133], [135]. Cependant, il est avantageux d'obtenir l'expression théorique pour cette forme d'onde du couple. Ainsi des attentions considérables ont été données pour calculer les couples harmoniques, [1], [28], [37], [38], [41], [52], [55], [68], [128], [129], [132-136]. Dans ce contexte, plusieurs chercheurs ont développé des expressions pour la teneur harmonique du couple en termes de décompositions de série Fourier des courants de phase et des forces contre électromotrices (FCEM's). De telles approches sont bien documentées et expliquées dans la littérature, [37], [45], [52], [128], [132], [134], et elles ne seront pas discutées dans ce travail.

Pour ce même sujet, d'autres expressions des harmoniques de couple ont été développées basant soit sur des diagrammes des phaseurs [1], [28], [37], [136] ou sur le modèle $d-q$ standard du moteur à induction, [28], [38], [41], [55], [68], [129], [133]. Ce sont ces deux dernières méthodes qui seront traitées analytiquement dans ce chapitre.

3.4.1 EXPRESSION DES PULSATIONS DU COUPLE À PARTIR DU DIAGRAMME DES PHASEURS

Les couples pulsatoires peuvent être calculés en superposant les phaseurs des flux et des courants rotoriques de diverses fréquences (y compris la fondamentale) dans un seul diagramme, comme le montre la figure 3.5_a. Où la méthode accomplie, par Robertson et Hebbler, pour calculer l'amplitude des pulsations de couple dans le système d'entraînement VSI-IM, a été utilisée ici. Puisque le même circuit équivalent est applicable dans les deux systèmes d'entraînement du moteur à induction alimenté par un VSI ou un CSI, le même diagramme de phaseurs a été employé pour calculer l'amplitude des ondulations du couple dans des conditions de fonctionnement en régime permanent, [1], [28].

Le diagramme des phaseurs superposés est montré dans la figure 3.5_a, où seulement les effets de la fondamentale, le 5^{ème} et le 7^{ème} harmoniques de tension sont considérés et les phaseurs de flux sont supposés d'être cophasal à un instant $t=0$. Comme le montre la figure 3.5_a, chaque tension harmonique causera les composantes correspondantes du flux et du courant rotorique. Les résistances du circuit équivalent pour les 5^{ème} et les 7^{ème} harmoniques sont négligées par rapport aux

réactances à ces mêmes fréquences et donc les courants harmoniques tarderont les composantes respectives de flux par 180° . Les phaseurs de la fondamentale et du $7^{\text{ème}}$ harmonique tournent dans la direction antihoraire aux vitesses ω_s et $7\omega_s$, respectivement, tandis que les phaseurs du $5^{\text{ème}}$ harmonique tournent dans le sens horaire à la vitesse $5\omega_s$, [28], [37], [136].

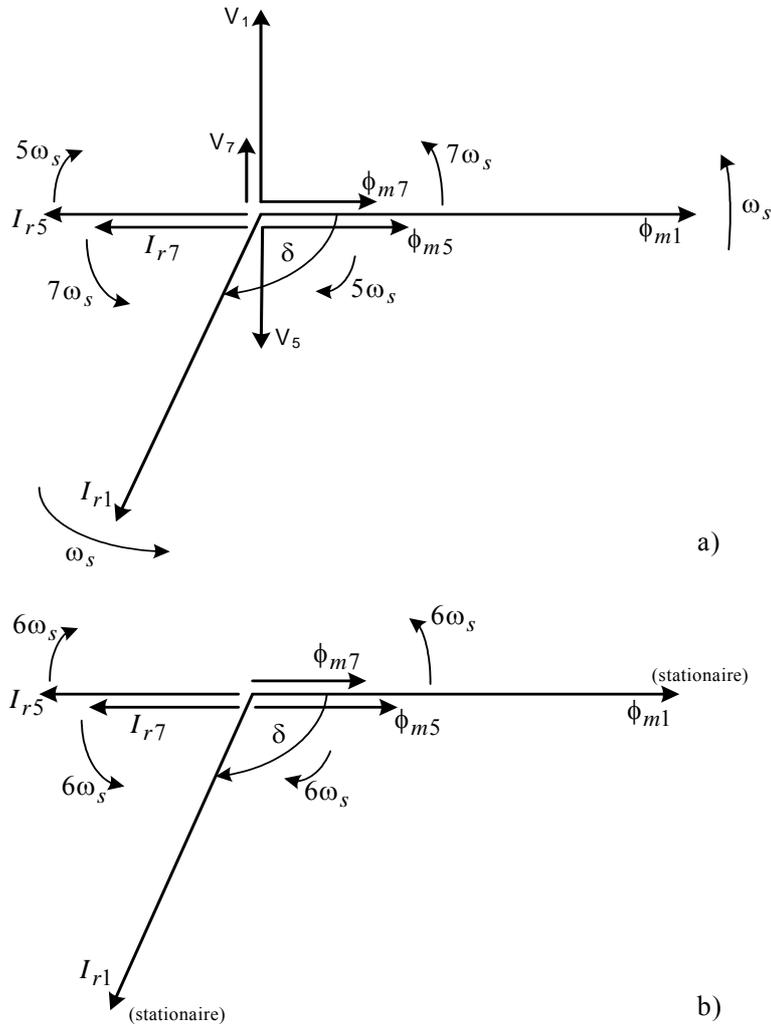


Fig. 3.5– Diagramme des phaseurs superposés

Pour des raisons de simplicité, la figure 3.5_b a été construite à partir de la figure 3.5_a en donnant au diagramme entier une rotation (dans le sens horaire) à ω_s pour rendre les phaseurs fondamentaux stationnaires.

Du diagramme, on peut constater que le $6^{\text{ème}}$ harmonique du couple est contribué par l'interaction du flux fondamental avec les $5^{\text{ème}}$ et $7^{\text{ème}}$ harmoniques du courant, et de la fondamentale du courant avec les $5^{\text{ème}}$ et $7^{\text{ème}}$ harmoniques du flux. Mathématiquement, l'expression du $6^{\text{ème}}$ harmonique du couple peut être écrite comme suit :

$$\begin{aligned}
 T_{e6} = & \phi_{m1} I_{r5} \sin(\pi - 6\omega_s t) + \phi_{m1} I_{r7} \sin(\pi + 6\omega_s t) \\
 & + I_{r1} \phi_{m5} \sin(\delta - 6\omega_s t) + I_{r1} \phi_{m7} \sin(\delta + 6\omega_s t)
 \end{aligned}
 \tag{3.4}$$

Dans les conditions d'un fonctionnement normal, l'angle entre la fondamentale du flux d'entrefer et la fondamentale du courant rotorique est approximativement 90° ($\delta = 90^\circ$), par conséquent :

$$T_{e6} = \phi_{m1}(I_{r5} - I_{r7})\sin 6\omega_s t + I_{r1}(\phi_{m5} + \phi_{m7})\cos 6\omega_s t \quad (3.5)$$

Ainsi l'amplitude du sixième harmonique du couple pulsatoire est :

$$T_{e6} = \sqrt{(\phi_{m1}(I_{r5} - I_{r7}))^2 + (I_{r1}(\phi_{m5} + \phi_{m7}))^2} \quad (3.6)$$

Comme les composantes harmoniques du flux ; ϕ_{m5} et ϕ_{m7} sont très petites, [1], [2], [8], [25], [52], la contribution du seconde terme peut être négligée et l'amplitude des fluctuations du couple peut être obtenue approximativement par l'amplitude du premier terme c'est à dire :

$$T_{e6} = \phi_{m1}(I_{r5} - I_{r7}) \quad (3.7)$$

Evidement, d'autres sixièmes fluctuations harmoniques de couple sont produites par l'interaction des flux et des FMM's à d'autres harmoniques qui se différencient de six, tels que les cinquième et onzième harmoniques (cf. Tableau 3.1). Toutefois, il a été montré que leurs grandeurs relatives sont petites, [28], [37], [136].

Tableau 3.1
Pulsations relatives des harmoniques du couple

(k : ordre des courants harmoniques, v : ordre des flux ou des FMM's harmoniques)

| v | 1 | 3 | 5 | 7 | 9 | 11 | 13 | 15 | 17 | 19 | 21 | 23 | 25 | 27... |
|----|----|---|----|----|---|----|----|----|----|-----|----|----|----|-------|
| 1 | 0 | | 6 | 6 | | 12 | 12 | | 18 | -18 | | 24 | 24 | |
| 3 | | x | | | x | | | x | | | x | | | x |
| 5 | 6 | | 0 | 12 | | 6 | 18 | | 12 | 24 | | 18 | 30 | |
| 7 | 6 | | 12 | 0 | | 18 | 6 | | 24 | 12 | | 30 | 18 | |
| 9 | | x | | | x | | | x | | | x | | | x |
| 11 | 12 | | 6 | 18 | | 0 | 24 | | 6 | 30 | | 12 | 36 | |
| 13 | 12 | | 18 | 6 | | 24 | 0 | | 30 | 6 | | 36 | 12 | |
| 15 | | x | | | x | | | x | | | x | | | x |
| 17 | 18 | | 12 | 24 | | 6 | 30 | | 0 | 36 | | 6 | 42 | |
| 19 | 18 | | 24 | 12 | | 30 | 6 | | 36 | 0 | | 42 | 6 | |
| 21 | | x | | | x | | | x | | | x | | | x |
| 23 | 24 | | 18 | 30 | | 12 | 36 | | 6 | 42 | | 0 | 48 | |
| 25 | 24 | | 30 | 18 | | 36 | 12 | | 42 | 6 | | 48 | 0 | |
| 27 | | x | | | x | | | x | | | x | | | x |
| 29 | 30 | | 24 | 36 | | 18 | 42 | | 12 | 48 | | 6 | 54 | |

En suivant une méthode semblable, on peut montrer que la fluctuation du couple au douzième harmonique est :

$$T_{e12} \cong \phi_{m1}(I_{r11} - I_{r13}) \quad (3.8)$$

Ceci peut être considéré comme négligeable une fois comparé aux sixièmes fluctuations harmoniques (cf. fig. 3.4). Il peut être pareillement montré que les fluctuations du couple, pour

d'autres harmoniques d'ordre supérieur, tels que le dix-huitième, vingt-quatrième...etc., seront encore plus petites. Par conséquent avec un courant de forme quasi-carrée, les fluctuations principales du couple sont à la sixième fréquence harmonique, [3], [17], [37], [44], [136].

Avec la même méthode de calcul, la fluctuation du couple à la fréquence de commutation d'un onduleur de courant à MLI (PWM-CSI) ou un onduleur de tension à MLI (PWM-VSI) peut être écrite comme suit : [1], [8], [28], [59]

$$T_{e6} = \phi_{m1}(I_{r(p-1)} - I_{r(p+1)}) ; p \text{ nombre d'impulsions par période.} \quad (3.9)$$

Ainsi la méthode indique que les fluctuations du couple sont dues principalement au flux fondamental et des courants harmoniques. Avec des onduleurs produisant des formes d'ondes rectangulaires, les fluctuations prédominantes du couple sont au sixième harmonique, alors qu'avec les onduleurs pulsés (à MLI), les fluctuations prédomine à la fréquence de commutation.

Alors, comme le flux fondamental est normalement constant, les fluctuations dans le couple peuvent être réduites en réduisant les courants harmoniques. Avec les onduleurs à MLI, ceci peut être fait en augmentant la fréquence de commutation ou en maintenant la fréquence de commutation grande et indépendante de la fréquence de sortie, [28], [45], [132], [136].

3.4.2 HARMONIQUES DE COUPLE INDUITS PAR LES COMPOSANTES HARMONIQUES DU COURANT

Le comportement du couple, induit sur l'axe d'un moteur à induction alimenté par un onduleur de courant, a été largement analysé, [2], [3], [14], [25], [28], [37], [38], [41], [45], [52], [55], [67], [68], [76], [128], [129], [132], [133]. Cependant, la corrélation entre les harmoniques du courant et les harmoniques de couple n'a pas été encore donnée dans une expression analytique, bien qu'il y ait de la littérature qui indique la corrélation d'une façon non détaillée, [2], [3], [14], [25], [37], [45], [52], [67], [76], [128], [132]. Il est nécessaire de déduire une expression définie de l'inspection de la relation entre eux. Ainsi, une équation générale, pour le couple, est donnée par l'analyse des composantes harmoniques. Elle montre les effets des valeurs des paramètres du moteur et de l'onduleur sur l'amplitude de la pulsation du couple, et fournit une méthode incontestable de la calculer, [28], [38], [41], [55], [68], [129], [133].

L'ensemble des courants triphasés fourni par l'onduleur i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} peut être exprimé en série de Fourier comme suit : (en supposant la symétrie en demi-onde de la forme d'onde du courant)

$$\begin{aligned} i_{sa} &= \sum_k I_k \sin(k\omega_s t + \psi_k) \\ i_{sb} &= \sum_k I_k \sin(k\omega_s t + \psi_k - \frac{2k\pi}{3}), \text{ avec} \\ i_{sc} &= \sum_k I_k \sin(k\omega_s t + \psi_k - \frac{4k\pi}{3}) \end{aligned} \quad (3.10)$$

- k : ordre des harmoniques du courant, toujours impair;
- ω_s : fréquence angulaire de la fondamentale de courant;
- ψ_k : angle de déphasage.

En donnant les courants statoriques, les courants du rotor sont donnés par l'équation ci-dessous et le couple T_e par (3.12) quand la méthode de transfert d - q est appliquée (cf. Annexe A).

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} pL_m & -(\omega_s - \omega_r)L_m & R_r + pL_r & -(\omega_s - \omega_r)L_r \\ (\omega_s - \omega_r)L_m & pL_m & (\omega_s - \omega_r)L_r & R_r + pL_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

$$T_e = \frac{3}{2} PL_m (i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq}), \quad (3.12)$$

où :

- L_m : inductance mutuelle entre les enroulements statoriques et rotoriques ;
- i_{sd}, i_{sq} : courants statoriques exprimés en coordonnées d - q ;
- i_{rd}, i_{rq} : courants du rotor exprimés en coordonnées d - q ;
- L_r : inductance propre cyclique des enroulements rotoriques ;
- ω_r : fréquence angulaire de la rotation du moteur.
- ω_s : fréquence statorique
- R_r : résistance des enroulements rotoriques ;
- P : nombre de paires de pôles ;
- $p = d/dt$;

En résolvant (3.11) et (3.12), le couple est donné en (3.13).

$$T_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m^2}{L_r} \sum_{ks} \sum_{kr} \left[I_{ksf} I_{krf} \sin\varphi_{krf} \cdot \cos((k_{sf} - k_{rf})\omega t + \psi_{ksf} - \psi_{krf} + \varphi_{krf}) \right. \\ \left. - I_{ksb} I_{krb} \sin\varphi_{krf} \cdot \cos((k_{sb} - k_{rb})\omega t + \psi_{ksb} - \psi_{krb} + \varphi_{krb}) \right. \\ \left. + I_{ksf} I_{krb} \sin\varphi_{krf} \cdot \cos((k_{sf} + k_{rb})\omega t + \psi_{ksf} + \psi_{krb} - \varphi_{krb}) \right. \\ \left. - I_{ksb} I_{krf} \sin\varphi_{krf} \cdot \cos((k_{sb} + k_{rf})\omega t + \psi_{ksb} + \psi_{krf} - \varphi_{krf}) \right] \quad (3.13)$$

avec

- $\varphi_{krf} = \tan^{-1}(k_{rf}\omega - P\omega_r)/\beta$;
- $\varphi_{krb} = \tan^{-1}(k_{rb}\omega + P\omega_r)/\beta$;
- $\beta = R_r/L_r$: le réciproque de la constante de temps des enroulements du rotor;
- k_s, k_r : ordre des harmoniques du courant de stator et de rotor respectivement;
- $k_{sf}, k_{rf} = (6m-5)$: ordre des harmoniques du courant induisant le champ magnétique tournant dans la même direction que celle du courant fondamental;
- $k_{sb}, k_{rb} = (6m-1)$: ordre des harmoniques du courant induisant le champ magnétique tournant dans le sens inverse;
- et m : nombre entier positif.

Dans l'équation (3.13), quand $k_s = k_r$, les deux premiers termes donnent les composantes constantes du couple (T_{eo}), tandis que tous les autres donnent les composantes harmoniques du couple (ΔT_e). Ainsi (3.13) peut être réarrangée comme suit:

$$T_e = \bar{T}_{eo} + \Delta T_e = \sum_{k=k_s=k_r} [T_{eo}]_k + \sum_n T_{en} \cos(n\omega t + \theta_n), \quad (3.14)$$

avec n est l'ordre des composantes harmoniques du couple et est égal à un multiple de six; θ_n est l'angle de phase des harmoniques du couple.

3.5 PRINCIPE D'ÉLIMINATION DES PULSATIONS DU COUPLE

L'élimination d'une façon minutieuse, des couples pulsatoires parasites à basses vitesses, est l'un des problèmes importants à résoudre dans les systèmes d'entraînement d'un moteur à induction alimenté par un onduleur de courant. Deux approches typiques en liaison avec le dit problème ont été récemment présentées :

1. La méthode de modulation de largeur d'impulsion de courant (MLI), [1], [24], [26], [27], [29], [32], [37], [39], [60], [67], [68].
2. La méthode de contrôle de la valeur instantanée du courant, [1], [26], [27], [37], [39], [68], [69].

La méthode bien connue de MLI est une méthode qui consiste à moduler les courants de sortie de l'onduleur de courant et mène à une forme d'onde de courant d'un contenu harmonique d'ordre inférieur plus petit; ainsi la réduction des couples harmoniques d'ordres inférieurs est généralement prévue. Contrairement à la première approche, la deuxième concerne l'élimination du couple pulsatoire en exerçant le contrôle de la valeur instantanée du courant à une forme d'onde appropriée, par exemple, de forme exponentielle, même que le contenu du courant harmonique d'ordre inférieur peut être augmenté. Il est évident que des contradictions existent entre ces deux approches au sujet du concept fondamental pour le traitement des harmoniques du courant dans la réduction des pulsations (ou ondulations) du couple, [68].

Il y a une autre approche pour réduire les ondulations du couple en superposant les courants de sortie des multiples onduleurs de courant, [1], [30], [67], [77]. Les onduleurs utilisés dans ce cas diffèrent dans la construction fondamentale de celle à employer dans les approches mentionnées ci-dessus.

3.5.1 MÉTHODE DE CONTRÔLE DE LA VALEUR INSTANTANÉE DU COURANT

Le principe de cette méthode, qui se base sur la modulation du courant continu I_d par le convertisseur d'entrée, est expliqué dans la figure 3.6. La figure 3.6_a montre la forme d'onde du couple avec le courant idéal rectangulaire. Comme indiqué précédemment, l'ondulation du couple suit l'ondulation de la tension de sortie, d'un pont redresseur à contrôle de phase conventionnel, et donc elle est donnée par les segments 60° d'une sinusoïde.

Le courant continu I_d peut être modulé par le redresseur d'entrée de sorte qu'il suit le profil inverse de l'ondulation du couple comme indiqué dans la figure 3.6_b, [1], [37], [39], [68]. Ainsi dans une telle méthode les courants statoriques sont forcés d'être dans la forme d'onde montrée dans la figure 3.6_b, le couple induit sur l'axe du moteur sera aplati, alors que le couple pulsatoire parasite sera complètement décommandé, excepté une impulsion du couple de courte durée à l'instant de commutation du courant, [1], [37], [39], [76], [77].

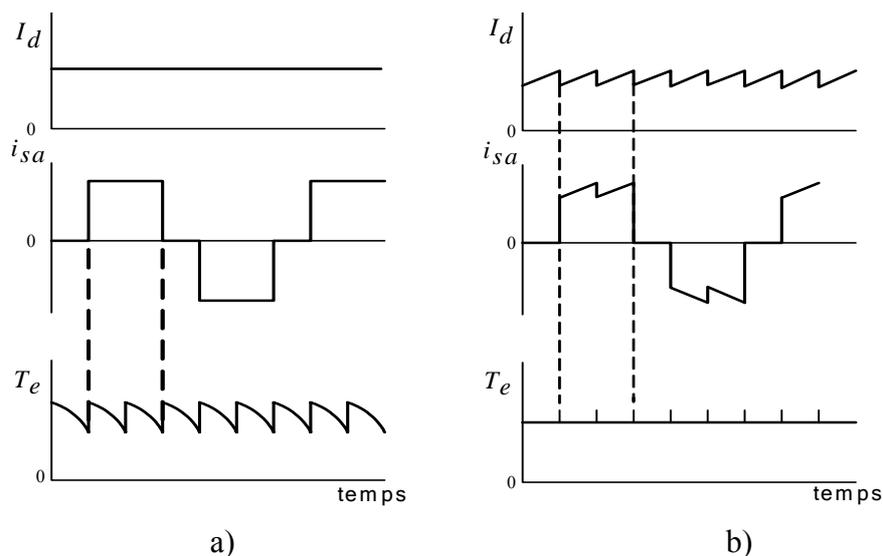


Fig. 3.6– a) Couple pulsatoire avec un courant continu lisse ;
 b) Lissage du couple pulsatoire par la modulation du courant continu

Pour réaliser une telle modulation pour le courant continu, il faut imposer à un régulateur de courant une grandeur de consigne qui varie selon la modulation désirée. Dans ce cas, l'onduleur est commandé de manière normale : tous les 60° , le courant continu est commuté d'une phase à l'autre et la modulation du courant continu est synchronisée avec la commande de l'onduleur, [67-69].

En réalité, la puissance instantanée présente une légère ondulation due au phénomène de la commutation forcée et à la rapidité de réglage non négligeable du régulateur de courant. Ces effets ont aussi pour conséquence que la modulation du courant continu ne peut être appliquée qu'à des pulsations relativement faibles. Au-dessus de 10% à 20% de la pulsation nominale, on doit garder le courant continu constant. L'onduleur de courant travaille alors de manière normale, [26], [27], [37], [39], [68].

3.5.2 MÉTHODE DE MODULATION MLI DU COURANT

Heureusement, l'onduleur de courant (CSI) peut être conçu pour générer des courants de phase modulés en MLI, [1], [17], [19], [24], [26], [27], [29], [32-34], [37], [39], [43], [44], [60], [67], [68]. Cette méthode de modulation du courant est essentiellement une méthode pour réduire les composantes des courants harmoniques d'ordre inférieur. Une des méthodes les plus utilisés dans la littérature est celle représentée dans la figure 3.7, dont les deux harmoniques les plus bas : le 5^{ème} et le 7^{ème} peuvent être éloignés pour éliminer le 6^{ème} harmonique du couple pulsatoire. Par la suite, avec l'augmentation de la fréquence d'onduleur, un nombre plus élevé d'impulsions peut être incorporé et donc les harmoniques d'ordre supérieur du couple (par exemple, 6^{ème}, 12^{ème}, ...etc.) peuvent être éliminés, [1], [17], [37], [39], [44], [68].

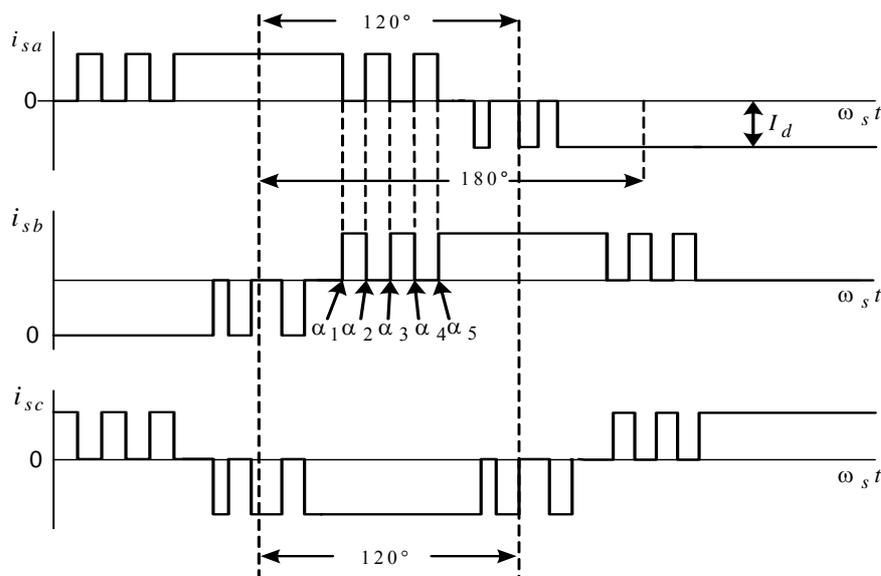


Fig. 3.7– La modulation de largeur d'impulsion pour les courants de phases statoriques

Avec cette technique, la vitesse de rotation devient alors plus uniforme grâce à l'inertie des masses tournantes du moteur asynchrone et la machine entraînée, car en commutant le courant dans un intervalle de 60° plusieurs fois entre deux phases de la charge, on ne réduit pas l'amplitude de l'ondulation de la puissance ou du couple, mais on augmente sa fréquence, [1], [17], [19], [33], [34], [43], [44], [67].

En supposant, pour la simplicité, que les courants montrés dans la figure 3.8_a circulent dans les enroulements statoriques du moteur à induction, la forme d'onde du couple moteur est montrée dans la figure 3.8_b, [68]. Dans ce cas, aucune information, telle que dans quelle mesure le comportement du couple pulsatoire s'est amélioré, ne peut être acquise de cette forme d'onde. Puisque la forme d'onde est trop complexe, il est également impossible d'évaluer le contenu harmonique du couple par le critère généralement utilisé, c'est à dire, le rapport d'ondulation du couple (valeur pic/valeur moyenne). Par conséquent, un critère plus approprié pour juger le comportement du couple pulsatoire est exigé, [37], [68].

Pour cela, dans la référence [68], les auteurs proposent une figure des mérites pour le couple "figure of merits for torque" (*FMT*) pour évaluer le contenu harmonique du couple comme suit:

$$FMT = \text{valeur maximum de crête-à-crête de } \left[\int^t \Delta T_e dt \right], \quad (3.15)$$

où ΔT_e est l'amplitude de la fluctuation (ou la pulsation) instantanée du couple définie en (3.14). La *FMT* définie par (3.15), incluant le facteur quantitatif et le facteur de temps du couple pulsatoire, est un critère plus précis pour l'estimation de l'oscillation de vitesse du système de motorisation que pour l'estimation du couple pulsatoire.

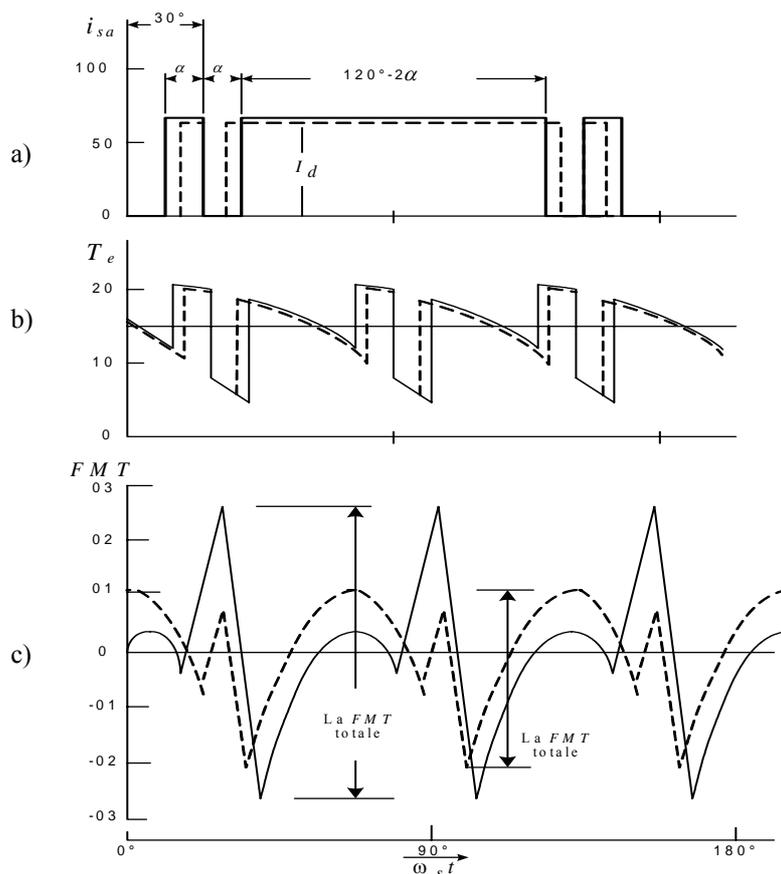


Fig. 3.8– a) Forme d'onde du courant MLI à 3 impulsions ; b) Forme d'onde du couple issue ; c) L'intégrale du couple, ($\omega_r = 31.4 \text{ rad/s}$, $\alpha = 12^\circ$ (—), $\alpha = 7.5^\circ$ (---))

La valeur de la *FMT* pour chaque composante harmonique n du couple peut être exprimée comme suit:

$$FMT_n = 2T_{e_n} / n\omega_s \quad (3.16)$$

Cette équation signifie que la contribution de la $n^{\text{ième}}$ harmonique du couple à la valeur globale de *FMT* sera réduite par un facteur n . Ceci est tout à fait important en estimant l'effet du couple pulsatoire, qui contient une abondance des harmoniques dont leurs fréquences fondamentales changent avec le temps, [1], [37], [68].

3.5.3 MONTAGES À INDICE DE PULSATION SUPÉRIEUR À 6

Nous avons déjà vu que les courants harmoniques de rang 5 et 7 sont responsables d'un couple dont la fréquence est égale à 6 fois la fréquence du fondamental des courants. Les harmoniques 11 et 13 produisent un couple à une fréquence égale à 12 fois celle de la fréquence d'alimentation, on peut alors chercher à diminuer les pulsations du couple en augmentant l'indice de pulsation de la puissance fournie à la machine, [1], [67], [77].

Une solution souvent adoptée, (cf. fig. 3.9), consiste à alimenter le moteur à partir de deux onduleurs qui sont connectés en série et dont les commandes sont décalées entre elles d'un douzième de période. On utilise alors un moteur muni de deux enroulements statoriques, galvaniquement indépendants et décalés entre eux de 30° électriques. Chaque enroulement triphasé est alimenté par un onduleur de courant, [1], [30], [77].

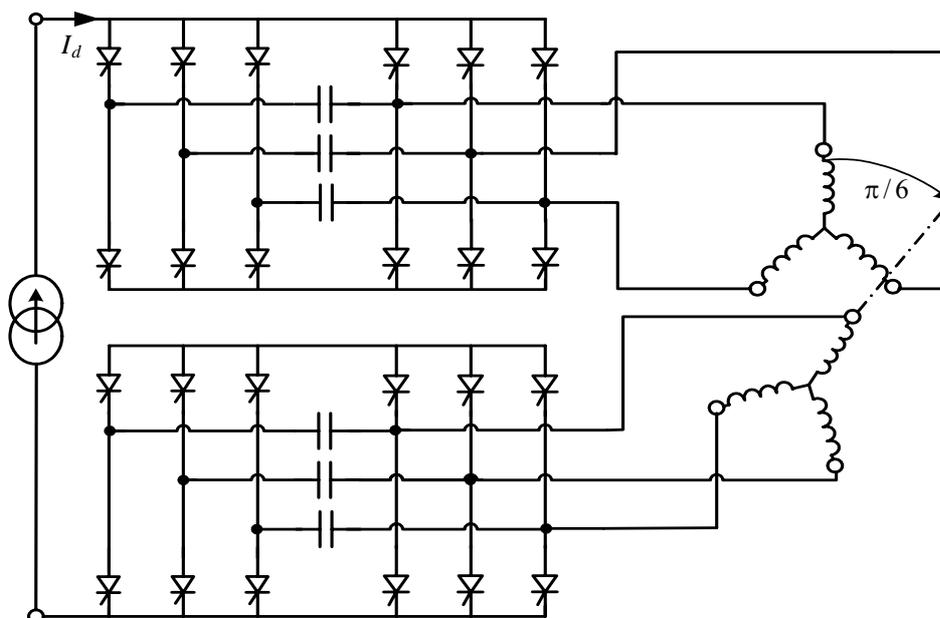


Fig. 3.9– Montages à indice de pulsation égale à 12

Une autre solution moins traditionnelle consiste à utiliser un moteur, dont l'enroulement statorique comporte 9 phases couplées en polygone, et l'alimenter par un onduleur auto-commuté dérivé du montage de la figure 2.5 (cf. Chapitre 2) en remplaçant ainsi chacune des diodes du montage triphasé par un ensemble de trois thyristors qui permettent d'aiguiller successivement le courant vers les différentes bornes du moteur. On obtient ainsi un montage d'indice de pulsation égal à 18, [67], [77].

3.6 DISCUSSION DES RÉSULTATS D'ANALYSE HARMONIQUES DU COUPLE

Enfin, en analysant les composantes des courants harmoniques et les composantes harmoniques du couple induites par ces courants dans un moteur à induction et par la synthèse de nombreux exemples numériques de calcul, les principes suivants, destinant l'élimination des composantes harmoniques du couple par traitement des courants harmoniques, sont déduits :

- ◆ Pour comprendre le comportement du couple harmonique résultant, chaque composante harmonique de couple doit être analysée en termes d'harmoniques du courant qu'ils dépendent dessus. Néanmoins, la simple investigation du contenu harmonique du courant peut mener à un faux jugement.
- ◆ pour acquérir les meilleurs résultats, on doit traiter les harmoniques du courant des ordres voisins comme paires et permettre aux composantes harmoniques de couple, induites par eux, pour être mutuellement neutralisés, pas mutuellement rehaussés. Cette manière de traitement mènera aux moindres composantes harmoniques de couple, quoique les harmoniques du courant nécessitent d'augmenter dans certains cas.
- ◆ L'utilisation des onduleurs à MLI dans un mode à nombre constant d'impulsions par cycle produit de grandes pulsations de couple à la fréquence de commutation. Pendant que la fréquence de fonctionnement réduit, la fréquence de ces fluctuations réduit également et par conséquent ces fluctuations deviennent capables de produire des effets de plus en plus grands sur la rotation mécanique de la machine. Cependant, si le nombre d'impulsions par cycle est grand, ces fluctuations seront moins dues à la réduction des courants harmoniques. Le nombre d'impulsions par cycle peut être rentablement augmenté à de plus basses fréquences en maintenant le nombre d'impulsions par seconde constant et assez grand pour garder les pulsations de couple dans la limite désirée. Par considération des fluctuations de couple et de vitesse, ce mode de fonctionnement avec un taux d'impulsions constant, plutôt qu'un nombre constant d'impulsions par cycle, est préférable (cf. Chapitre 6).
- ◆ Dans les calculs présentés, on a supposé que la vitesse du rotor est constante. Les couples pulsatoires étant produits par la machine, la vitesse de rotor peut changer et en conséquence elle peut plus loin amplifier les fluctuations du couple.
- ◆ l'estimation des ondulations du couple est importante pour déterminer les contraintes mécaniques sur la machine. Ceci peut être accompli analytiquement ou numériquement. Pratiquement l'établissement d'un critère général pour juger le degré d'ondulation du couple est très indispensable. Comme de tel critère n'existe pas encore, les jugements subjectifs mènent dans certains cas à des conclusions fausses. En revanche, avec ce nouveau critère, on s'attend à ce que les techniques de recherches dans ce domaine s'améliorent.

3.7 CONCLUSION

Le circuit de base d'un onduleur de courant (CSI) produit des courants quasi-carrés ou à six-états et les composantes harmoniques d'ordre inférieur causeront ainsi des pulsations de couple et une rotation irrégulière dans l'axe du moteur. Ces couples pulsatoires tendront à causer la vibration dans la vitesse de la machine, mais l'effet des composantes à haute fréquence sera lissé dû à l'inertie mécanique du système. La vibration de vitesse peut être aggravée si la fréquence du couple pulsatoire peut être basse ou plus proche de la résonance mécanique du système d'entraînement, et ceci peut avoir comme conséquence la grave vibration d'axe, entraînant la fatigue, un mécanisme des dents épuisés, et des performances insuffisantes dans le contrôle en boucle fermée du système.

De façon générale, l'absence de maîtrise de l'harmonique de couple entraîne de nombreux problèmes, liés à la compatibilité électromagnétique de l'équipement, à un niveau parfois excessif de bruit audible ainsi qu'à la variation en cours de fonctionnement de la qualité acoustique. De plus, l'excitation de certains modes mécaniques résonants (problème des couples pulsatoires), pouvant entraîner un vieillissement précoce du système, est également à ajouter à cette liste. Certains travaux se sont donc consacrés à l'obtention d'une meilleure maîtrise des harmoniques et/ou de la fréquence de commutation des interrupteurs.

La modulation d'amplitude du courant instantané de la liaison CC peut être utilisée pour produire une forme d'onde modifiée de courant de sortie qui réduit au minimum l'amplitude des pulsations de couple. Alors que, dans des applications de haute puissance, il est plus avantageux d'utiliser deux onduleurs de courant CSI's en parallèle et de combiner leurs sorties déphasées pour donner une forme d'onde améliorée avec un contenu harmonique réduit et de plus faibles couples pulsatoires.

Alternativement, des techniques MLI pour l'élimination harmonique peuvent être également employées dans la gamme à vitesse réduite pour supprimer les harmoniques critiques du courant ou pour réduire au minimum les oscillations de vitesse rotorique résultantes des ondulations du couple.

Chapitre - 4

*Description du Système d'Entraînement
Globale ;
Mode de Fonctionnement à Six États de Commutation*

4.1 INTRODUCTION

Les chapitres précédents nous ont permis de mettre en place les différents éléments nécessaires au développement du modèle de notre onduleur de courant, ainsi que les principales conditions pour l'association machine asynchrone/onduleur de courant (CSI-IM).

Par la suite, notre démarche s'est appuyée sur l'étude détaillée du problème des pulsations du couple d'une MAS alimentée par un onduleur de courant ainsi que les différentes techniques de minimisation de ces ondulations du couple.

Nous allons donc dans ce chapitre, dans une première partie, assembler les différents blocs nécessaires pour concevoir notre système d'entraînement complet (convertisseurs, machine, commande). La conception du système est essentiellement faite en se basant sur un modèle mathématique analytique qui décrit le comportement dynamique de l'ensemble : redresseur, onduleur et moteur à induction.

En deuxième partie on a représenté la commande de vitesse d'une MAS alimentée par un onduleur de courant conventionnel décrivant ainsi le mode de fonctionnement à six états de commutation.

4.2 LE CIRCUIT DE PUISSANCE

La figure 4.1 montre le circuit de puissance du système d'entraînement CSI-IM qui sera analysé dans ce travail.

Généralement, à des grandes ou moyennes puissances, l'onduleur à source de courant (CSI) est employé où un redresseur commandé de côté-réseau est relié, par une grande réactance de la liaison CC, à l'onduleur du côté-moteur.

Alors la source de courant continu, normalement obtenue à l'aide d'une régulation, alimente l'onduleur, à travers une inductance de lissage, par un convertisseur lui-même raccordé à une source de tension, figure 4.1.

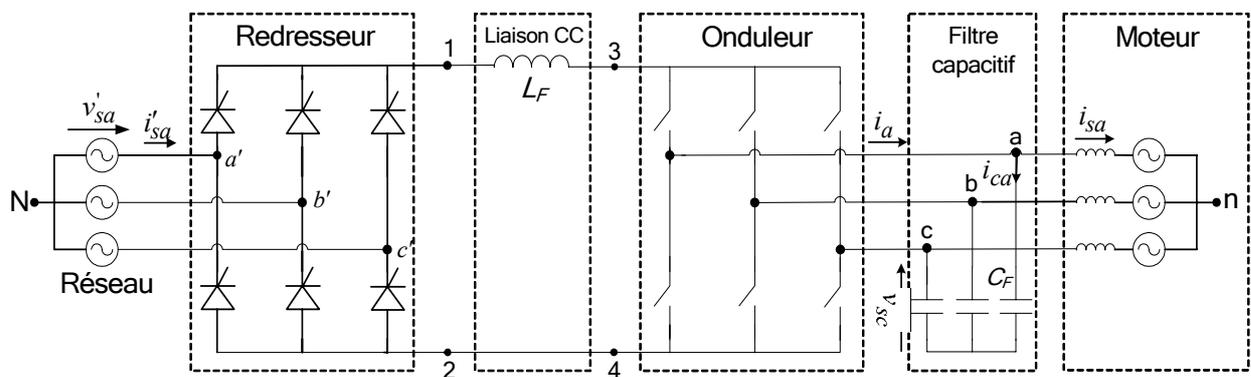


Fig. 4.1– Circuit de puissance de l'entraînement CSI-MAS

Le filtre de la liaison CC composé par l'inductance L_F est utilisé pour atténuer l'ondulation du courant continu fourni par le redresseur. Dans tous les cas, l'inductance de lissage L_F doit permettre un filtrage suffisant vis-à-vis :

- de la composante pulsatoire de la tension de sortie du convertisseur de tête (le redresseur) ; cette composante est d'ordinaire à fréquence fixe ;
- de la composante pulsatoire de la tension à l'entrée de l'onduleur ; la fréquence de cette composante est largement variable puisque c'est un multiple de la fréquence des grandeurs de sortie de l'onduleur.

On peut fixer donc un ordre de grandeur pour L_F en décomposant cette inductance en deux parties. Dont la première partie correspond à l'inductance nécessaire pour assurer le filtrage de la tension à la sortie du redresseur, en l'absence de l'ondulation due à l'onduleur. La deuxième partie correspond à l'inductance nécessaire pour assurer le filtrage de la tension à l'entrée de l'onduleur, en l'absence de l'ondulation due au redresseur. Le calcul de ces deux parties inductives est présenté en détail dans [76], [77] et [137].

Le filtre capacitif connecté à la sortie de l'onduleur évite la génération des surtensions dans les inductances de fuite statorique, due à la commutation rapide de l'onduleur de courant. La fonction principale du condensateur de filtrage C_F est d'aider la commutation des interrupteurs comme pour filtrer les courants harmoniques produits par l'onduleur. La taille de ce condensateur est principalement déterminée par la fréquence de commutation de l'onduleur, [3], [30], [31], [74-77], [125], [137].

4.3 LA CONFIGURATION DU SYSTÈME D'ENTRAÎNEMENT

La figure 4.2 montre la structure générale de notre système d'entraînement. Les principaux composants 'hardware' du système incluent : un redresseur triphasé complètement contrôlé, un filtre de liaison CC, un onduleur triphasé, un moteur asynchrone à cage d'écureuil, une charge, et des capteurs de vitesse/courant. Le redresseur à contrôle de phase et le filtre inductif forment une source de courant continu contrôlable qui fournit un courant continu régulé à l'onduleur. Ce dernier génère symétriquement des formes d'ondes de courant de fréquence variable aux enroulements statoriques du moteur à induction. Comme indiqué dans la même figure, le contrôle 'software' est principalement basé sur la structure standard de la commande vectorielle, (cf. Annexe B).

La méthode d'orientation du flux a été employée pour commander le couple et la vitesse du moteur. Cette méthode fonctionne avec un modèle du moteur exprimé dans un référentiel tournant orienté selon le flux du rotor, commandant séparément la composante du courant statorique qui est proportionnelle au couple et la composante du courant statorique qui est proportionnelle au flux. Le courant de la liaison continu I_d est régulé en utilisant un système de contrôle en boucle fermée qui fait inclure le redresseur d'entrée.

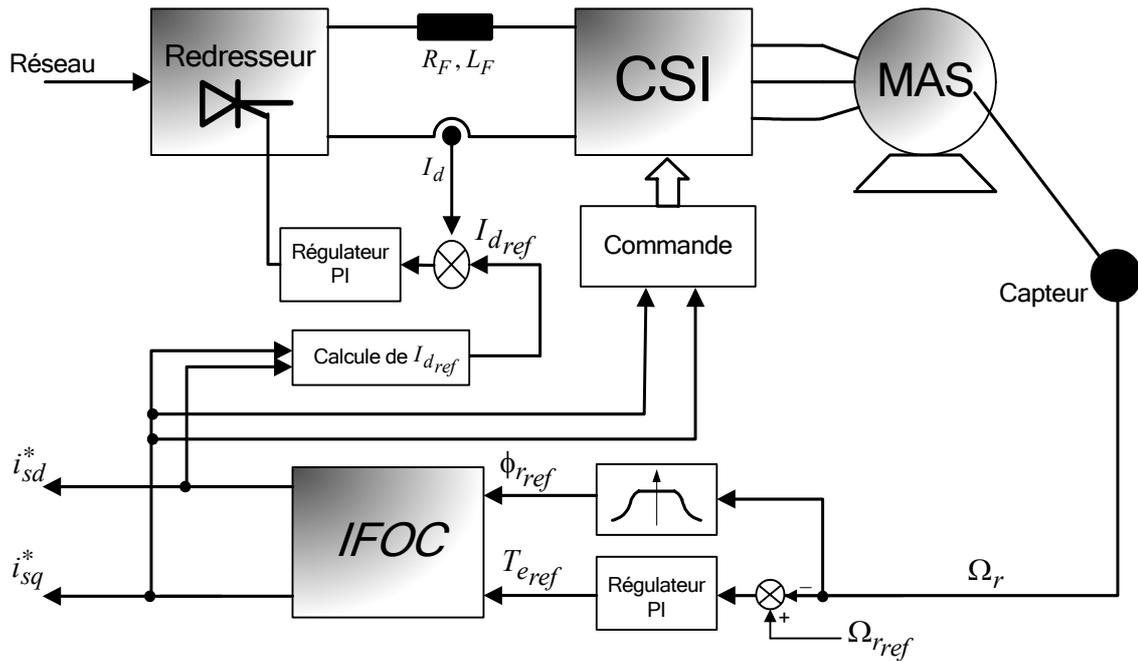


Fig. 4.2– Structure de base du système d'entraînement

À ce niveau, il convient de noter que dans l'étude de la machine asynchrone alimentée à fréquence variable, les notions de tensions, fréquence et glissement relatif perdent l'importance qu'elles ont dans l'étude du fonctionnement de cette machine lorsqu'elle est alimentée par une source de courant (ou tension) à fréquence fixe.

Au contraire ce sont les notions de courants, de flux, d'angles de déphasage entre ces grandeurs, de glissement absolu défini par l'écart entre la vitesse de synchronisme et la vitesse réelle ou par la pulsation des grandeurs rotoriques, qui reprennent la place fondamentale qui est là leur dans l'étude générale des machines électriques, [6], [138], [139].

4.3.1 LE MODÈLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Dans la prétention habituelle; sans hystérésis, aucun courant de Foucault et aucun harmonique d'espace, un moteur à induction triphasé peut être convenablement modélisé en termes des variables d - q dans une référence synchrone arbitraire comme suit : (cf. §. A.2.1)

$$\begin{bmatrix} R_s + L_\sigma p & \omega_s L_\sigma & \frac{L_m}{L_r} p & \omega_s \frac{L_m}{L_r} \\ -\omega_s L_\sigma & R_s + L_\sigma p & -\omega_s \frac{L_m}{L_r} & \frac{L_m}{L_r} p \\ -R_r \frac{L_m}{L_r} & 0 & \frac{R_r}{L_r} + p & (\omega_s - \omega_r) \\ 0 & -R_r \frac{L_m}{L_r} & -(\omega_s - \omega_r) & \frac{R_r}{L_r} + p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sq} \\ i_{sd} \\ \phi_{rq} \\ \phi_{rd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{sq} \\ v_{sd} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad L_\sigma = \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r}, \quad (4.1)$$

avec :

$$\frac{J}{P} \frac{d\omega_r}{dt} + T_f = T_e - T_l \quad (4.2)$$

et les symboles ont leurs significations habituelles, (cf. Annexe A).

Le couple électromagnétique développé est donné par

$$T_e = \frac{3P}{2} \frac{L_m}{L_r} \cdot (\phi_{rd} \cdot i_{sq} - \phi_{rq} \cdot i_{sd}) , \quad (4.3)$$

avec

$$\begin{aligned} \phi_{rd} &= L_r \cdot i_{rd} + L_m \cdot i_{sd} \\ \phi_{rq} &= L_r \cdot i_{rq} + L_m \cdot i_{sq} \end{aligned} \quad (4.4)$$

Comme dans notre cas, la machine est alimentée par une source de courant, la dynamique du stator peut être négligée et seules les deux équations du rotor correspondantes à la 3^{ème} et la 4^{ème} ligne de l'équation (4.1) sont considérées. Ces deux équations rotoriques peuvent être réécrites comme suit :

$$-R_r \frac{L_m}{L_r} i_{sq} + \left(\frac{R_r}{L_r} + p\right) \phi_{rq} + \omega_{sl} \phi_{rd} = 0 \quad (4.5)$$

$$-R_r \frac{L_m}{L_r} i_{sd} - \omega_{sl} \phi_{rq} + \left(\frac{R_r}{L_r} + p\right) \phi_{rd} = 0 , \quad (4.6)$$

représentant ainsi avec l'équation mécanique donnée en (4.2), le modèle de la machine alimentée en courant (cf. §. A.2.2) ; dont les composantes du courant statorique i_{sd} et i_{sq} ainsi que la vitesse de glissement ($\omega_{sl} = \omega_s - \omega_r$) sont prises comme variables de commande et les flux rotoriques ϕ_{rd} et ϕ_{rq} et la vitesse de rotation ω_r sont considérés comme variables d'état.

4.3.2 LA COMMANDE VECTORIELLE

Quand un entraînement de la MAS avec des courants imposés est conçu pour avoir de grandes performances dynamiques, idéalement les conditions suivantes devraient être satisfaites: [2], [3], [16], [20], [37], [140], [141].

- Inversions douces de vitesse dans toute condition de couple;
- Possibilités de fonctionnement dans les quatre quadrants (ceci peut être achevé en changeant la polarité de la tension de la liaison continu ou par l'inversion électronique de l'ordre de phase des courants moteur, qui est effectuée en changeant l'ordre du fonctionnement des commutateurs de l'onduleur) ;
- fonctionnement du système d'entraînement avec un couple constant au dessous de la vitesse nominale et au dessus avec un flux réduit (fonctionnement en mode défluxé) ;
- Réponse douce de vitesse sans 'cogging' ou pulsations de couple à faible vitesse (il sera montré que parfois il est difficile de répondre à cette exigence); (cf. Chapitres 5 & 6)

De plus, il est bien connu que l'entraînement avec un onduleur de courant est un système non-linéaire. Il ne peut pas également fonctionner dans des conditions en boucle ouverte, [3], [71], [121]. Alors, pour réaliser un fonctionnement stable et améliorer les performances dynamiques de ce système d'entraînement, il y a plusieurs techniques de commande connus, telles que la commande en mode glissant, [1], [2], [71], [120], [142], la commande synchrone, [1], [2], [71], la commande d'angle, [26], [27], [93], la commande à flux orienté, [3], [4], [12], [32], [37], [71], [92], [100], [115], [121], [124] et autres, mais la commande à orientation du flux a émergé en tant qu'une des techniques les plus fréquemment utilisées. L'application de cette technique assure une réponse dynamique rapide et la plupart des conditions mentionnées ci-dessus peuvent également être satisfaites, [12], [32], [71], [121].

Habituellement pour la commande vectorielle ou la commande à flux orienté du moteur à induction, on préfère l'orientation du flux rotorique due à la perpendicularité du courant de rotor et les phaseurs (vecteurs d'espace) du champs rotorique. Elle est très appropriée, si le moteur est proprement commandé en courant, [8], [11], [12], [17], [37], [71], [115], [122].

Pour cette commande vectorielle, la vitesse instantanée du vecteur flux rotorique est choisie pour tourner à la vitesse synchrone, et selon l'axe d est aligné. Donc, la composante du flux du rotor selon l'axe q disparaît et le flux de rotor est entièrement dans l'axe d , c'est à dire,

$$\phi_{rq} = p\phi_{rq} = 0 \quad (4.7)$$

et

$$\phi_{rd} = \phi_r = \text{constant} \quad (4.8)$$

où ϕ_r dénote le flux du rotor.

En substituant les équations (4.7) et (4.8) dans les équations (4.3), (4.5) et (4.6), nous obtenons

$$\omega_{sl}^* = \frac{R_r L_m}{\phi_{rref} L_r} i_{sq}^* \quad (4.9)$$

$$i_{sd}^* = \frac{\phi_{rref}}{L_m} \quad (4.10)$$

$$i_{sq}^* = \frac{2L_r}{3PL_m\phi_{rref}} T_{eref} \quad (4.11)$$

avec l'indice $*$ représente la variable de commande.

À partir des équations (4.10) et (4.11) on peut voir que la composante en quadrature du courant statorique est calculée à partir du couple de référence d'entrée T_{eref} et la composante directe du courant statorique est obtenue à partir du flux de référence d'entrée ϕ_{rref} . De même de l'équation (4.11), si le flux du rotor ϕ_{rref} est gardé constant, le couple électromagnétique peut être changé linéairement en ajustant i_{sq}^* . En outre, le couple électromagnétique peut être exprimé comme :

$$T_{eref} = (3/2pL_m/L_r) \bar{\phi}_{rref} \cdot \bar{i}_{sq}^* = (3/2pL_m \wedge 2/L_r) i_{sd}^* \cdot i_{sq}^* \quad (4.12)$$

avec les vecteurs orthogonaux \vec{i}_{sq}^* et $\vec{\phi}_{rref}$ ($\vec{\phi}_{rref} = L_m \cdot \vec{i}_{sd}^*$) du moteur à induction correspondent respectivement au courant d'induit et au flux d'excitation du moteur à CC. Par conséquent, la commande de couple du moteur à induction en changeant la composante i_{sq}^* du courant statorique pour un flux de rotor constant (normalement de la valeur nominale), est équivalente à la commande de couple du moteur à CC en changeant le courant d'induit avec un flux d'excitation constant.

Alors, la machine asynchrone est commandée comme une machine CC à excitation séparée en utilisant la méthode de commande à flux orienté. Cependant, deux conditions doivent être satisfaites afin d'appliquer avec succès cette commande d'orientation de flux.

La première condition est que l'axe du flux rotorique doit être placé sur l'axe de d . Ceci exige que la position de l'axe d doive être identifiée exactement pendant l'exploitation ou l'opération en ligne. En effet, la position de l'axe d (θ_s), définie comme l'angle entre l'axe d et l'axe statorique a , peut être calculée par :

$$\theta_s = \int \omega_s dt = \int (\omega_{sl} + \omega_r) dt = \int \omega_{sl} dt + \theta_r, \quad (4.13)$$

où θ_r est l'angle de rotation du moteur. Comme la vitesse/position du rotor peut être mesurée par un capteur de vitesse/position, ainsi seulement le glissement ω_{sl} et son intégrale ont besoin d'être calculés.

Une fois que la position d'axe d (θ_s) est déterminée, la deuxième condition doit garder le flux de rotor à la valeur nominale constante qui est équivalente à maintenir i_{sd} , le courant magnétisant, constant.

Toutefois, l'opération de la commande vectorielle dépend des variables du système qui sont calculées ou estimées à partir des quantités mesurées. L'exactitude de ces variables estimées a une influence directe sur les performances de la commande, (cf. Annexe B).

4.3.3 COMMANDE INDIRECTE À FLUX ORIENTÉ

Dans la pratique, la commande à orientation de flux employant la méthode indirecte est la méthode la plus populaire en raison de sa relative simplicité et coût d'exploitation comparés à la méthode directe. Précisément, elle n'exige pas des capteurs de flux et également elle permet une commande plus exacte aux faibles vitesses, [7], [12], [71], [78], [126], [138], [143].

Pour l'implémentation de la méthode de commande indirecte (IFOC), il est nécessaire de prendre en considération les équations (4.9)–(4.11). Où, le contrôleur d'orientation indirect accepte des références de flux et de couple (commandes) et calcule les composantes de couple et de flux des courants statoriques.

Dans le système de commande type IFOC, la variable estimée est l'angle du flux rotorique, θ_s , exigée pour la transformation des coordonnées. Le calcul de θ_s exige la vitesse de rotor mesurée ω_r et la de fréquence de glissement estimée ω_{sl}^* . Comme est donnée en (4.9), la fréquence de glissement dépend de la constante de temps rotorique ($T_r = L_r / R_r$) et de l'amplitude du flux de rotor estimé.

L'angle électrique θ_s est de la première importance dans la commande FOC. Une position fautive de θ_s peut mener à un couplage indésirable entre les axes de d et q et infirme ainsi l'opération de l'orientation du flux. Puisque θ_s est obtenu par l'intégration de $(\omega_r + \omega_{sl}^*)$, l'erreur est cumulative et un calcul additionnel pourrait être nécessaire pour corriger cette erreur. Pendant le régime transitoire, la position du flux de rotor peut changer et le découplage parfait peut être temporairement perdu, [3], [4], [7], [78], [142], [143].

En effet, si la machine est alimentée par un onduleur de courant alors, à partir de (4.10), on peut bien constater que la dynamique du flux de rotor est linéaire et dépend seulement sur la composante d du courant d'entrée. D'ailleurs, si le flux du rotor peut être maintenu à une valeur constante la dynamique de vitesse du rotor (4.9) devient un système linéaire avec la composante q du courant comme entrée. Alors, un contrôleur PI peut être employé pour forcer la vitesse de rotor à suivre les valeurs de référence comme indiqué dans (4.14)

$$T_{eref} = K_{p1} (\omega_{rref} - \omega_r) + K_{i1} \int (\omega_{rref} - \omega_r) dt \quad (4.14)$$

Le calcul de ce régulateur de vitesse est présenté dans plusieurs références, [11], [15], [61], [71], [82], [122], [138], et il ne sera donc pas traité dans ce travail.

4.3.4 REDRESSEUR COMPLÈTEMENT CONTRÔLÉ

Une source de courant variable peut être obtenue à partir d'une source de tension variable comme montré dans la figure 4.3, où la boucle de courant ajuste la tension de sortie du redresseur commandé pour maintenir le courant continu à la valeur réglée désirée (c'est à dire, $I_d = I_{dref}$).

L'implémentation fondamentale de la régulation du courant dans un onduleur de courant (CSI) est très simple dans le concept exigeant seulement l'addition d'un régulateur pour le courant de la liaison CC comme illustré dans la figure 4.3, [17], [25], [71], [84], [121], [122], [144].

En fait, l'implémentation du régulateur du courant continu est essentiellement la même que pour un régulateur de courant d'un entraînement à CC, puisque le courant étant réglé est un courant continu et la régulation est accomplie par l'intermédiaire de l'angle d'amorçage du redresseur d'entrée commandé par phase. D'ordinaire, un régulateur proportionnel intégral (PI) peut être employé dans la boucle de contrôle en contre-réaction du courant puisque la quantité réglée est

continue en régime permanent. La conception et les performances du régulateur sont en juste proportion traitées dans beaucoup de références, [71], [85], [86], [90], [145-147], et ne seront pas considérées en détail ici.

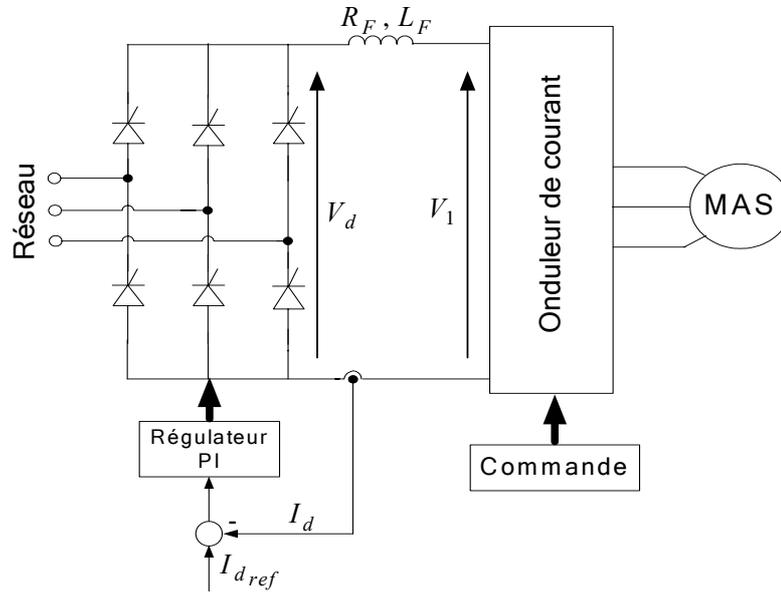


Fig. 4.3– La régulation du courant dans un onduleur de courant

Au niveau du redresseur, si une commande d'amorçage de type cosinus-inverse est employée, la tension de sortie (V_d) sera linéairement proportionnelle au signal de commande d'erreur de PI. C'est-à-dire,

$$V_d = \left(K_{p2} + \frac{K_{i2}}{p} \right) (I_{dref} - I_d) , \quad (4.15)$$

où : I_{dref} est le courant continu de référence défini comme la racine-carrée de la somme des deux composantes du courant statorique, ainsi ;

$$I_{dref} = \sqrt{i_{sd}^{*2} + i_{sq}^{*2}} , \quad (4.16)$$

avec I_d est le courant continu de la contre-réaction (ou réel), K_{p2} et K_{i2} sont des constantes de gain du contrôleur de la boucle de courant, et $p = d/dt$ est l'opérateur différentiel.

De même, l'équation de la liaison CC est donnée par ;

$$V_d = V_1 + R_F \cdot I_d + L_F \cdot \frac{dI_d}{dt} \quad (4.17)$$

Notant ici que V_1 (la tension d'entrée continue de l'onduleur) est liée aux tensions statoriques du moteur et doit être déterminée avant que I_d soit résolue.

4.3.5 ONDULEUR DE COURANT

L'onduleur de courant utilisant des interrupteurs auto-commutés tels que les; GTO's, IGBT's, ou MOSFET's est montré dans la figure 4.4, où le fonctionnement On-Off des commutateurs S_1-S_6 est contrôlé par les tensions ou les courants de leurs gâchettes.

À la sortie de l'onduleur, un banc triphasé de condensateur CA est nécessaire, agissant en tant que filtre ainsi que l'inductance L_F . Cette inductance de lissage sert également d'élément de stockage d'énergie, de sorte qu'une tension amplifiée puisse être achevée à la sortie.

Le banc de condensateur performe les fonctions suivantes: [17], [32], [75], [96], [102], [122], [125].

- Pendant le changement du courant entre les dispositifs interrupteurs, le courant de charge est fourni par les condensateurs, ce qui aide le processus de commutation.
- Les condensateurs filtrent les harmoniques du courant ce qui rend le courant de charge essentiellement sinusoïdal.
- Les pics de tension sont considérablement réduits.

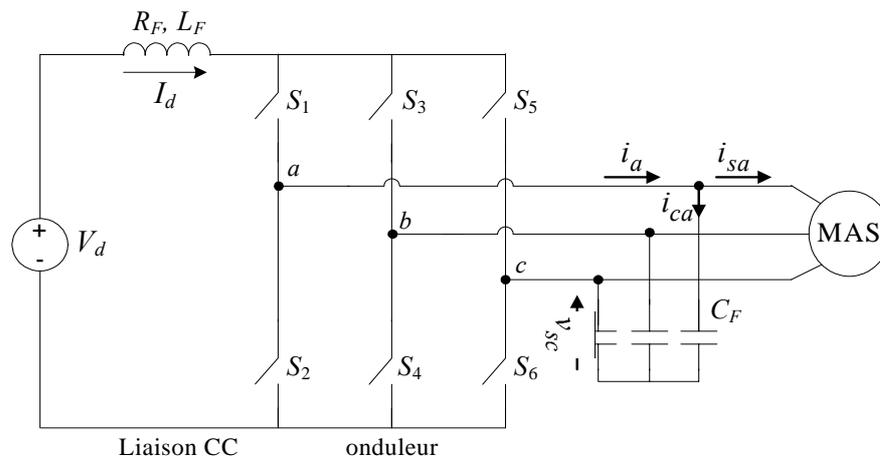


Fig. 4.4– Circuit de puissance de l'onduleur de courant proposé

Pour plus de simplicité dans l'étude et la simulation du système, les semi-conducteurs sont considérés comme des commutateurs idéaux et les règles de commutation sont comme suit:

- En raison de l'inductance L_F de la liaison CC, le courant continu I_d ne doit jamais être interrompu.
- La distribution du courant continu I_d dans les trois phases a , b et c ne doit pas dépendre de la charge.

Selon ces deux règles, exactement un des interrupteurs supérieurs et un des interrupteurs inférieurs doivent être fermés à tout moment. Comme pour les tensions alternatives normalisées, les courants de lignes alternatifs exigés, peuvent devenir zéro simultanément pour un modèle de MLI donné. Dans cette condition, le courant de la liaison CC dans l'onduleur de courant doit circuler dans un chemin de court-circuit à travers les commutateurs S_1 et S_2 , S_3 et S_4 , ou S_5 et S_6 pour éviter d'interrompre le courant continu I_d . Concrètement exprimé, on donne les fonctions de commutation des 6 interrupteurs représentés sur la figure 4.4, constituant l'onduleur de courant :

$$\begin{aligned} S_1 + S_3 + S_5 = 1, \quad S_1.S_3.S_5 = 0, \quad S_1.S_3 = 0, \quad S_1.S_5 = 0, \quad S_3.S_5 = 0, \\ S_2 + S_4 + S_6 = 1, \quad S_2.S_4.S_6 = 0, \quad S_2.S_4 = 0, \quad S_2.S_6 = 0, \quad S_4.S_6 = 0, \end{aligned} \quad (4.18)$$

Quand un interrupteur est à l'état On, $S_i=1$ sinon $S_i=0$, pour $i=1,2,\dots,6$. La table de vérité, montrant les possibilités acceptables de commutation pour le CSI, est donnée dans le tableau 4.1. Il y a six états actifs et trois états nuls. Les états actifs engendrent des courants à la charge tandis que les états nuls mettent en roue-libre le courant de source en court-circuitant ainsi les dispositifs du même bras du convertisseur et découplant le côté d'entrée du celui du sortie sans transfert de courant à la charge.

Tableau 4.1– *Les états de commutation d'un onduleur de courant*

| | Etat | S_1 | S_2 | S_3 | S_4 | S_5 | S_6 |
|-----------------------|------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| A C T I F | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| | 2 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| | 3 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 |
| | 4 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| | 5 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 |
| | 6 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 |
| N U L | 7 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| | 8 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 |
| | 9 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 |

Ceci a comme conséquence à neuf états de commutation permis pour les six interrupteurs ' S_k ' avec état $\equiv [S_1 \ S_2 \ S_3 \ S_4 \ S_5 \ S_6]$, (cf. Tableau 4.1), correspondants à neuf topologies distinctes, figure 4.5. Six sur ces neuf topologies produisent un courant de sortie différent de zéro et sont connues comme les états de commutation non-nuls et les trois topologies restantes produisent un courant nul et sont connues en tant que des états zéro de commutation, [19], [25], [33], [34], [50], [73], [76], [77], [99], [101], [102], [124], [125].

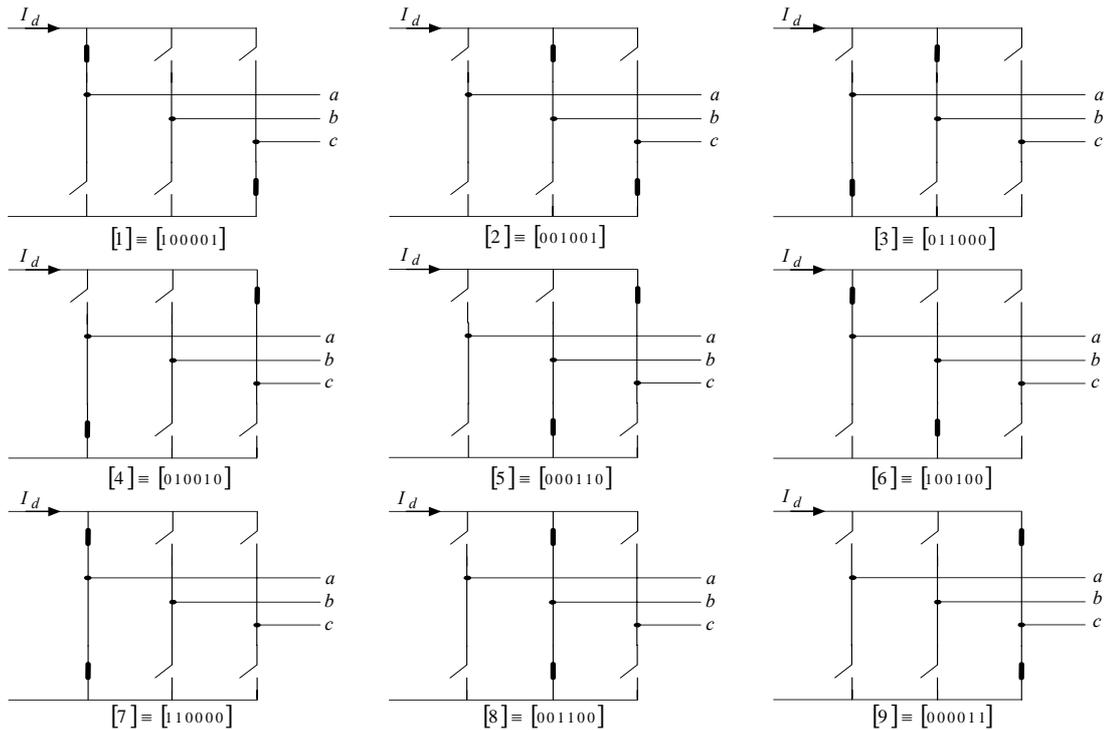


Fig. 4.5– Les neuf topologies d'états de commutation d'un onduleur de courant

4.4 COMPORTEMENT DU SYSTÈME D'ENTRAÎNEMENT AVEC LE MODE DE FONCTIONNEMENT À SIX ÉTATS DE COMMUTATION

En adoptant la structure de commande proposée dans la figure 4.2, le comportement statique et dynamique de notre système d'entraînement CSI-IM est examiné, sous l'environnement MATLAB/SIMULINK ([148-154]), dans trois situations. Premièrement, deux types de conditions dynamiques ont été examinés :

- quand un changement soudain de couple de charge se produit à une vitesse constante, et
- quand un pas de changement du signal de référence de vitesse (vitesse inversée) est imposé avec un couple de charge constant.

Après, pour plus d'inspection pour le fonctionnement en régime permanent ainsi qu'une bonne description du comportement du système :

- un fonctionnement en régime permanent à vitesse réduite (à vide) a été vérifié.

4.4.1 DÉMARRAGE À VIDE PUIS UNE PERTURBATION DE CHARGE (À GRANDE VITESSE)

Les résultats de simulation du système d'entraînement sont donnés dans la figure 4.6. Nous constatons qu'avec l'introduction de l'onduleur de courant alimentant la machine asynchrone, la vitesse suit parfaitement la référence sans dépassement significatif, (cf. fig. 4.6a), avec un temps de

réponse relativement médiocre (d'ordre 0,4 s). Néanmoins, l'onduleur de courant impose des courants rectangulaires et discontinus dans les phases du moteur, courants particulièrement riches en harmoniques d'ordres inférieurs (5, 7, 11 ...).

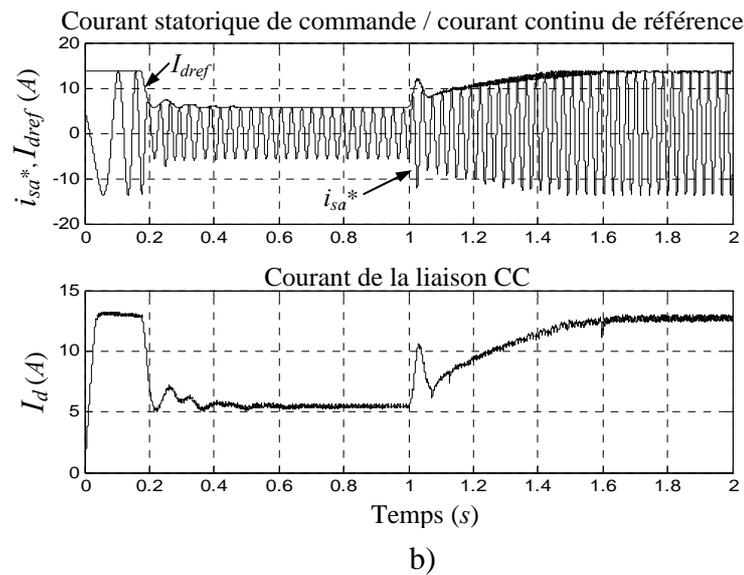
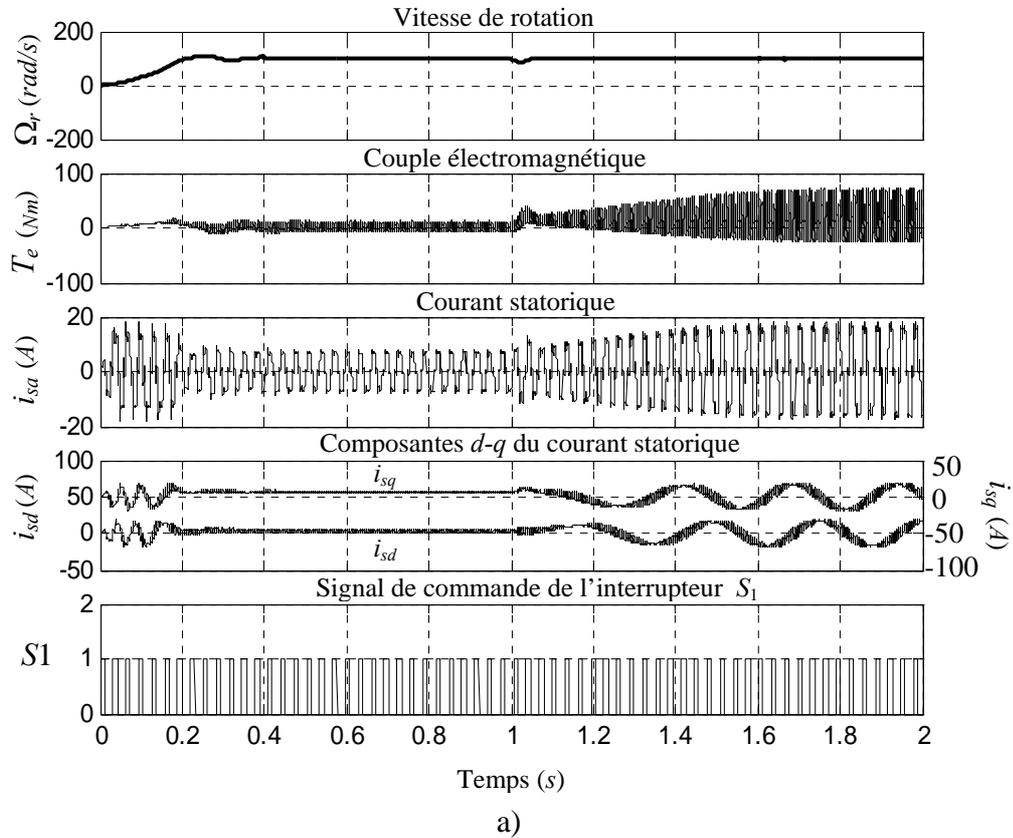


Fig. 4.6– Réponses du système pour un démarrage à vide puis une perturbation de charge

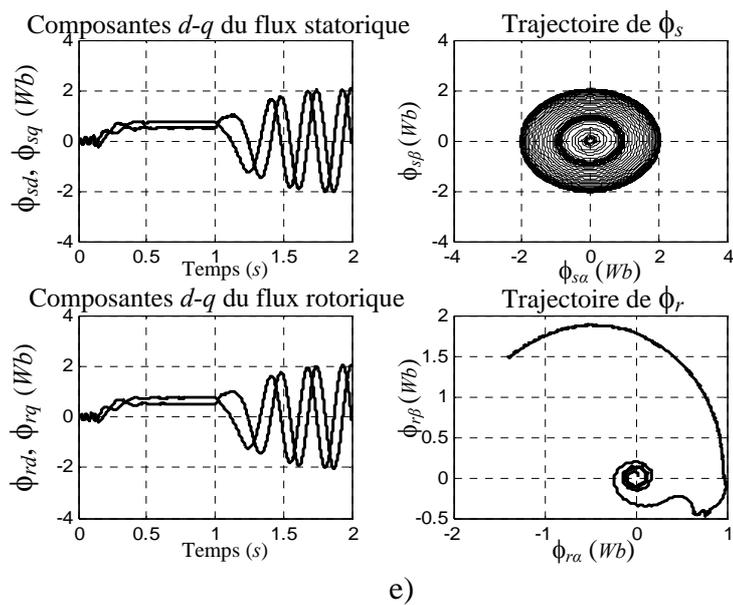
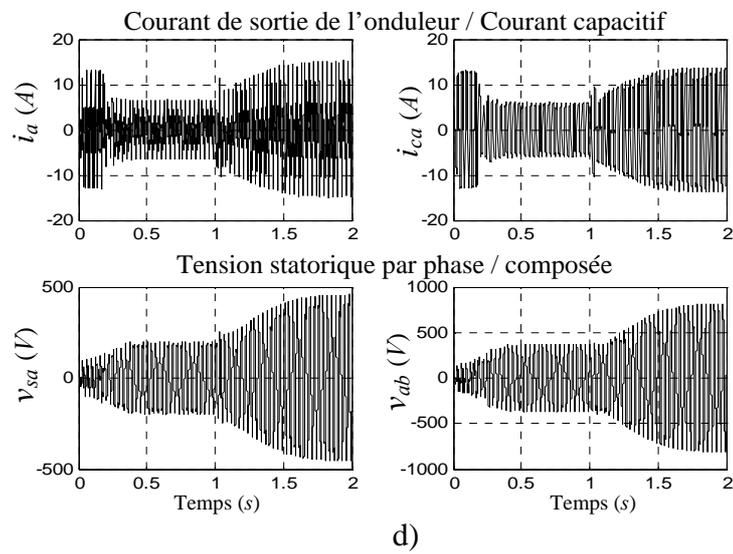
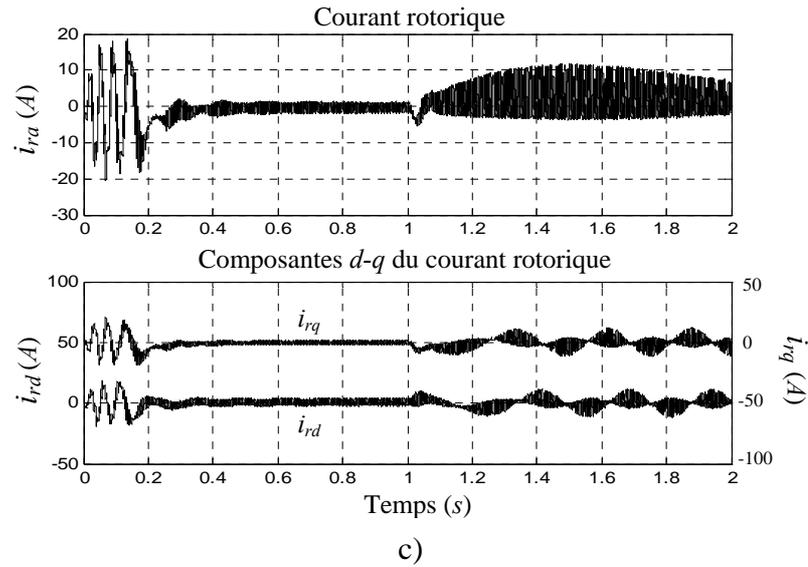


Fig. 4.6– suite

Ces harmoniques du courant provoquent des pulsations du couple d'ordres multiples de 6 oscillantes autour de sa valeur moyenne (cf. fig. 4.6_a) et qui accroissent avec l'augmentation de la charge. Les composantes du courant correspondantes dans un référentiel synchrone (i_{sd} et i_{sq}) sont montrées dans la même figure. Où on note bien qu'après l'application du couple de charge, ces deux composantes flux/couple deviennent fortement couplées dégradant ainsi les performances de la commande vectorielle (chose directement liée au mode de fonctionnement conventionnel de l'onduleur).

La figure 4.6_b montre le courant de la liaison continu I_d ainsi que le courant statorique de référence i_{sa}^* associé au courant continu de référence I_{dref} . Où on voit bien que les courants réels du moteur (cf. fig. 4.6_a) sont presque équivalents aux références des courants moteurs en négligeant ainsi le filtre capacitif.

De même sur la figure 4.6_c on représente le courant rotorique de la phase 'a' et les deux composantes $d-q$ correspondantes.

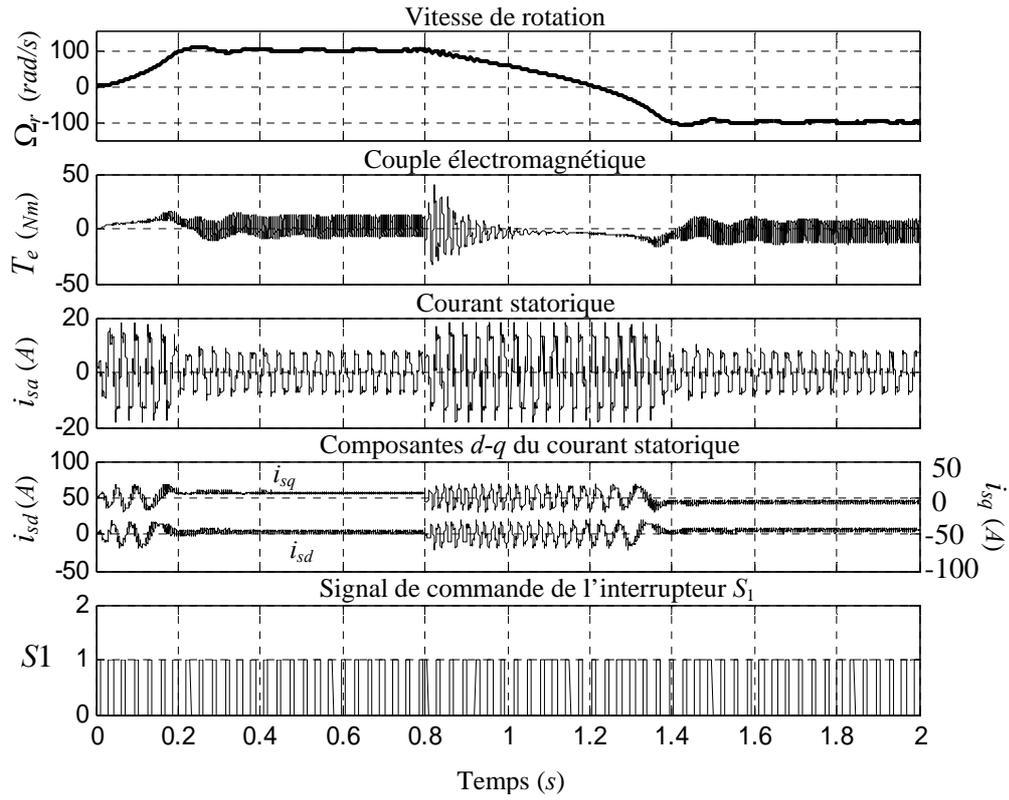
Par la suite, le courant à la sortie de l'onduleur, le courant capacitif, la tension statorique par phase et composée sont schématisés sur la figure 4.6_d

Finalement, sur la figure 4.6_e, on donne les composantes $d-q$ des flux statorique et rotorique et les trajectoires des flux associés dans le plan $\alpha-\beta$. Où on note bien que les composantes du flux rotorique traduisent aussi le problème de couplage flux/couple.

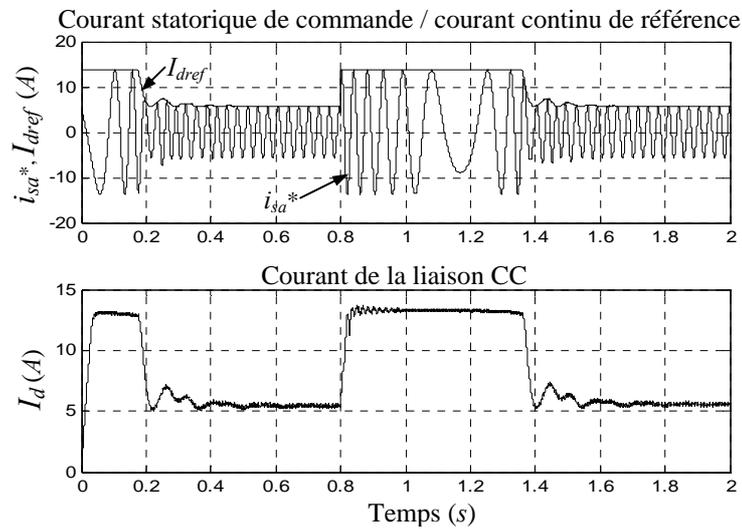
4.4.2 INVERSION DU SENS DE ROTATION (À GRANDE VITESSE)

La figure 4.7 présente le comportement statique et dynamique du système d'entraînement en réponse à une inversion dans la référence de vitesse de 100 *rad/s* à -100 *rad/s*. Cette figure inclut les mêmes réponses du système données pour le premier cas.

En effet, ces nouveaux résultats prouvent que le système est caractérisé par un mauvais comportement dynamique traduit par un grand temps de réponse pour l'inversion de vitesse accompagné par de fortes oscillations dans le couple ainsi que dans les composantes du courant statorique/rotorique et les composantes du flux statorique/rotorique. De même pour le comportement statique du système, qui se trouve moins performant à cause du problème de couplage flux/couple qui persiste toujours.



a)



b)

Fig. 4.7– Réponses du système d'entraînement avec une inversion de sens de rotation

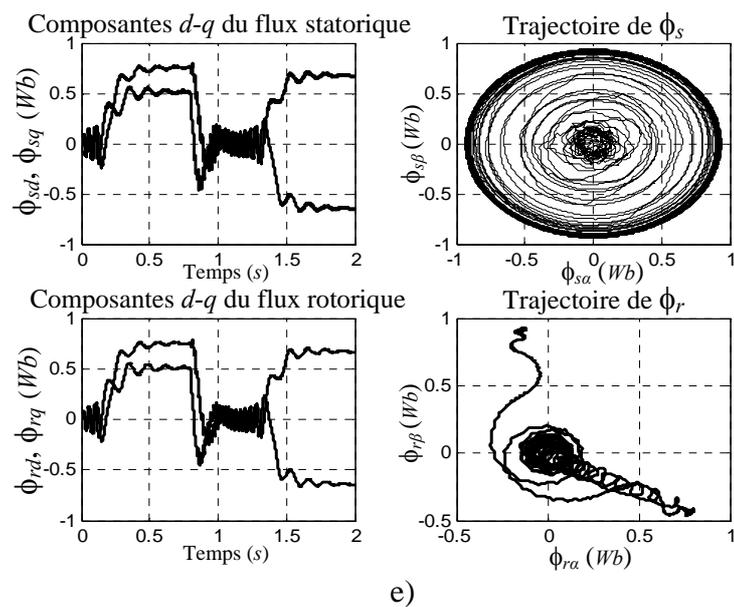
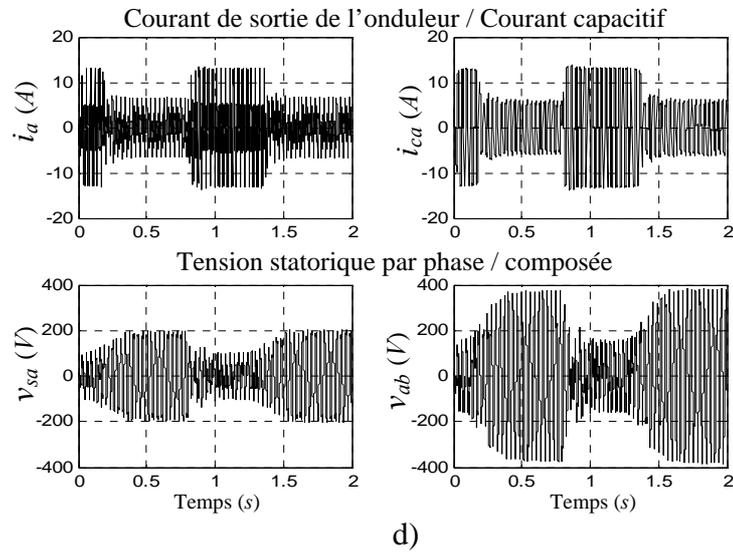
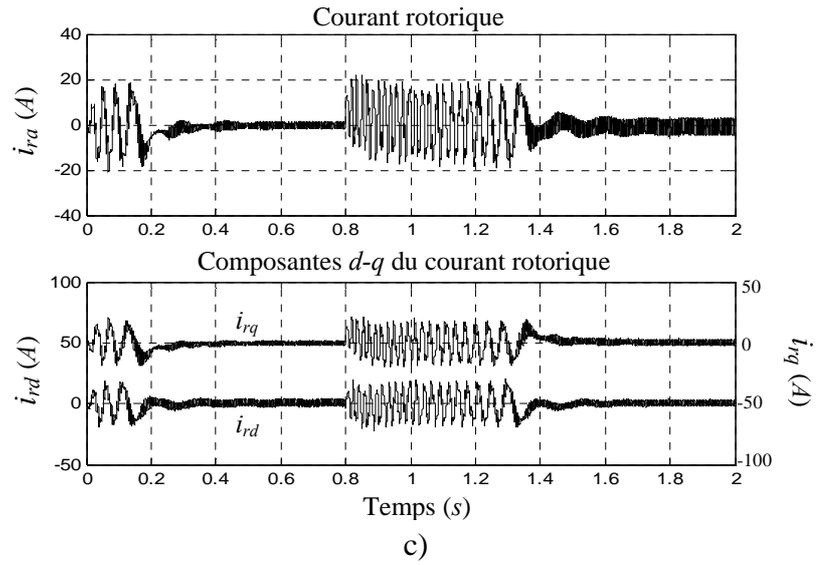


Fig. 4.7– suite

De même, la figure 4.8 montre la tension/courant de la source principale et la tension/courant sur le côté machine. De cette figure, on peut voir malgré que le courant du stator soit toujours de forme d'onde distordue avec plusieurs harmoniques de basse fréquence, la tension statorique est presque sinusoïdale ce qui représente un avantage inhérent à ce type d'onduleur.

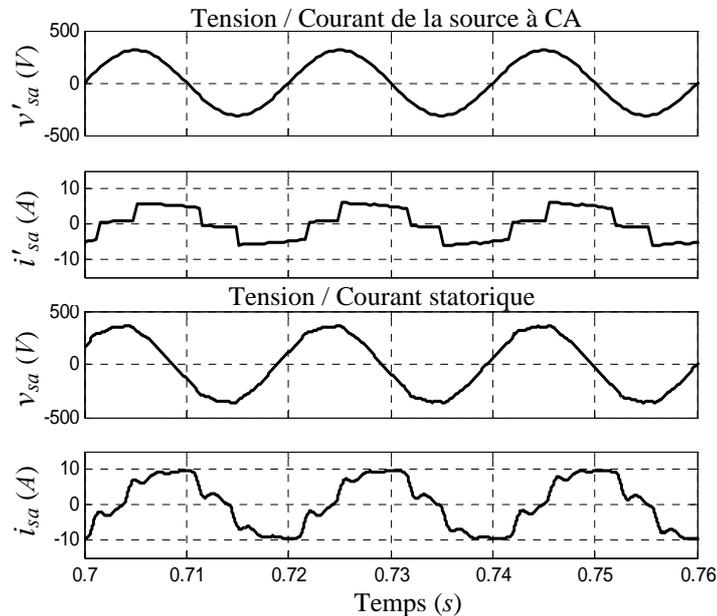
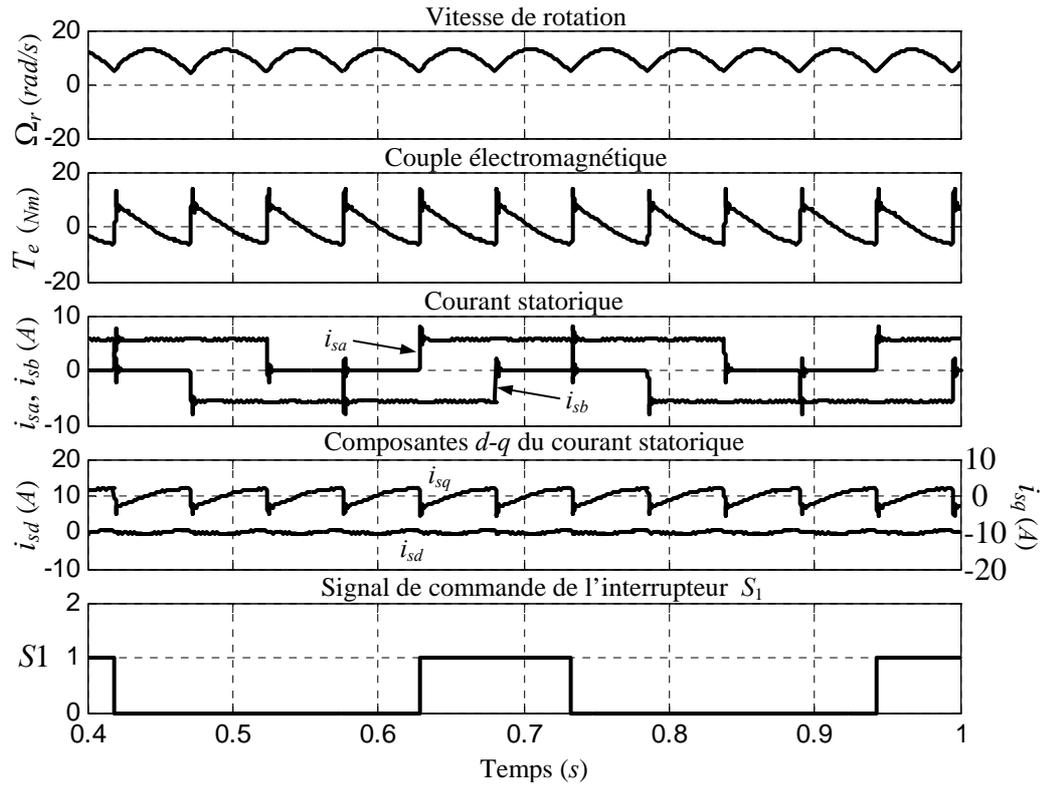


Fig. 4.8– Tensions et courants d'entrée/sortie du circuit de puissance (vitesse nominale)

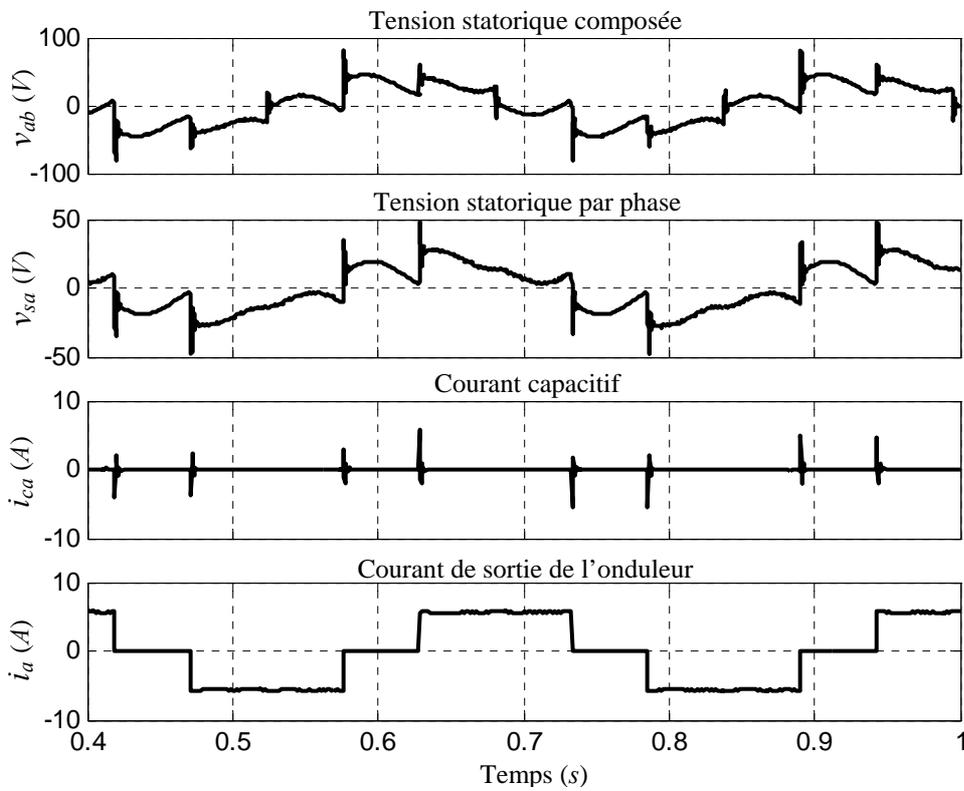
4.4.3 LE FONCTIONNEMENT EN RÉGIME PERMANENT À VITESSE RÉDUITE (À VIDE)

Le comportement en régime permanent de notre système d'entraînement (cf. fig. 4.2) est maintenant examiné aux faibles vitesses. Où la figure 4.9 montre clairement que l'onduleur produit symétriquement des formes d'onde de courant, quasi-carrées et de fréquence variable, à l'enroulement statorique du moteur à induction. En négligeant les effets de commutation, les courants de ligne du moteur sont rectangulaires et décalés de 120° l'un à l'autre. Dans le meilleur des cas ou idéalement, seulement deux phases conduisent à tout instant, ayant pour résultat le fonctionnement dans six modes distingués (cf. §. 4.3.5).

En effet, pendant la commutation des composants de l'onduleur, la transition du mode actuel au prochain mode est discrète en nature, ce qui contribue à l'effet de pulsation du couple dans la machine. Particulièrement aux vitesses très réduites, le couple pulsatoire est tout à fait apparent, entraînant le fonctionnement instable du moteur avec des grandes oscillations dans la vitesse (cf. fig. 4.9_a).



a)



b)

Fig. 4.9– Résultats d'opération du système à faible vitesse (régime permanent)

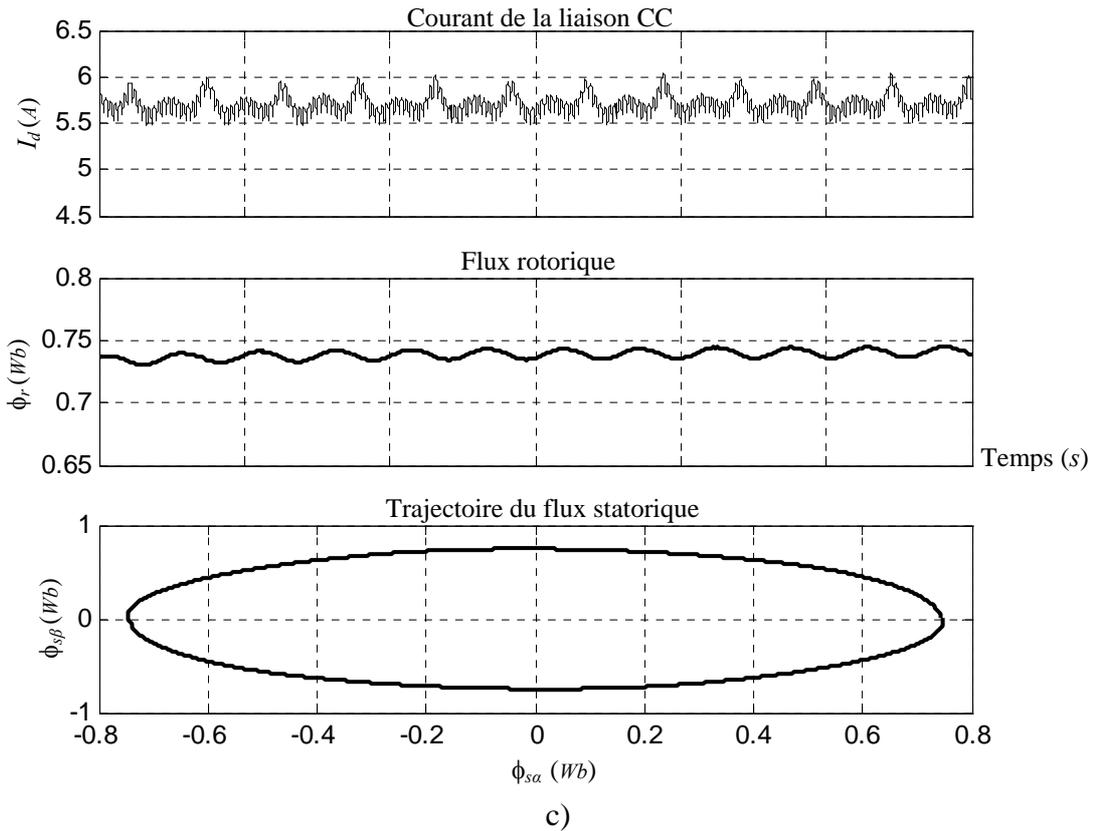


Fig. 4.9– suite

Les deux courants statoriques bi-axiaux (des axes d et q) correspondants, pour un référentiel lié au champs tournant, sont montrés dans la même figure. Dans la quelle on peut voir que les pulsations du couple sont directement liées à l'ondulation du courant en quadrature (ou d'axe q), dont l'harmonique fondamental est d'ordre 6 pour les deux variables.

De même, la figure 4.9_b montre le courant de sortie de l'onduleur et le courant du filtre capacitif associé à la tension statorique simple/composée de la phase a . Où on montre que la tension de stator est toujours caractérisée par des valeurs de pics aux instants de commutation (cf. Chapitre 2) ce qui est principalement provoqué par le fonctionnement de l'onduleur en mode à six états de commutation. Ces valeurs de pics peuvent être totalement éliminés en utilisant un filtre capacitif de valeur plus grande, chose qui est pratiquement indésirable.

Le courant de la liaison CC, le flux de rotor et la trajectoire du flux statorique sont montrés dans la figure 4.9_c. Où on peut voir que pour un fonctionnement conventionnel de l'onduleur de courant (ou à six états de commutation), le courant continu I_d et le flux rotorique sont aussi caractérisés par un harmonique fondamental d'ordre 6. Tandis que la trajectoire du flux statorique est pratiquement sinusoïdale et donc indépendante du mode de fonctionnement de l'onduleur de courant.

4.5 CONCLUSION

Les onduleurs de courant conventionnels ont été utilisés dans plusieurs applications dans lesquelles les charges sont la plupart du temps des charges statiques, telles que les ventilateurs et les pompes. Dans ces types d'entraînement, les formes d'onde des courants de sortie ont normalement une intensité de courant fixe. En outre, des harmoniques d'ordres réduits et des hauts THD existent, comme le commutateur impose des courants rectangulaires et discontinus dans les phases du moteur, courants particulièrement riches en harmoniques.

Ces courants, essentiellement de forme quasi-carrées, ont comme conséquence des avances de phase de 60° dans la FMM statorique de la machine connectée. Tandis que ceci peut ne pas avoir des effets sérieux à des fréquences plus élevées, il aura généralement comme conséquence de grandes pulsations de couple et oscillations associées de vitesse rotorique ou 'cogging' à de basses fréquences.

Une méthode efficace qui réduit au minimum ces couples pulsatoires est d'appliquer la modulation de largeur d'impulsion (MLI) aux courants du moteur. De telles techniques de modulation peuvent être utilisées pour réduire ce comportement oscillatoire pour les basses vitesses à un niveau acceptable. En outre, un onduleur de courant commandé en MLI (PWM-CSI) a l'avantage d'avoir de faibles harmoniques dans l'entrée que dans la sortie. De plus, comme dans les onduleurs de tension à MLI, l'amplitude et la fréquence de sortie sont contrôlables.

Chapitre - 5

*Evaluation des Performances du Système
et de la Réduction
des Pulsations du Couple avec l'Application
de la Modulation Sinusoïdale*

5.1 INTRODUCTION

Dans le cas de la machine à induction alimentée par un onduleur de courant (CSI), une possibilité pour le contrôle des ondulations du couple est la modulation de largeur d'impulsion des courants statoriques par des commutations multiples de l'onduleur. Quand cette technique est employée, les courants statoriques sont découpés aux points spécifiques pour éliminer certains harmoniques de temps (temporels). Chaque créneau ajouté aux formes d'onde des courants permet l'élimination d'un harmonique spécifique, c'est à dire une forme d'onde à double-crête appropriée à chaque quart de période peut avoir comme conséquence l'élimination des cinquièmes et septièmes harmoniques dans les courants statoriques et ainsi l'élimination du sixième harmonique de couple. Alors, la méthode de modulation de largeur d'impulsion (MLI) influence le courant harmonique et ainsi de suite les pulsations de couple, [1], [17], [19], [25], [31], [33], [34], [37], [39], [43], [44], [71], [94], [98], [110], [132].

En effet, la modulation de largeur d'impulsion (MLI) a été étudiée vivement pendant les décennies passées. Dont différentes méthodes MLI ont été développées pour réaliser les objectifs suivants: modulation linéaire de large gamme, moins de perte de commutation, moins de distorsion harmonique totale (THD) dans le spectre de la forme d'onde de commutation, exécution facile et moins de temps de calcul, [1], [25], [31], [32], [71], [76], [77], [83], [96], [101], [132], [157], [158]. Généralement, la commande MLI prend le schéma bloc suivant :

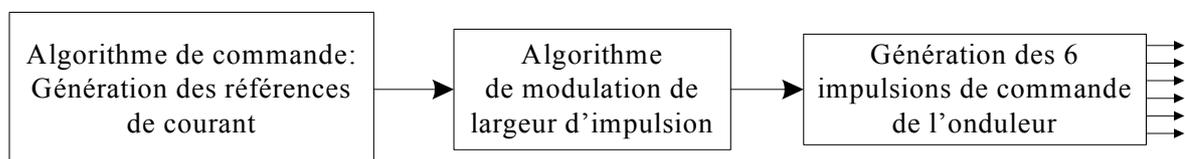


Fig. 5.1– *Principe de la commande MLI d'un onduleur*

Mais, dans la pratique, ce n'est pas toujours si simple.

5.2 SCHÉMAS DE MODULATION EN BO

La topologie des onduleurs de courant à MLI (PWM-CSI) est semblable à celle des onduleurs de tension (PWM-VSI). La différence réside dans les modèles de commande.

Notant aussi que pour l'onduleur triphasé de tension à six interrupteurs, la MLI est normalement le moyen d'assurer le réglage de l'amplitude du fondamental des ondes de tension produites. Par contre, pour l'onduleur triphasé de courant il n'est pas nécessaire de recourir à la MLI pour assurer le réglage de l'amplitude du fondamental des courants de sortie. Ceci peut être confié au convertisseur intermédiaire.

On peut donc, si on le souhaite, limiter le rôle de découpage MLI à l'amélioration de la forme d'onde des courants de sortie de l'onduleur de courant en veillant bien sur à ce que le découpage optimise l'amplitude du fondamental de ces courants, [1], [17], [19], [31], [33], [34], [43], [44], [71], [112].

Ainsi pour achever cette tâche, le pont onduleur est chargé de générer, par modulation de largeur d'impulsion, des signaux de sortie dont leurs fondamentaux sont les signaux de références.

Pratiquement il y a deux stratégies pour produire ces signaux de références et ainsi pour contrôler les ondulations du couple. La première doit générer la forme optimale du courant pour obtenir la réduction maximale des oscillations (régulation ou control en boucle ouverte BO). Dans la seconde, les oscillations du couple sont détectées et réglées à un minimum au moyen d'une boucle de régulation fermée (BF), [45], [77], [159]. Dans notre travail, la première stratégie est employée.

Les schémas en BO appliqués à un onduleur de courant se rapportent à un vecteur courant de référence \vec{i}_s^* comme signal d'entrée, duquel les formes d'onde modulés des courants triphasés sont produites de sorte que la moyenne de temps du vecteur fondamental associé est égale à la moyenne de temps du vecteur de référence. Généralement, la structure de modulation en BO peut être représentée comme suit, [17], [19], [31], [33], [34], [43], [44], [71], [97].

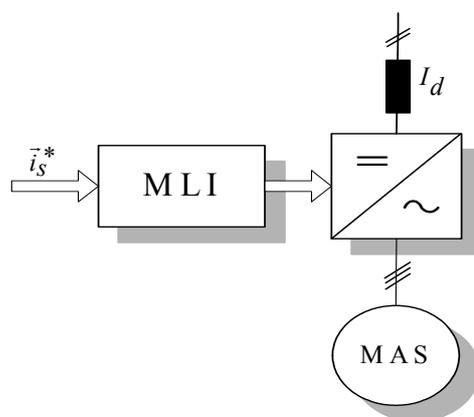


Fig. 5.2 – La structure de base des schémas de modulation en BO

Les deux techniques d'implantation MLI largement répandues sont la technique de programmation, numérique directe, d'impulsions telle que la modulation vectorielle (SVM), [19], [32-34], [43], [108], [112], [157] et la méthode de modulation à onde(s) porteuse(s) telle que la technique de modulation sinus-triangle, [14], [17], [29], [31], [44], [104], [106], [155-157]. Seulement la dernière stratégie sera traitée dans ce chapitre.

5.3 MLI À ONDE(S) PORTEUSE(S)

Les méthodes de modulation de largeur d'impulsions les plus répandues sont à onde(s) porteuse(s). Ces types de modulation sont composés des signaux de modulation et de onde(s) porteuse(s) comme indiqué dans la figure 5.3.

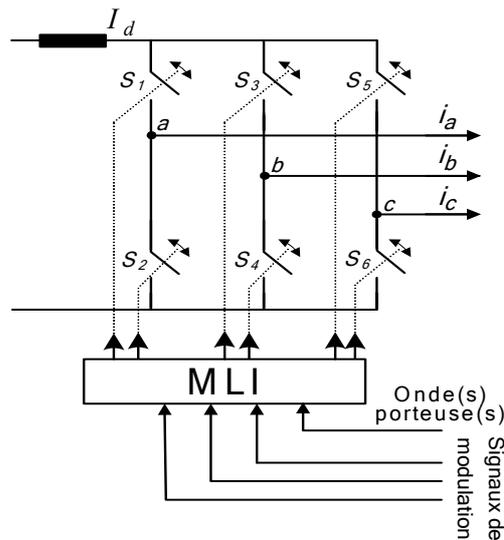


Fig. 5.3 – La MLI à onde(s) porteuse(s) pour un onduleur de courant

Parmi les méthodes MLI à onde(s) porteuse(s) on distingue les MLI sinusoïdales (MLIS) où des ondes de modulation sinusoïdales sont comparées avec des onde(s) porteuse(s) triangulaire(s) et les points d'intersections définissent les instants de commutation, [1], [25], [29], [76], [77], [104], [112], [158], [160].

Dans ce travail, deux méthodes de modulation sinusoïdale sont examinées :

- MLIS basée sur la comparaison de deux ondes triangulaires unipolaires comme signaux porteurs avec trois ondes de modulation sinusoïdales.
- MLIS basée sur la comparaison d'une triangulaire bipolaire comme onde porteuse avec trois signaux de modulation sinusoïdaux.

En général, la modulation pour un onduleur de courant exige que quelque soit la loi de commande ou de modulation adoptée, seulement un des trois semi-conducteurs S_1, S_3 ou S_5 soit fermé et qu'un seul des trois semi-conducteurs S_2, S_4 ou S_6 soit fermé. Cette contrainte qu'on ne trouve pas avec l'onduleur de tension, impose des conditions lors de la détermination des angles de commutations.

La figure 5.4 résume les deux états possibles de conduction dans l'onduleur de courant à MLI.

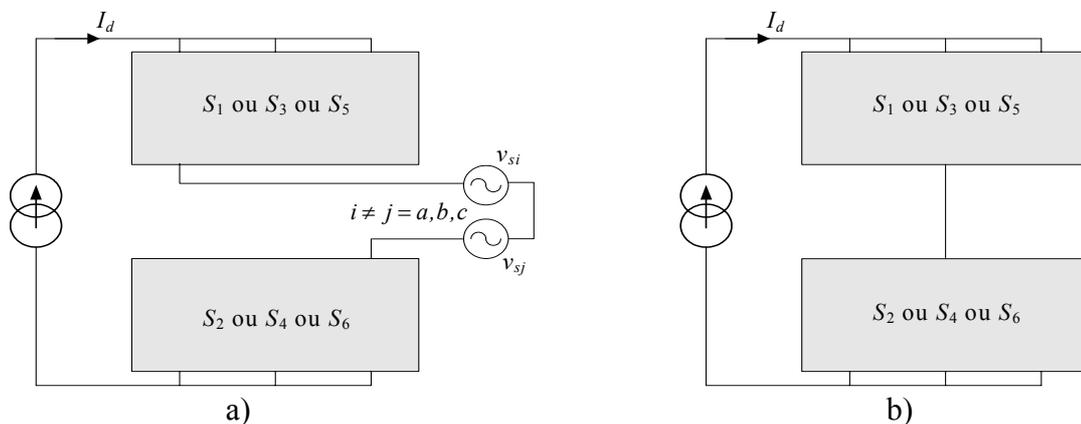


Fig. 5.4 – Les différents états de conduction possibles dans un CSI

En fait, dans ce travail, la conception du signal MLI a été considérée pour but de réduire au minimum les composantes harmoniques d'ordre inférieur existants dans les formes d'onde des courants statoriques. Et ainsi de suite faire face au problème des ondulations du couple, des oscillations de vitesse et de bruit acoustique ..., (cf. Chapitre 3).

5.3.1 MLI SINUSOÏDALE À 2 ONDES PORTEUSES (MLISC)

Parmi, les techniques MLIS on distingue celle qui découle du principe indiqué par T. Onishi et K. Okitsu, [17], [44], [76], [77].

Cette méthode, est largement utilisée. Elle nous a servi comme exemple de modulation au système d'entraînement étudié. Ainsi elle sera traitée en détail dans ce chapitre en la désignant par la suite la MLI sinusoïdale classique (MLISC).

5.3.1.1 Détermination des Intervalles de Conduction

Pour la détermination des instants de commutation :

- On désigne par i_{sa}^* , i_{sb}^* et i_{sc}^* les courants de sortie de références de pulsation ω_s désirée :

$$\begin{aligned} i_{sa}^* &= M_a I_m \sin \omega_s t \\ i_{sb}^* &= M_a I_m \sin(\omega_s t - 2\pi/3) \quad , \\ i_{sc}^* &= M_a I_m \sin(\omega_s t - 4\pi/3) \end{aligned} \quad (5.1)$$

avec $M_a I_m = I_d$, amplitude du courant de référence, et M_a est le coefficient de réglage en courant ou le rapport de modulation en amplitude.

On utilise deux ondes de modulation triangulaires M_1 et M_2 , unidirectionnelles, d'amplitude I_m , décalées entre elles de la moitié de leurs périodes. Et on divise la période T des courants de sortie en six sixièmes (cf. fig. 5.5). Pendant chacun d'eux on module par un des groupes d'interrupteurs ; S_1, S_3, S_5 pendant le premier, S_2, S_4, S_6 pendant le second, S_1, S_3, S_5 pendant le troisième et ainsi de suite. Il suffit d'examiner les deux premiers sixièmes en raison de l'identité à $T/3$ et $2T/3$ près des tensions et des courants de trois phases. De plus, puisque $i_{sa}^* + i_{sb}^* + i_{sc}^* = 0$, il suffit d'approximer deux courants.

- **Premier sixième de période** ($0 < \omega_s t < \pi/3$)

- On détermine les intervalles de fermeture de S_1 en comparant la référence i_{sa}^* avec une onde de modulation ou porteuse M_1 formée de triangles unidirectionnels (cf. fig. 5.5). La porteuse a une

fréquence $M_f f_s$, M_f étant un multiple impair de 3, son amplitude est égale à I_m .

L'interrupteur S_1 est fermé pendant les intervalles où i_{sa}^* est supérieur à M_1 .

- Les intervalles de fermeture de S_5 s'obtiennent en comparant i_{sc}^* à une seconde onde porteuse M_2 identique à M_1 à un déphasage correspondant à une demi-période de M_1 (ou de M_2) près. Quand i_{sc}^* est supérieur à M_2 , S_5 est fermé.
- Durant les intervalles où S_1 et S_5 sont simultanément ouverts, S_3 est fermé pour éviter d'ouvrir le circuit de la source de courant continu.
- Pendant tout ce premier sixième de la période T , l'interrupteur S_4 est fermé en permanence ; il écoule $-i_{sb}^*$ égal à I_d lorsque S_1 ou S_5 sont fermés, il met la source de courant I_d en court-circuit lorsque S_3 est fermé.

• **deuxième sixième de période**

On impose la forme d'onde de i_{sb}^* et i_{sc}^* en fixant les intervalles de conduction de S_4 et S_6 respectivement par comparaison :

- de la valeur absolue de i_{sb}^* avec M_1
- de la valeur absolue de i_{sc}^* avec M_2

Quand ni S_4 , ni S_6 ne sont fermés, on ferme S_2 .

L'interrupteur S_1 est maintenu fermé en permanence.

• **sixième de période suivant**

Pour le troisième sixième de période on procède comme pour le premier, en remplaçant ;

- i_{sa}^* par i_{sb}^* , i_{sc}^* par i_{sa}^*
- S_1 par S_3 , S_3 par S_5 , S_5 par S_1 , S_4 par S_6 .

Pour le quatrième, on procède comme pour le second :

- En comparant $-i_{sc}^*$ à M_1 pour la commande de S_6 ,
- En comparant $-i_{sa}^*$ à M_2 pour la commande de S_2 ,
- En fermant S_4 quand S_2 et S_6 sont ouverts,
- En fermant en permanence S_3, \dots

La figure 5.5 montre la détermination des intervalles de conduction des six interrupteurs, pour une demi-période des courants de références et pour un indice de modulation égale à 15. Le choix de cette valeur est pris seulement pour plus de simplicité et clarté dans l'étude analytique de cette méthode.

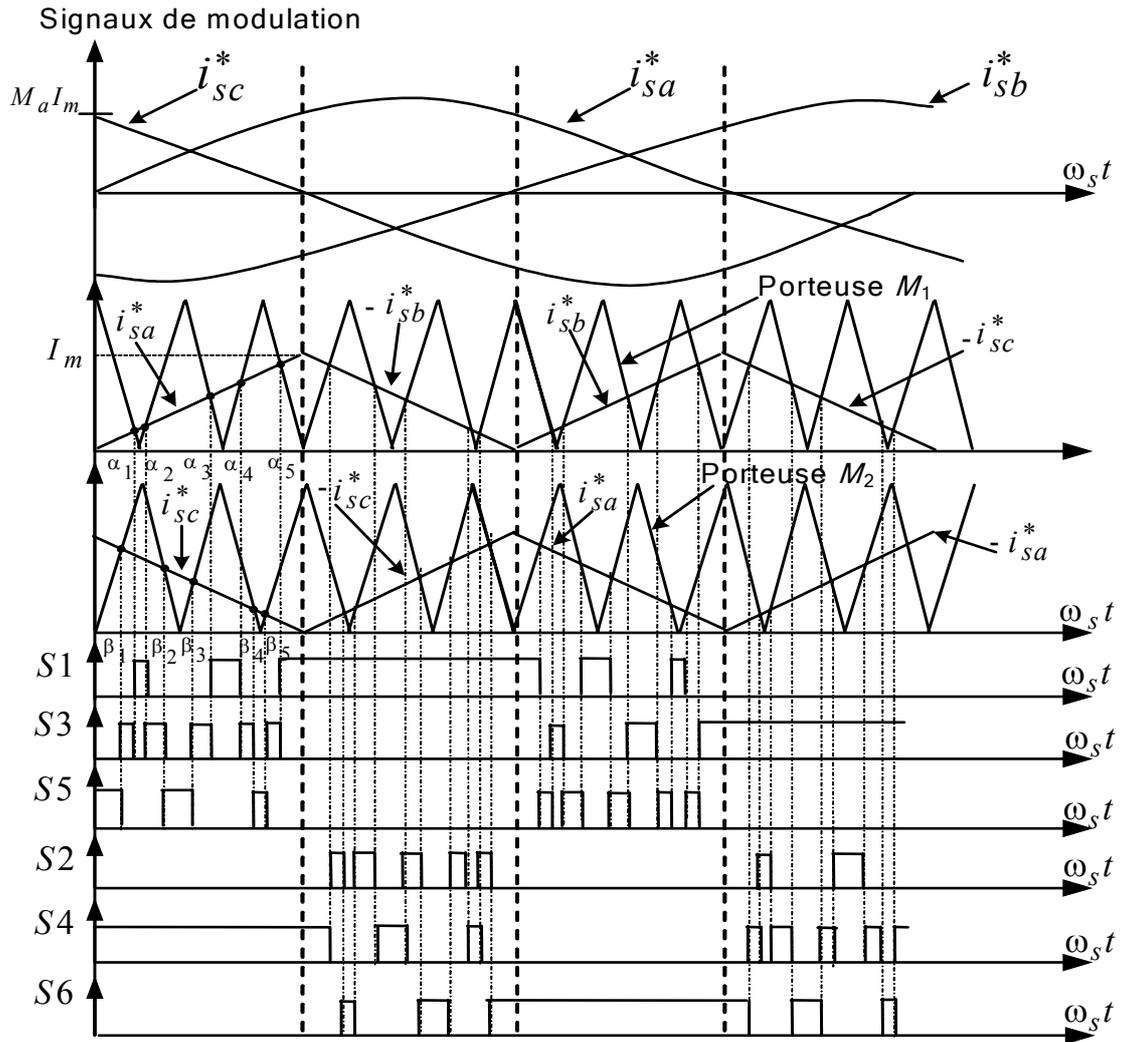


Fig. 5.5 – Principe de génération des impulsions avec la MLISC

5.3.1.2 Expressions des Courants et Tensions

- Pour établir les expressions des courants, il est commode d'utiliser les *fonctions d'existence* des interrupteurs $h_1 \rightarrow h_6$ correspondantes respectivement aux intervalles de fermeture des semi-conducteurs $S_1 \rightarrow S_6$ (la fonction d'existence d'un interrupteur vaut 1 lorsqu'il est fermé, zéro lorsqu'il est ouvert).

Puisque, en permanence, un des trois interrupteurs ; S_1 , S_3 ou S_5 est fermé, donc :

$$h_1 + h_3 + h_5 = 1 \tag{5.2}$$

De même, puisque S_2 , S_4 ou S_6 est fermé, on a :

$$h_2 + h_4 + h_6 = 1 \tag{5.3}$$

Pour que les trois courants i_{sa}^* , i_{sb}^* et i_{sc}^* soient identiques à $T/3$ et $2T/3$ près, il faut, comme on l'a déjà signalé, que l'indice de modulation M_f soit un nombre entier impair multiple de 3, donc égal à 9, 15, 21, 27, ... c'est à dire :

$$M_f = 3(2k-1), \quad k \in [2, 3, \dots] \quad (5.4)$$

Par sixième de période des grandeurs de sortie, on a donc $(2k-1)/2$ périodes des porteuses M_1 et M_2 , $(2k-1)$ intersections entre celles-ci et les références.

- Pendant le premier sixième de période, les intervalles de fermeture de S_1 étant fixés par comparaison de i_{sa}^* avec M_1 , la fonction d'existence h_1 est définie à partir des $(2k-1)$ angles $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_j, \dots, \alpha_{2k-1}$ racines de :

$$\begin{aligned} M_a \sin \alpha_j &= \frac{M_f}{\pi} \left[j \frac{\pi}{M_f} - \alpha_j \right] && \text{pour } j \text{ impair} \\ M_a \sin \alpha_j &= \frac{M_f}{\pi} \left[\alpha_j - (j-1) \frac{\pi}{M_f} \right] && \text{pour } j \text{ pair,} \end{aligned} \quad (5.5)$$

avec $h_1 = 1$ de α_1 à α_2 , de α_3 à α_4 , ... et de α_{2k-1} à $\pi/3$.

Les intervalles de fermeture de S_5 étant fixés par comparaison de i_{sc}^* avec M_2 , la fonction h_5 est définie par $(2k-1)$ angles $\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_j, \dots, \beta_{2k-1}$ racines de :

$$\begin{aligned} M_a \sin \left(\beta_j - \frac{4\pi}{3} \right) &= \frac{M_f}{\pi} \left[\beta_j - (j-1) \frac{\pi}{M_f} \right] && \text{pour } j \text{ impair} \\ M_a \sin \left(\beta_j - \frac{4\pi}{3} \right) &= \frac{M_f}{\pi} \left[j \frac{\pi}{M_f} - \beta_j \right] && \text{pour } j \text{ pair,} \end{aligned} \quad (5.6)$$

où $h_5 = 1$ de 0 à β_1 , de β_2 à β_3 , ... et de β_{2k-2} à β_{2k-1} .

On remarque que

$$\beta_1 = \frac{\pi}{3} - \alpha_{2k-1}; \quad \beta_2 = \frac{\pi}{3} - \alpha_{2k-2}; \quad \dots; \quad \beta_{2k-1} = \frac{\pi}{3} - \alpha_1; \quad (5.7)$$

il n'y a donc que $(2k-1)$ angles distincts à déterminer.

La relation (5.2) donne h_3 par :

$$h_3 = 1 - h_1 - h_5 \quad (5.8)$$

De plus, puisque l'interrupteur S_4 est fermé pendant tout ce sixième de période on a :

$$h_2 = 0; \quad h_4 = 1; \quad h_6 = 0 \quad (5.9)$$

- Pendant le deuxième sixième de période, les intervalles de fermeture de S_6 sont donnés par la comparaison de M_2 avec $-i_{sc}^*$. La figure 5.5 montre que $h_6 = 1$ de $\alpha_1 + \pi/3$ à $\alpha_2 + \pi/3$, de $\alpha_3 + \pi/3$ à $\alpha_4 + \pi/3$, ... et de $\alpha_{2k-1} + \pi/3$ à $2\pi/3$.

La fermeture de S_4 est déterminée par les intersections de M_1 avec $-i_{sb}^*$. La fonction d'existence $h_4 = 1$ de $\pi/3$ à $\beta_1 + \pi/3$, de $\beta_2 + \pi/3$ à $\beta_3 + \pi/3$, ... et de $\beta_{2k-2} + \pi/3$ à $\beta_{2k-1} + \pi/3$.

Les autres fonctions d'existence sont données par :

$$h_2 = 1 - h_4 - h_6; \quad h_1 = 1; \quad h_3 = 0; \quad h_5 = 0 \quad (5.10)$$

- Durant le reste de la période, les fonctions d'existence se déduisent directement des valeurs déterminées pendant les deux premiers sixièmes. En effet :

$$\begin{aligned} h_1(\omega_s t) &= h_3(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}) = h_5(\omega_s t + \frac{4\pi}{3}) \\ h_2(\omega_s t) &= h_4(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}) = h_6(\omega_s t + \frac{4\pi}{3}) \end{aligned} \quad (5.11)$$

• Ayant les fonctions d'existence, on peut déterminer de manière immédiate les expressions des diverses variables à partir du courant d'entrée et des tensions de sortie. Dans le cas du couplage en étoile du récepteur et en utilisant les notations de la figure 5.3, on obtient :

- Pour les courants de sortie :

$$\begin{cases} i_a = (h_1 - h_2)I_d \\ i_b = (h_3 - h_4)I_d \\ i_c = (h_5 - h_6)I_d \end{cases} \quad (5.12)$$

- Pour la tension d'entrée :

$$V_d = (h_1 - h_2)v_{sa} + (h_3 - h_4)v_{sb} + (h_5 - h_6)v_{sc} \quad (5.13)$$

- Pour le courant dans l'interrupteur S_1 et la tension à ses bornes :

$$\begin{aligned} i_{S_1} &= h_1 I_d \\ v_{S_1} &= (h_1 - 1)v_{sa} + h_3 v_{sb} + h_5 v_{sc} \end{aligned} \quad (5.14)$$

- Pour le courant dans S_2 et la tension à ses bornes :

$$\begin{aligned} i_{S_2} &= h_2 I_d \\ v_{S_2} &= (1 - h_2)v_{sa} - h_4 v_{sb} - h_6 v_{sc} \end{aligned} \quad (5.15)$$

5.3.1.3 Exemple de Tracé des Formes d'Ondes

La figure 5.6 donne un exemple de tracé des formes d'ondes dans le cas le plus simple, celui où M_f égale 15. Le haut de la figure donne les signaux de commande en indiquant les instants de commutation et l'intervalle de conduction pour chaque interrupteur.

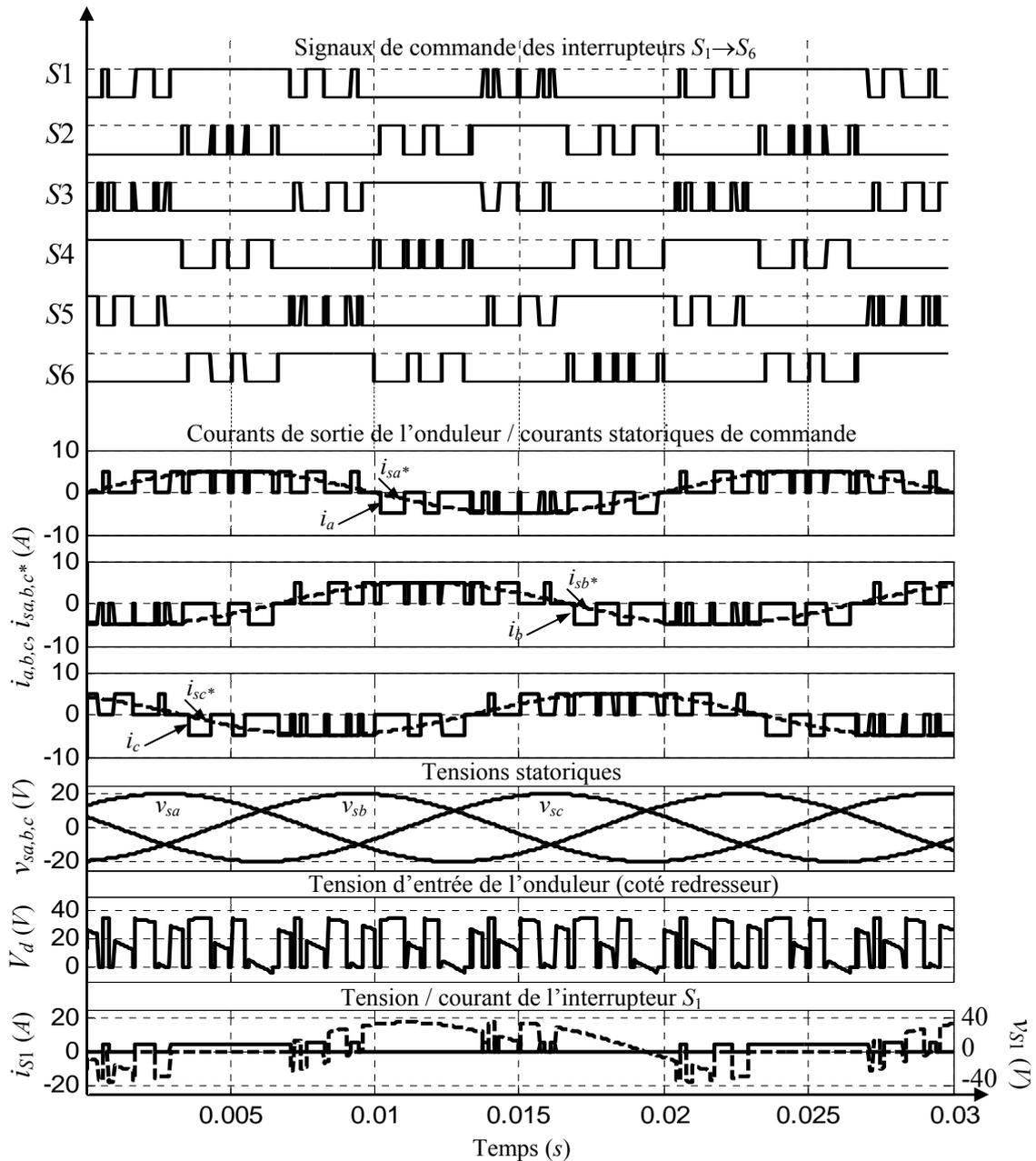


Fig. 5.6 – Formes d'ondes caractéristiques du CSI avec la MLISC

On peut alors tracer les formes d'ondes des diverses variables à l'aide des relations regroupées dans le tableau 2.1 ou d'après l'étude analytique de cette technique de modulation classique (cf. §. 5.3.1.2) ou tout simplement par une simulation numérique de l'ensemble onduleur de courant

à MLI et charge. On a ainsi tracé, en utilisant cette dernière méthode :

- La forme d'onde des courants de sortie de l'onduleur i_a , i_b et i_c et ses courants de référence correspondants respectivement aux i_{sa}^* , i_{sb}^* et i_{sc}^* dont celles de i_{sb}^* et i_{sc}^* sont identiques à i_{sa}^* à $T/3$ et $2T/3$ près,
- La forme d'onde du courant i_{S1} dans le premier interrupteur ; celles de i_{S6} , i_{S3} , i_{S2} , i_{S5} , i_{S4} sont identiques mais décalées les unes par rapport aux autres de $T/6$.
Puis, en supposant les tensions de sortie v_{sa} , v_{sb} , v_{sc} sinusoïdales,
- La forme d'onde de la tension V_{S1} aux bornes du premier interrupteur ; les tensions aux bornes des autres sont identiques avec le même décalage que les courants,
- Et la forme d'onde de la tension d'entrée V_d .

5.3.1.4 Caractéristiques de l'Onduleur du Courant avec la MLISC

Comme on ne peut pas fermer simultanément deux interrupteurs reliés à la même borne d'entrée, pendant le premier sixième de période par exemple, les intervalles de fermeture de S_5 doivent se situer entre les intervalles de fermeture de S_1 et réciproquement. Vu le déphasage entre les deux porteuses M_1 et M_2 , quand i_{sa}^* croise une rampe de pente négative de M_1 , i_{sc}^* croise une rampe de pente positive de M_2 et réciproquement. Par conséquent, pour que les intervalles de fermeture de S_1 et S_5 ne se chevauchent pas, il suffit que

$$\frac{i_{sa}^*}{I_m} + \frac{i_{sc}^*}{I_m} < 1 \quad (5.16)$$

Comme $i_{sa}^* + i_{sc}^*$, égal à i_{sb}^* , a une amplitude égale à $M_a I_m$; d'où la valeur maximale théorique de M_a :

$$M_{a\max} = 1 \quad (5.17)$$

En réalité, il faut maintenir M_a à une valeur inférieure à l'unité pour conserver à chaque intervalle de fermeture une durée minimale tenant compte de la durée non nulle des commutations, [17], [44], [71], [76], [77].

- courant de sortie

Les courants de référence i_{sa}^* , i_{sb}^* et i_{sc}^* forment un système triphasé équilibré. De plus, pour chacun d'eux, l'alternance négative reproduit, au signe près, l'alternance positive et chaque alternance est symétrique par rapport à son milieu.

Il suffit donc de suivre l'évolution de i_{sa}^* de $\omega_s t = 0$ à $\omega_s t = \pi/2$ soit pour pouvoir caractériser les courants de sortie (i_a , i_b et i_c).

- Les courants de sortie ont pour valeur efficace :

$$i_{eff} = I_d \sqrt{\frac{4}{\pi} \left[\frac{\pi}{3} + \sum_{j=1}^{2k-1} (-1)^j \alpha_j \right]}, \quad (5.18)$$

avec les angles α_1 à α_{2k-1} étant racines des équations transcendantes (5.5).

Les variations du rapport i_{eff}/I_d en fonction de M_a dépendent très peu de M_f .

- La valeur efficace du fondamental est donnée par :

$$I_1 = I_d \frac{2\sqrt{6}}{\pi} \sum_{j=1}^{2k-1} (-1)^{j-1} \cos\left(\alpha_j + \frac{\pi}{6}\right) \quad (5.19)$$

- L'écart entre le fondamental et la valeur efficace des courants de référence est très faible pour $M_f = 9$ et négligeable pour les valeurs plus élevées de ce rapport de modulation, [76], [77]. Dans tous les cas, on peut prendre la valeur efficace de la fondamentale des courants de sortie I_1 pratiquement égale à celle de la référence :

$$I_1 \approx M_a \frac{I_m}{\sqrt{2}} \quad (5.20)$$

La comparaison avec I_1 obtenu lors de la commande en pleine onde (à six états de commutation), soit $I_d \sqrt{6}/\pi$, montre qu'on a un déchet de courant théorique de 9,3%, [77].

Le développement en série de Fourier des courants de sortie contient tous les harmoniques impairs sauf ceux de rang 3 et multiples de 3. L'harmonique de rang n a pour valeur efficace :

$$I_n = \left| \frac{2\sqrt{6}\pi}{n\pi} I_d \sum_{j=1}^{2k-1} (-1)^{(j-1)} \cos\left[n\left(\alpha_j + \frac{\pi}{6}\right)\right] \right| \quad (5.21)$$

Comme pour l'onduleur de tension, les harmoniques se regroupent en familles :

- La famille centrée sur la fréquence M_f qui comporte essentiellement les harmoniques

$$M_f - 2 \text{ et } M_f + 2, M_f - 4 \text{ et } M_f + 4.$$

- La famille centrée sur la fréquence $2M_f$ qui comporte essentiellement les harmoniques

$$2M_f - 1 \text{ et } 2M_f + 1.$$

- Tension d'entrée

La tension d'entrée V_d a une période égale au sixième de celle des grandeurs de sortie. Pendant l'intervalle $[0, T/6]$, elle a pour expression :

$$V_d = h_1 v_{ba} - h_5 v_{cb} \quad (5.22)$$

Sa valeur moyenne peut se déduire de la conservation de la puissance entre l'entrée et la sortie du convertisseur :

$$V_{d_{moy}} I_d = 3 \frac{V_{\max}}{\sqrt{2}} I_1 \cos \varphi \quad (5.23)$$

La relation (5.19) donne :

$$V_{d_{moy}} = \sqrt{3} V_{\max} \frac{6}{\pi} \sum_{j=1}^{2k-1} (-1)^{j-1} \cos\left(\alpha_j + \frac{\pi}{6}\right) \cos \varphi \quad (5.24)$$

Ou, si on utilise la relation approchée (5.20) ;

$$V_{d_{moy}} \approx \sqrt{3} V_{\max} \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \varphi \quad (5.25)$$

En plus du terme moyen $V_{d_{moy}}$, le développement en série de Fourier de la tension V_d comporte des harmoniques de pulsation égale à $6\omega_s$ et à ses multiples ; dont la valeur de l'harmonique 6 est liée à celles des harmoniques 5 et 7 des courants, celle de l'harmonique 12 à celles des harmoniques 11 et 13...etc. Si par exemple M_f égale 15, le premier harmonique non négligeable de V_d est celui de rang 12, [76], [77].

- Semi-conducteurs

Chaque semi-conducteur écoule le courant I_d durant ses intervalles de fermeture. Par raison de symétrie, la somme des intervalles de conduction de chaque interrupteur est égale à un tiers de période. Les diverses valeurs du courant dans les semi-conducteurs sont les mêmes que dans le cas de la commande pleine onde :

$$i_{S_{\max}} = I_d; \quad i_{S_{\text{eff}}} = I_d / \sqrt{3}; \quad i_{S_{\text{moy}}} = I_d / 3 \quad (5.26)$$

De même, la tension aux bornes des interrupteurs est tantôt positive, tantôt négative ; elle varie entre $-\sqrt{3}V_{\max}$ et $\sqrt{3}V_{\max}$.

Le nombre total de commutations par période est égal à $4M_f$, chacune d'elles correspond à la fermeture, commandée ou spontanée, d'un semi-conducteur et à l'ouverture, spontanée ou commandée, d'un autre, [76], [77].

5.3.2 MLI SINUSOÏDALE À 1 ONDE PORTEUSE (MLISP)

La modulation dite sinus-triangle ou MLI sinusoïdale (MLIS), est une modulation de type MLI dont une porteuse triangulaire de haute fréquence est comparée aux signaux de références appelés modulatrices donnant des instants d'échantillonnage répartis à des intervalles non équidistants et constituant ainsi l'image des signaux recueillis à la sortie de l'onduleur, [1], [31], [76], [77], [101], [160].

Par principe, comme connu pour l'étude de la MLIS dans un onduleur de tension, les signaux de référence des courants de phase sont sinusoïdaux en régime permanent, formant un système triphasé symétrique. Ils sont ainsi obtenus à partir du vecteur de référence \vec{i}_s^* , (cf. fig. 5.2), qui est convertit à ses trois composantes triphasées i_{sa}^* , i_{sb}^* et i_{sc}^* . Ces signaux de références sont utilisés pour le bloc de commande MLI dans lequel ils sont comparés à une onde triangulaire de haute fréquence pour produire les impulsions de commutation exigées pour les six interrupteurs. Malheureusement, si la comparaison est faite telle qu'elle est usuelle spécialement pour l'onduleur de tension (où trois comparateurs et un signal triangulaire qui est commun aux trois signaux de phase, produisent les signaux logique $S1^*$, $S2^*$ et $S3^*$ qui commande un demi-pont du convertisseur de puissance), figure 5.7, l'équation de contrainte dans (4.18) sera transgressée. Par conséquent, une autre méthode pour la génération des impulsions de commutation est utilisée dans le cas de l'onduleur de courant CSI.

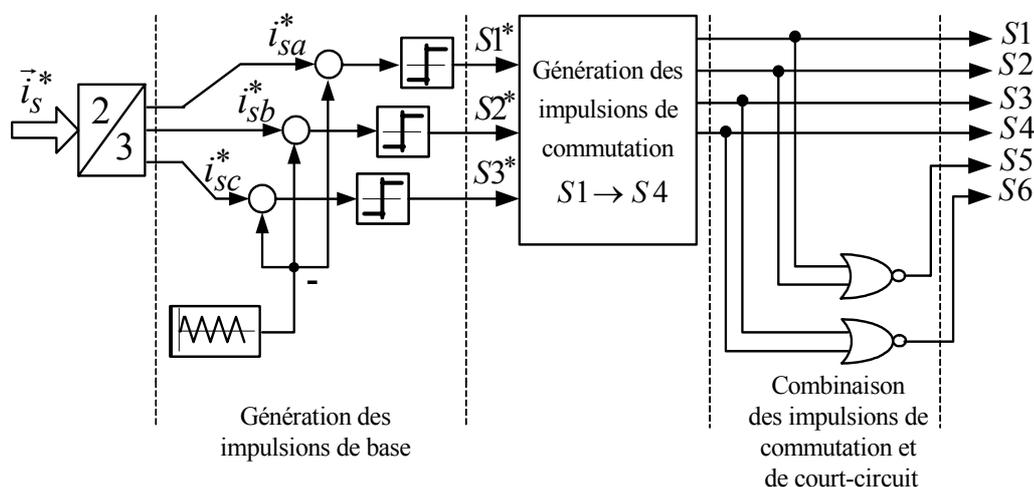


Fig. 5.7 – Schémas bloc du modèle de génération des impulsions dans la MLISP

En fait, pour un onduleur de courant (CSI), les modèles appropriés pour la génération des impulsions sont obtenus en basant sur des principes identiques à ceux de l'onduleur de tension à MLI (PWM-VSI). Mais, des conditions spéciales sont ajoutées telles que les impulsions de court-circuit qui sont fournies, dans ce cas, sans « discussion ni de les calculer ni de les placer », [17], [29], [31], [32], [44], [71], [101], [104].

Ce chemin de court circuit exigé peut être réalisé en reliant un autre dispositif de commutation après l'inductance d'entrée; augmentant ainsi le nombre des dispositifs de commutation, [29], [112]. Cependant, ce court circuit peut être fait sans ajouter un dispositif supplémentaire de commutation en employant les états nuls 7, 8 ou 9 (cf. Chapitre 4). Ainsi, des conditions additionnelles telles que la minimisation du nombre de transitions de commutateur, l'utilisation équilibrée des interrupteurs, symétrie dans les courants de sortie modulés afin d'avoir un minimum de distorsion d'harmonique et une réduction de pertes peuvent être imposées, [17], [19], [32-34], [43], [44], [71].

Alors, pour bien satisfaire ces conditions on a proposé le bloc diagramme complet de génération des signaux donné sur la figure 5.7, dont le principe de base de cette technique de modulation proposée repose essentiellement sur l'utilisation d'un seul état nul ; 7 ou 8 ou 9. Dans ce cas là les signaux modulants (représentant les courants sinusoïdaux de référence de fréquence variable) délivrés par la structure de commande via la transformation inverse de Park sont comparés individuellement à une porteuse triangulaire bipolaire de fréquence fixe (décrite par les fonctions blocs disponibles dans la bibliothèque de MATLAB/SIMULINK). Les signaux résultants sont à leur tour comparés entre eux suivant une logique de commutation bien déterminée afin d'obtenir la commande proprement dite des six commutateurs de courant, (cf. fig. 5.7).

Comme le montre cette figure, les états de commutation pour les interrupteurs S_1, S_2, S_3 et S_4 ont été déduits directement de la comparaison précédente des courants i_{sa}^*, i_{sb}^* et i_{sc}^* avec le signal porteur triangulaire. D'autre part, les états de commutation et de court-circuit de S_5 et S_6 étaient indirectement calculés à partir des quatre états de $S_1 \rightarrow S_4$ employant certaines fonctions logiques de telle manière que si S_1 et S_3 sont ON (OFF), S_5 soit OFF (ON) et quand S_2 et S_4 sont OFF (ON), S_6 est ON (OFF). Par conséquent, l'expression logique pour le signal de commande des interrupteurs S_5 et S_6 est donnée par : (en utilisant l'état nul 9)

$$S_5 = S_1 \text{ NOR } S_3, \quad S_6 = S_2 \text{ NOR } S_4 \quad (5.27)$$

Effectivement, cette méthode de modulation peut être employée pour obtenir deux autres modèles de génération d'impulsions avec un circuit logique semblable (en prenant au lieu de l'état de commutation 9 l'état nul 7 ou 8).

La figure 5.8 montre le processus de modulation proposée en détail, correspondant au bloc diagramme de la figure 5.7. Donc à chaque interrupteur ou commutateur, nous lui associons une fonction logique de commande S_i ($i=1...6$) telle que :

$$S_1 = \text{partie positive de } (S_1^* - S_2^*)$$

$$S_2 = \text{partie négative de } (S_1^* - S_2^*)$$

$$\begin{aligned}
 S3 &= \text{partie positive de } (S2^* - S3^*) \\
 S4 &= \text{partie négative de } (S2^* - S3^*) \\
 S5 &= S1 \text{ NOR } S3 \\
 S6 &= S2 \text{ NOR } S4
 \end{aligned}
 \tag{5.28}$$

En utilisant ces fonctions de commutation, on peut aussi vérifier que les courants de lignes i_a , i_b et i_c aiguillés par l'onduleur de courant se déduisent immédiatement en fonction du courant d'entrée I_d :

$$\begin{aligned}
 i_a &= I_d (S1^* - S2^*) \\
 i_b &= I_d (S2^* - S3^*) \\
 i_c &= I_d (S3^* - S1^*)
 \end{aligned}
 \tag{5.29}$$

d'où l'écriture de ces courants sous forme matricielle:

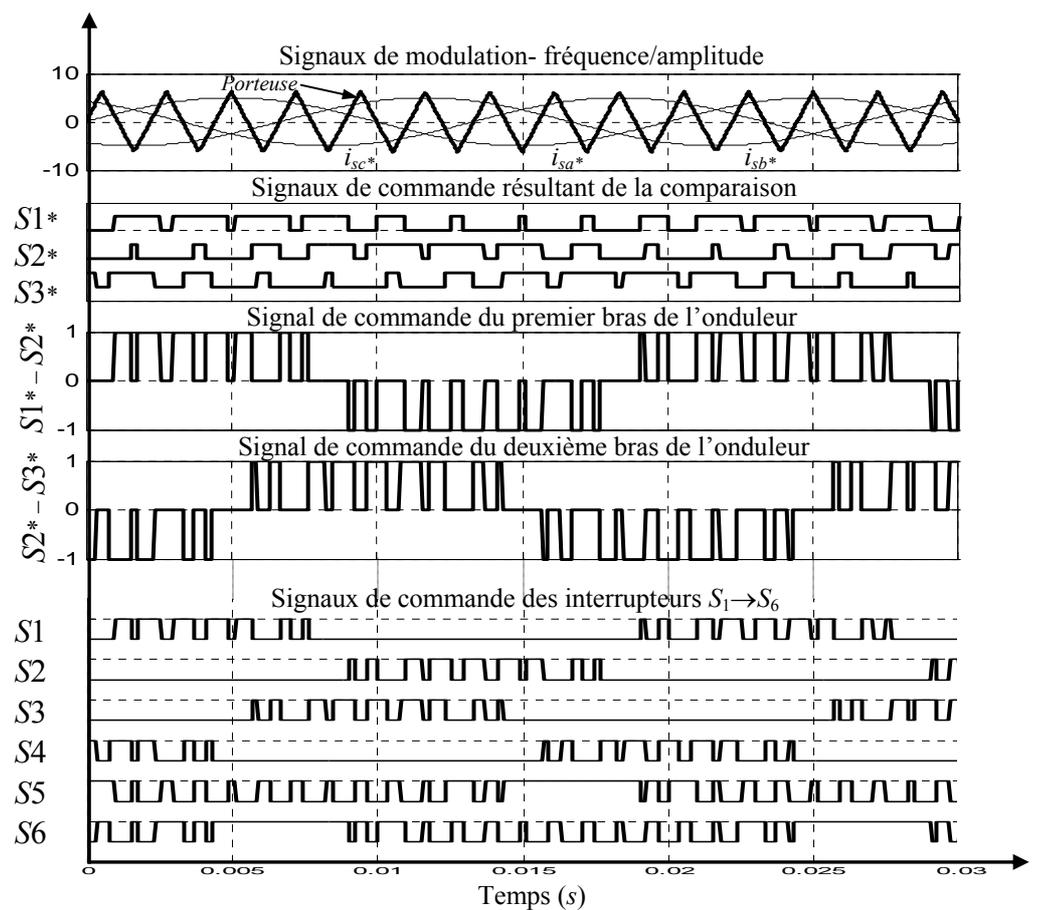
$$[I] = I_d \cdot [C] \cdot [S^*],
 \tag{5.30}$$

avec $I = [i_a, i_b, i_c]^T$, $S^* = [S1^*, S2^*, S3^*]^T$

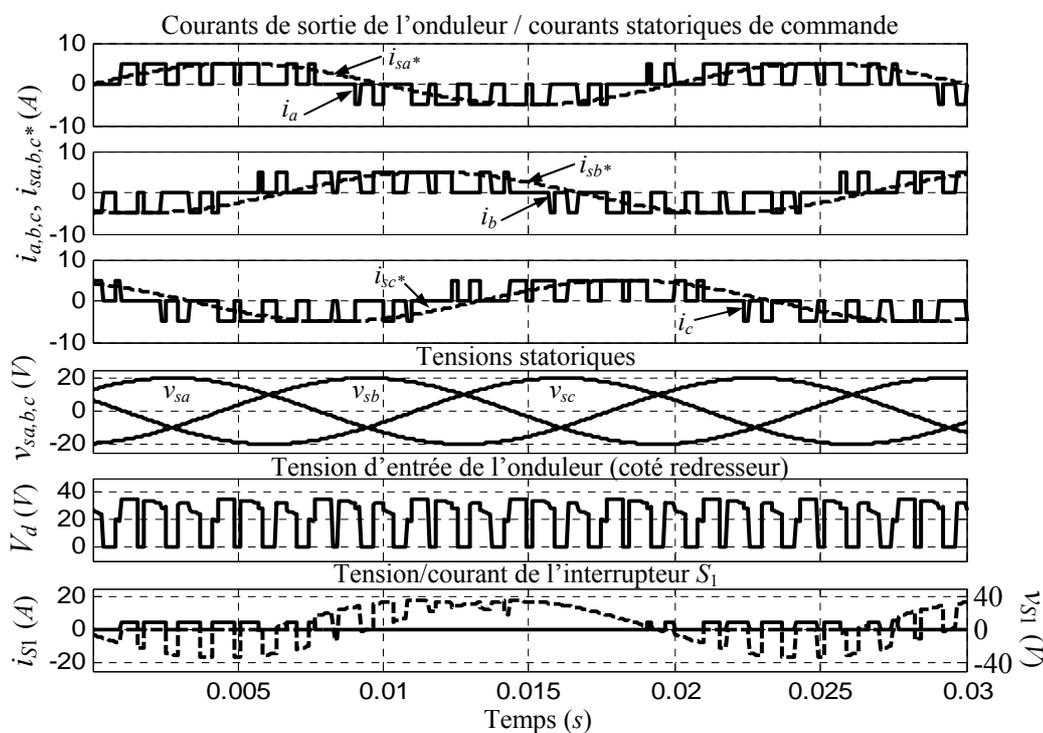
et C appelée matrice de connexion définie par $C = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$

Certainement, les mêmes caractéristiques décrites pour la modulation sinusoïdale classique MLISC (cf. §. 5.3.1.4) peuvent être reportées pour la modulation proposée MLISP avec une simple modification dans les calculs. En outre, il est nécessaire de définir quelques notions de base, pour une référence sinusoïdale, qui doivent être prises en considération lors de la détermination de(s) onde(s) porteuse(s) : [25], [29], [67], [76], [77], [157], [161]

- Par action sur M_a , on peut théoriquement faire accroître, l'amplitude du fondamentale de courant, de zéro jusqu'au maximum.
- Avec cette technique de modulation sinusoïdale, quand l'amplitude du signal de modulation devienne plus grande que la valeur de crête de la triangulaire ($M_a > 1$), la linéarité de modulation est perdue. Une telle surmodulation produit plusieurs harmoniques indésirables qui superposent au signal de sortie.
- Le rapport M_f peut être impair. Le choix de ce rapport comme entier impair produit une symétrie impaire mieux que la symétrie demi-onde. Autrement, seulement les harmoniques impairs qui existent et tous les autres disparaissent de l'onde de sortie.



a)



b)

Fig. 5.8 – a) Processus de modulation dans la MLIS,
b) Formes d'ondes caractéristiques de l'onduleur de courant avec la MLIS

- Si l'indice de modulation M_f n'est pas un nombre entier, la modulation est asynchrone. Les courants de sortie ne sont plus exactement périodiques.
- De même si M_f est faible, on ne peut pas adopter la commande asynchrone. Dans ce cas, les fondamentales des courants de sortie et leurs harmoniques, la valeur moyenne du courant d'entrée et ses harmoniques présenteraient des oscillations importantes qui se traduiraient par des ondulations au niveau du couple moteur. Alors, pour faibles valeurs de M_f , les deux signaux de référence et de modulation doivent être synchronisés. Cette synchronisation de la MLI oblige que M_f soit un entier. Par contre la synchronisation de MLI (où M_f n'est pas entier) est indésirable pour plusieurs applications, car elle présente des sous harmoniques de la fréquence fondamentale.
- Si la valeur de M_f est assez grande, il y aura beaucoup d'harmoniques qui vont être éliminés. Ce qui réduit considérablement les paramètres du filtre de sortie. En fait, si M_f est suffisant, supérieur à 15 par exemple, l'emploi d'une commande asynchrone est pratiquement sans inconvénient.
- D'un autre côté, pour les entraînements de faible puissance, les composants semi-conducteurs utilisés permettent des fréquences de commutation très supérieures à la valeur maximale de la fréquence d'entraînement. On peut alors conserver constante la fréquence de modulation et ne faire varier que la fréquence de référence.
- Par contre, pour les entraînements de forte puissance, les semi-conducteurs utilisés imposent une valeur plus faible de la fréquence de commutation. Il faut donc faire varier la fréquence de modulation en même temps que la fréquence de référence pour que la modulation soit synchrone, tout au moins pour les valeurs élevées des fréquences d'entraînement. Alors pour maintenir la fréquence des commutations à une valeur compatible avec les capacités des semi-conducteurs, il faut modifier l'indice de modulation.

En général, dans le processus de modulation de largeur d'impulsions, la fréquence de commutation devrait être de préférence haute, rejetant ainsi les premiers harmoniques non nuls vers les fréquences élevées et facilitant par conséquent le filtrage. Néanmoins, la limitation de la fréquence de commutation des interrupteurs, qui existe en raison de la largeur minimale des impulsions ainsi que les pertes de commutation, crée une situation contradictoire. En effet, les onduleurs à MLI destinés pour les grandes puissances sont couramment opérés à des très basses fréquences de commutation pour réduire les pertes de commutation. Ainsi, les valeurs de quelque 100 Hertz sont usuelles dans la gamme de mégawatts, [29], [67], [77].

5.4 GÉNÉRATION DES SIGNAUX DE COMMANDE

En se référant à la structure de base de notre système d'entraînement (cf. fig. 4.2) et en adoptant pour l'onduleur de courant les schémas de modulation en boucle ouverte, le bloc diagramme complet du système d'entraînement proposé est donné sur la figure 5.9.

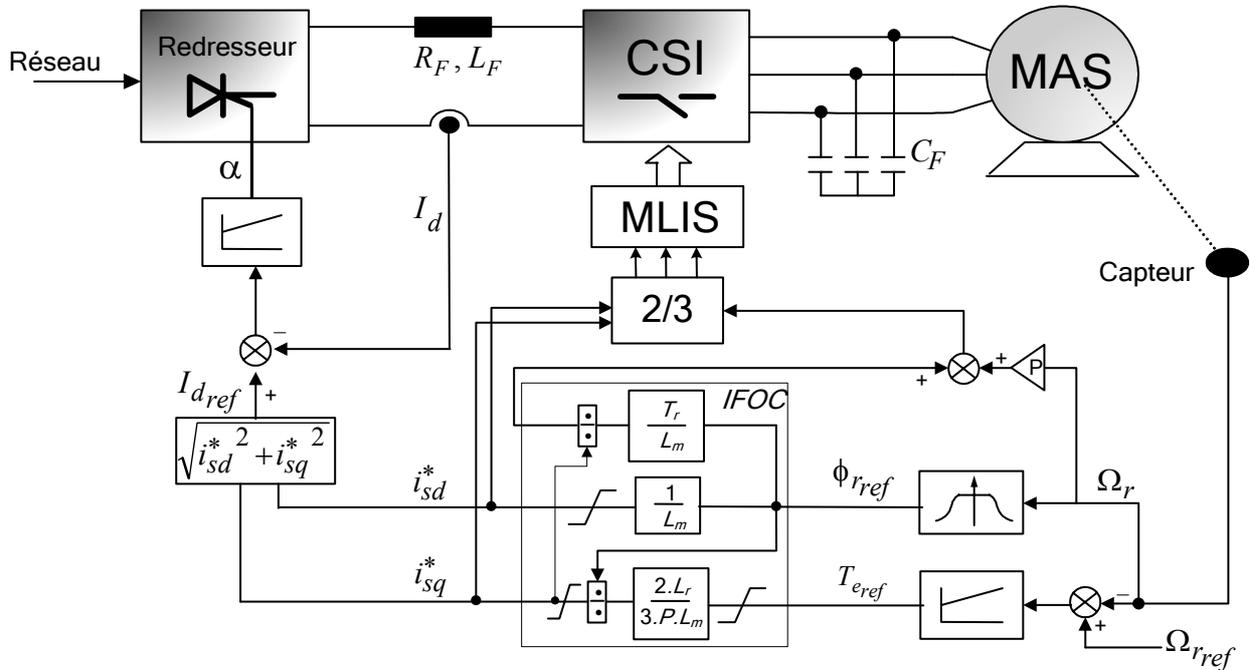


Fig. 5.9 – Bloc diagramme du système d'entraînement proposé

En fait, le système de commande à intégrer doit contrôler le couple du moteur asynchrone alimenté par un onduleur de courant à MLI. Du système de commande que nous considérons, on peut extraire deux fonctionnalités de base :

L'algorithme vectoriel: c'est la fonction principale de la commande. Cet algorithme (IFOC) produit deux commandes de sortie : l'une est la commande d'amplitude du courant statorique qui règle la boucle de courant d'entrée; l'autre est la commande résultant du vecteur courant statorique qui est projeté sur un des six régions de conduction produites par l'onduleur de courant.

L'algorithme MLI: Cet algorithme sert d'interface algorithmique entre l'algorithme vectoriel et le bloc de génération des impulsions de commande de l'onduleur (cf. fig. 5.1). Il calcule les instants de commutation des interrupteurs de l'onduleur à partir des consignes de courant reçus de l'algorithme de contrôle vectoriel.

En fait, en respectant les concepts de modulation indiqués précédemment, les trois courants statoriques de référence utilisés pour cette algorithme peuvent être délivrés par la structure de commande via la transformation inverse de Park (cf. §. A.1.3), comme ils peuvent être obtenus par ces deux étapes de transformations minimisant ainsi le nombre de calculs :

- premièrement la transformation des composantes de courant statorique d'un référentiel $d-q$

tournant au synchronisme à un référentiel α - β fixe par rapport au stator:

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha}^* \\ i_{s\beta}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_s^* & -\sin\theta_s^* \\ \sin\theta_s^* & \cos\theta_s^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd}^* \\ i_{sq}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{j\theta_s^*} \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd}^* \\ i_{sq}^* \end{bmatrix} \quad (5.31)$$

- puis la transformation de ces dernières composantes α - β à un référentiel statorique tournant abc :

$$\begin{bmatrix} i_{sa}^* \\ i_{sb}^* \\ i_{sc}^* \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha}^* \\ i_{s\beta}^* \end{bmatrix}, \quad (5.32)$$

Après que les composantes i_{sd}^* et i_{sq}^* sont converties en ses courants de références par phase i_{sa}^* , i_{sb}^* et i_{sc}^* dans le bloc de modulation (cf. fig. 5.9). L'algorithme MLI traite ces courants de références pour fournir les signaux de commande de l'onduleur $S1 \rightarrow S6$.

La figure 5.9 indique également la génération du courant statorique de commande requise pour le contrôle du courant en boucle fermée. Dont l'amplitude du courant statorique de commande i_s^* est exprimée comme :

$$|\vec{i}_s^*| = \sqrt{(i_{sd}^*)^2 + (i_{sq}^*)^2} = I_{d_{ref}}, \quad (5.33)$$

avec $I_{d_{ref}}$ représente le courant continu de référence, utilisé dans la boucle de régulation du courant redressé.

5.5 RÉSULTATS DE SIMULATION ET DISCUSSION

Le système d'entraînement complet comprenant les convertisseurs et la machine à induction a été simulé avec MATLAB/SIMULINK. La simulation numérique a été effectuée avec les mêmes paramètres, de la machine à induction, utilisés en chapitre 4 (cf. Annexe C)

Pour démontrer les performances de la commande MLI proposée à une onde porteuse (MLISP), quelques résultats de simulation du schéma proposé ont été comparés à ceux de la commande MLI classique (MLISC) proposée par T. Onishi et K. Okitsu (où la même fréquence de modulation ($= 21 \times 50 = 1050 \text{ Hz}$) est utilisée pour les deux stratégies de commande MLI et un rapport de modulation d'amplitude optimal pour chaque stratégie de commande)

Premièrement, pour une vitesse de référence de 100 rad/s , les résultats de simulation du système d'entraînement complet sont donnés sur la figure 5.10.

Nous constatons qu'avec l'introduction du convertisseur alimentant la machine, le temps de réponse en vitesse est pratiquement conservé (cf. fig. B.11), avec l'absence de dépassement, en utilisant la stratégie de modulation proposée MLISP, figure 5.10a.

Également il est bien clair qu'avec la commande MLI proposée, la réponse de vitesse est plus rapide que celle de la méthode MLI classique (MLISC). De plus, pour cette dernière modulation, la

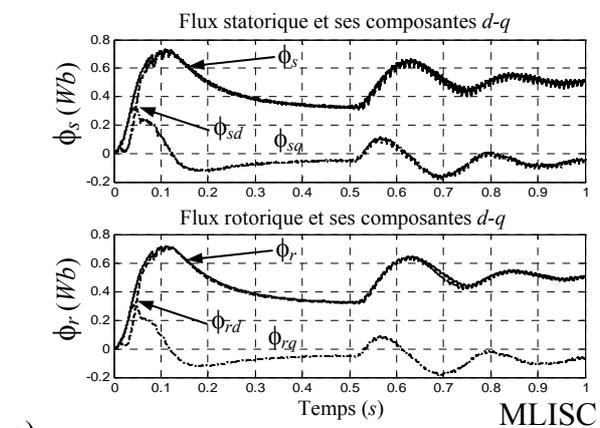
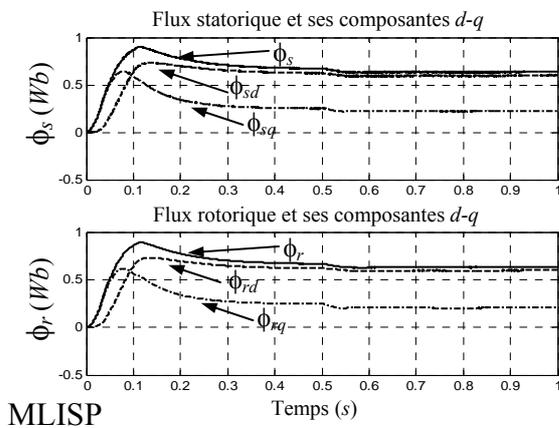
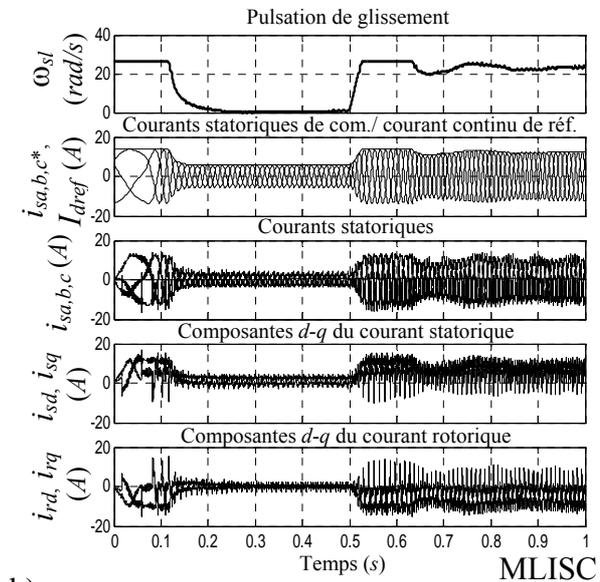
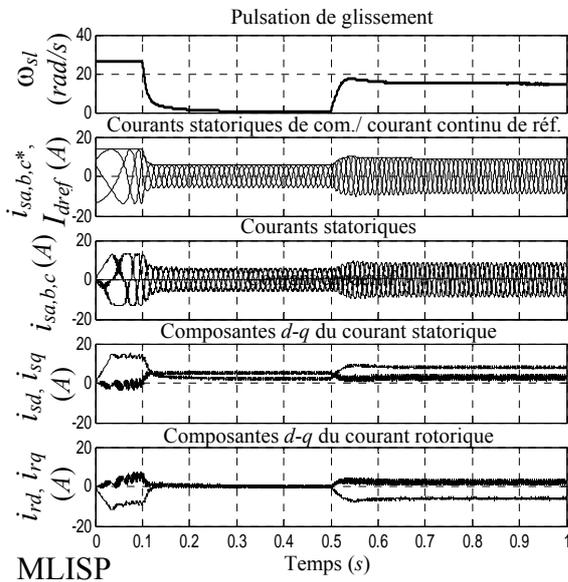
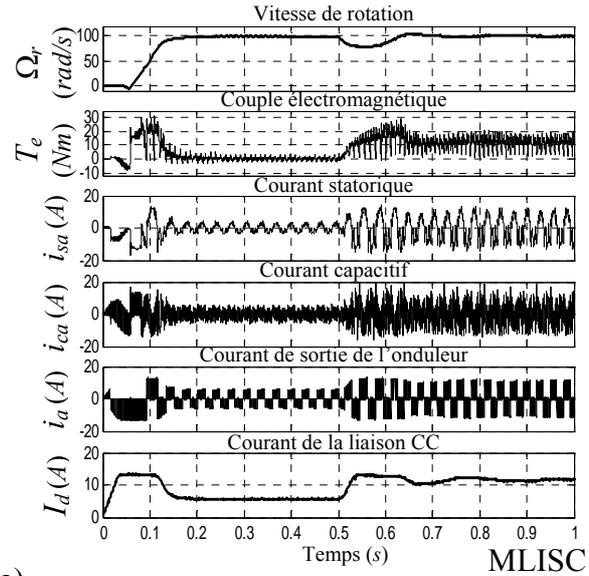
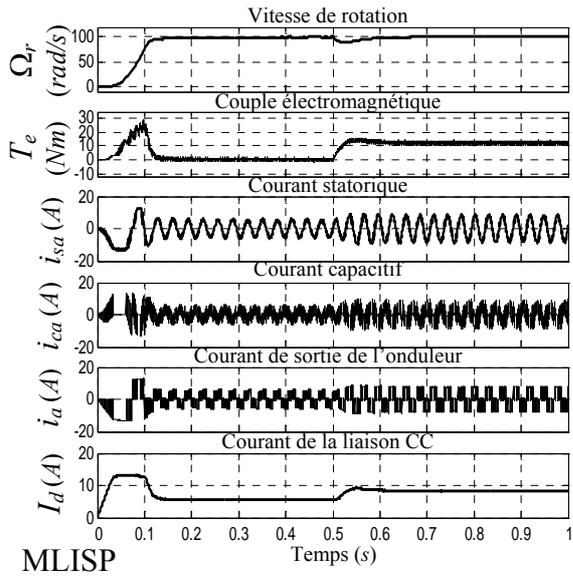


Fig. 5.10– Réponses du système d'entraînement pour une vitesse de référence de 100 rad/s

réponse de vitesse a une valeur négative pendant le démarrage ce qui résulte du comportement dynamique du couple développé.

Cette figure illustre aussi les résultats de simulation du courant de ligne d'une phase (i_{sa}) et du couple développé pour les deux méthodes de modulation du courant. Où on a bien noté que les courants statoriques contrôlés par MLI sont des sièges d'harmoniques à haute fréquence provoquant ainsi des pulsations à hautes fréquences au niveau du couple électromagnétique. De ces résultats, on peut voir que les ondulations du courant et du couple pour la méthode MLISP sont plus petites que celles de la commande MLI classique. Par conséquent, on peut dire que la commande proposée peut réaliser une meilleure commande de courant et de couple.

Par la suite, en représentant dans la même figure l'allure des courants de sortie de l'onduleur ainsi que le courant capacitif, on peut bien juger l'efficacité du filtrage utilisé. Dans la majorité des cas, l'onde de courant résultante à la sortie de l'onduleur est idéalement sinusoïdale ce qui est relativement vérifié dans le cas de la MLI sinusoïdale proposée en se rapprochant ainsi du signal désiré. Néanmoins dans le cas de la MLI classique, la technique de modulation est imparfaite et le continu harmonique est toujours considérable. Cela mène à générer dans la machine à induction des oscillations de couple et par conséquent des bruits acoustiques et des résonances électromagnétiques. Cet effet peut faire injecter du bruit dans la commande et introduire des non linéarités qui peuvent déstabiliser le système.

Maintenant, afin de vérifier le comportement dynamique du système avec les deux méthodes de commande, une variation d'échelon de 0 à 12 Nm a été appliquée à la commande de couple à l'instant 0,5 s où la vitesse angulaire du rotor a été gardée constante. Les résultats de simulation inclus dans la figure 5.10_a prouvent que le fonctionnement en charge cause une petite diminution de la vitesse avec de bonnes performances dynamiques dans le cas de la modulation proposée contrairement à la MLISC.

De même à partir de cette figure on peut bien vérifier que la régulation du courant continu I_d est relativement réalisée, rapidement, sans dépassement et bien lisse dans le cas de la MLISP. Ce qui n'est pas le cas pour la MLISC.

De la figure 5.10_b, on peut bien constaté que les courants statoriques suivent parfaitement les courants de références en embrasant des ondulations de hautes fréquence représentant l'image des pulsations du couple développé. Les oscillations des courants obtenus dans le cas de la MLISC sont directement liées à la fréquence de glissement qui se caractérise par plusieurs secousses en régime permanent qui sont également introduites dans la vitesse de rotation (cf. fig. 5.10_a).

Cette figure montre identiquement les composantes $d-q$ des courants statoriques et rotoriques pour les deux commandes MLI. À partir des quelles, on peut voir que les courants statoriques d'axes $d-q$ sont mal découplés dans les deux cas de la modulation, chose qui mène naturellement à détériorer les performances de base de la commande vectorielle (FOC).

Pour extraire de plus les performances de ces deux modulations on a représenté les allures des composantes de flux statorique/rotorique ainsi que les flux totaux résultants, figure 5.10_c. D'où a bien constaté que la MLISP donne toujours les meilleures caractéristiques par rapport à la MLISC qui souffre encore de grandes oscillations au niveau des flux statorique et rotorique.

Néanmoins la MLISP ne donne pas la réponse idéale des flux rotoriques, prévue pour une commande vectorielle ($\phi_{rq} \neq 0$), ce qui traduit effectivement le couplage qui existe entre les composantes i_{sd}^* et i_{sq}^* (cf. fig. 5.10_b).

Pour bien finaliser la comparaison de ces deux techniques de modulation on a représenté quelques réponses du système d'entraînement en 3 dimensions, figure 5.11. Où on a bien vérifié que la trajectoire du flux statorique est parfaitement sinusoïdale avec une transition douce en démarrage et même en changement de régime de fonctionnement. Ceci est seulement valable dans le cas de la MLISP.

De même, en représentant le courant statorique, on a bien constaté que la MLISP a pu achever un contrôle de couple/courant satisfaisant avec une bonne régulation du courant, même si la forme actuelle du courant statorique est plus proche d'une trapézoïde qu'une sinusoïde. Cette forme trapézoïdale caractérise aussi l'onde de la tension statorique pour les deux cas de modulation, avec toujours le meilleur filtrage qui existe pour la MLISP.

Cette même figure représente le diagramme mécanique de la dynamique vitesse-couple qui se trouve améliorée dans le cas de la MLISP.

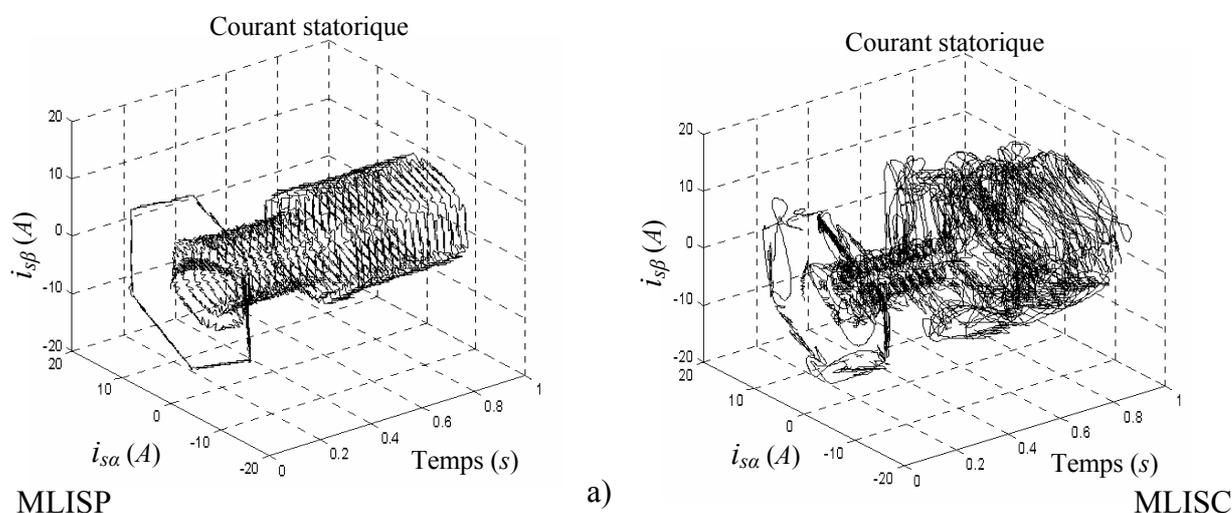
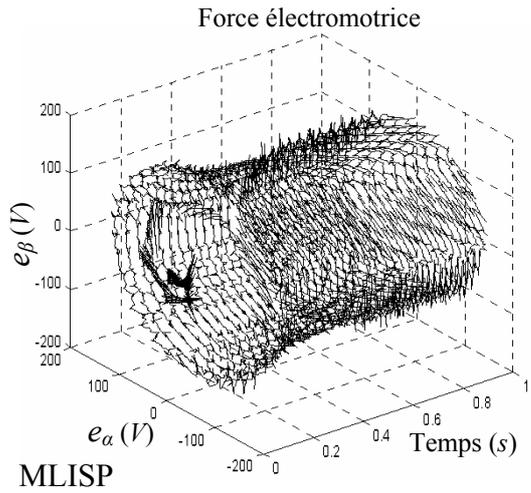
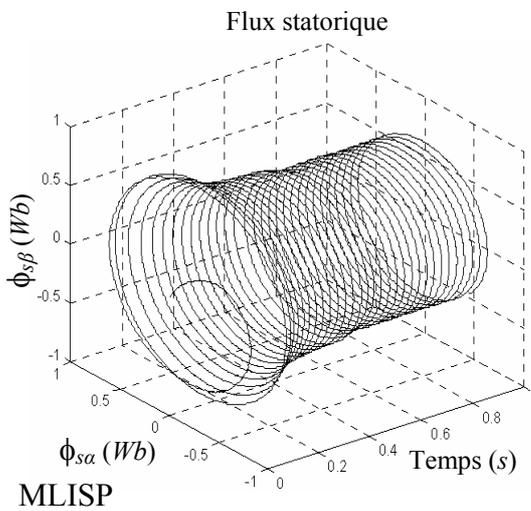
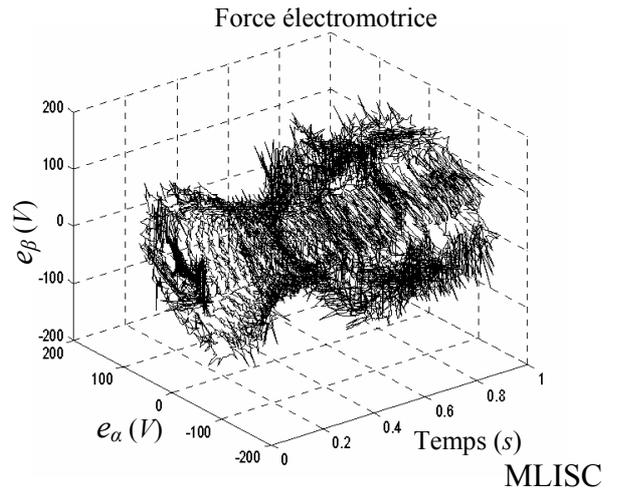


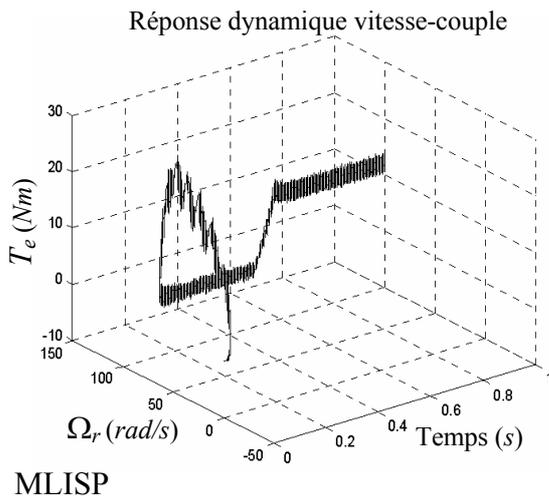
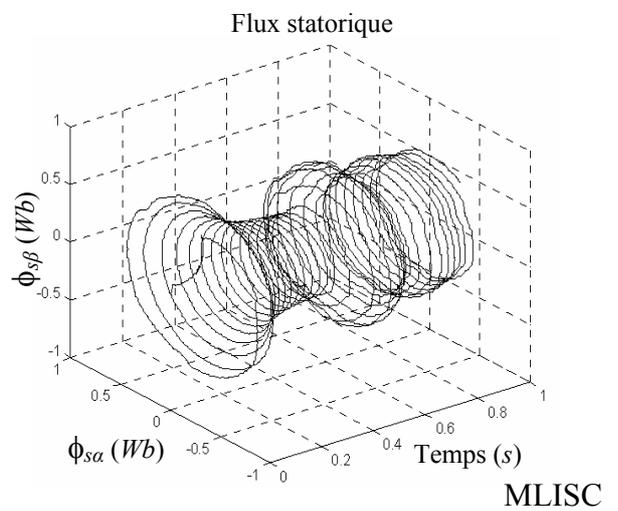
Fig. 5.11– Représentation en 3 dimensions de quelques réponses à grande vitesse



b)



c)



d)

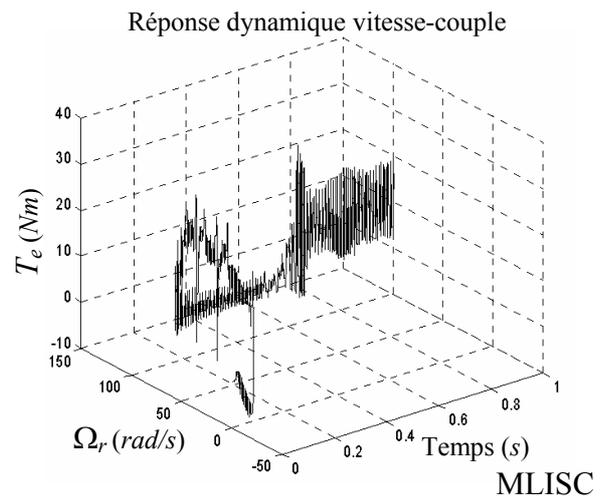


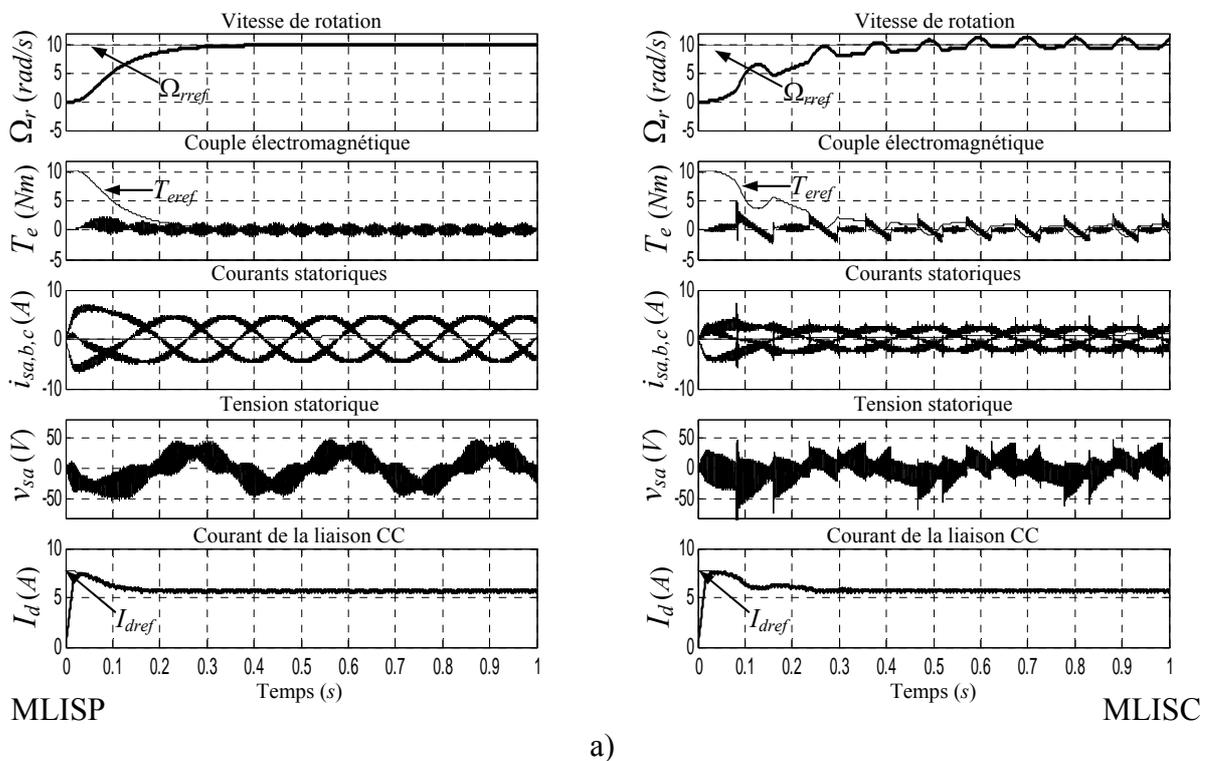
Fig. 5.11– suite

Comme nous le savant bien, le problème d'ondulation de couple affecte peu les performances du système d'entraînement en fonctionnant dans la région à grande vitesse. Cependant, dans la

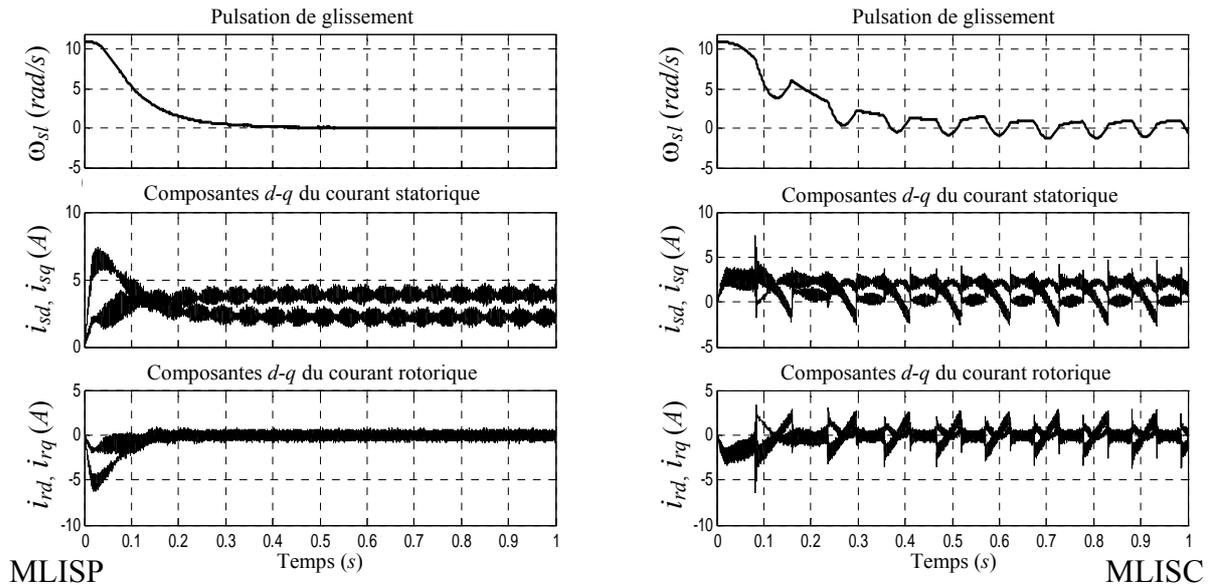
région à vitesse réduite, l'effet néfaste peut devenir significatif; ce qui peut causer non seulement la vibration de vitesse mais également la distorsion de la forme d'onde du courant.

Ainsi, pour une inspection complète de toutes les performances du système, la machine est entraînée à faible vitesse (10 *rad/s*) sans charge, et une comparaison des réponses obtenues en utilisant les deux schémas de commande MLI est montrée dans les figure 5.12-5.14. Où on a bien vérifié que même à faible vitesse, la MLISP offre de bonnes performances au système d'entraînement en améliorant ainsi les réponses statiques et dynamiques. Particulièrement, on peut constater de la figure 5.12, que les courants et tensions statoriques sont moins distordus provoquant ainsi de faibles pulsations dans le couple électromagnétique et par conséquent un minimum d'oscillations de vitesse (relativement négligeable). De plus, cette figure montre que le courant d'entrée de l'onduleur du courant suit bien sa référence en embrassant de faibles ondulations.

Sur la figure 5.12 on a représenté aussi la fréquence de glissement et les composantes *d-q* des courants statoriques/rotoriques, et on a constaté de nouveau que les pulsations des courants statoriques ainsi que celles du couple sont proportionnelles à cette fréquence. À partir de cette figure on peut remarquer aussi qu'à faible vitesse, le problème de couplage *d-q* persiste toujours dans le cas de la MLISC contrairement à la MLISP (où les composantes *d-q* des courants statoriques se trouvent relativement découplées).

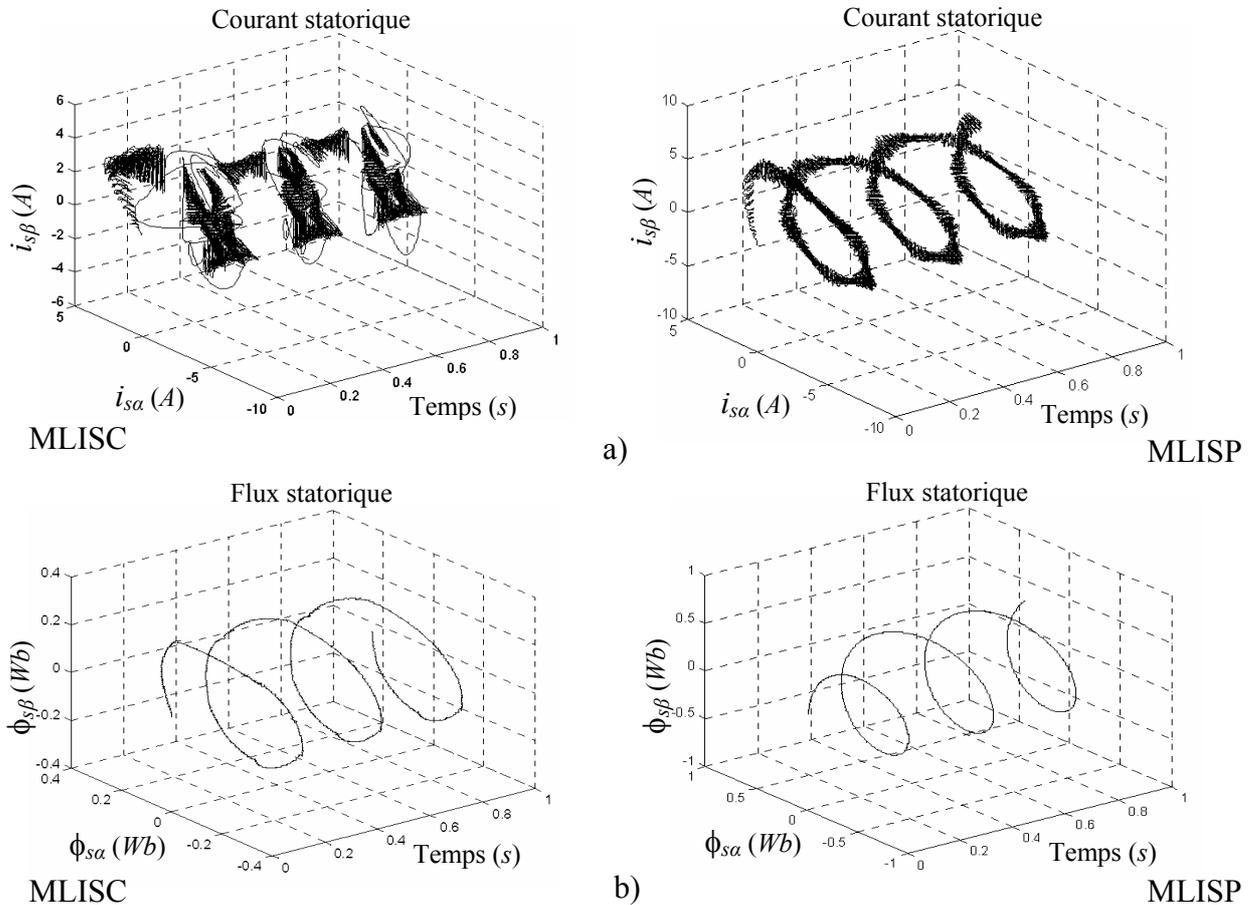


a)
Fig. 5.12 – Réponses du système d'entraînement pour une vitesse de référence de 10 *rad/s*



b)
Fig. 5.12 – Suite

De même, la représentation 3D des courants/flux statoriques (figure 5.13) a bien montré que la MLISP apporte les meilleures performances soit au niveau de la forme ou le continu harmonique dans le courant statorique ainsi que le flux statorique qui se caractérise par une forme parfaitement sinusoïdale.



a) b)
Fig. 5.13 – Représentation en 3 dimensions du flux/courant statorique
à faible vitesse d'entraînement

Finalement, afin de confirmer l'effet de la réduction d'ondulations du couple, nous avons examiné le comportement du moteur à induction en régime permanent avec les deux méthodes de modulation (à grande et faible vitesse) sans l'utilisation d'expansion de Fourier.

Alors, en donnant l'intérêt à l'effet des harmoniques des courants statoriques sur les ondulations du couple, on a représenté les allures de ces derniers avec celles des tensions statoriques pour les deux gammes de vitesse, figure 5.14. Où on note bien que les ondulations du couple augmentent de plus en plus avec celles des courants et tensions pour les faibles vitesses. En effet, des rotations de type jerks naissent dans le cas de la modulation MLISC gênant ainsi trop le positionnement de la machine.

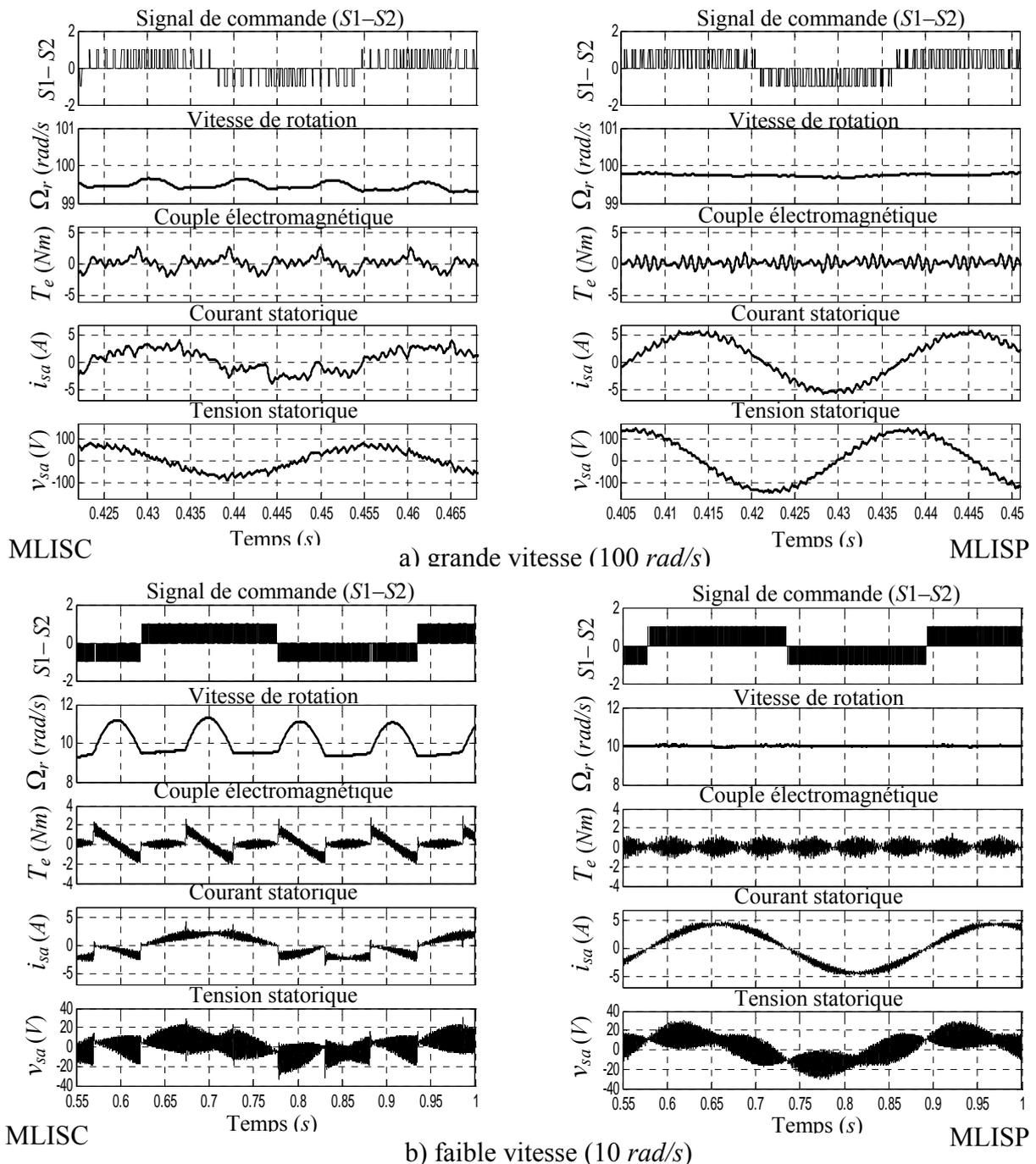


Fig. 5.14– Réponses du système en régime permanent

D'un autre côté en comparant les deux schémas de modulation, soit à faible ou grande vitesse, il est bien montré de ces mêmes figures, qu'une réduction appréciable des ondulations de courant, tension et couple et donc une minimisation de vibration de vitesse ont été obtenues en utilisant la stratégie de modulation proposée (MLISP). Par contre le seul avantage qu'on peut trouver avec la MLISC est le nombre de commutation qui est relativement faible par rapport à celui de la MLISP.

En fait, à faible vitesse, on peut bien estimer ou évaluer la valeur maximale de l'ondulation du couple de 9.33% pour la MLISP et de 23.33% pour la MLISC et par la suite des oscillations ou des vibrations de vitesse de l'ordre de 18,6% dans le cas de la MLISC et approximativement 1.5% avec la MLISP.

5.6 CONCLUSION

L'approche MLI est l'une des meilleures techniques employées dans les onduleurs de puissance pour obtenir une sortie alternative contrôlable. Cette stratégie MLI bien connue est une méthode de moduler les courants de sortie de l'onduleur de courant donnant une forme d'onde de courant avec un faible contenu harmonique d'ordre inférieur; ainsi la réduction des harmoniques d'ordre inférieur du couple est généralement prévue.

En adoptant une telle technique pour notre système d'entraînement, l'analyse effectuée dans ce chapitre a été visée pour modifier la commande MLI classique (MLISC) proposée par T. Onishi et K. Okitsu afin d'améliorer les performances de notre système particulièrement en termes des pulsations des courants/couple. Pour ce but, une MLI sinusoïdale avec une seule onde porteuse (MLISP) a été proposée. En fait, le schéma de modulation proposé est obtenu en utilisant une approche plus simple que la modulation classique qui exige une implantation hardware très compliquée.

Alors pour comparer ces deux stratégies de modulation appliquées pour un onduleur de courant à MLI alimentant la machine asynchrone, une simulation numérique du système sous l'environnement MATLAB/SIMULINK a été développée. Les résultats à faible et grande vitesse ont confirmé l'efficacité de la stratégie proposée (MLISP) et montré les avantages de cette technique de modulation par rapport à la modulation classique soit dans la réponse de vitesse ou l'ondulation courant/couple.

La raison, pour laquelle la MLISP a moins d'ondulations de couple que la modulation classique, est que la différence entre les harmoniques du courant impliqués dans la production de couple est moins avec la MLISP qu'avec la MLISC (Ce fait peut être employé en concevant de nouvelles méthodes de MLI avec moins d'ondulations de couple).

Néanmoins, une telle modulation sinusoïdale est particulièrement bien adaptée à l'électronique analogique mais difficilement réalisable en numérique. De plus, la MLISP souffre d'un problème inhérent qui consiste dans le couplage des composantes statoriques survenant surtout à haute vitesse d'entraînement. Ce problème de couplage des courants a été résolu dans la deuxième partie de ce travail en employant ainsi la stratégie de modulation vectorielle (SVM) au lieu de la méthode MLI à onde porteuse (cf. Chapitre 6).

Chapitre - 6

*La Modulation Vectorielle Appliquée
pour un Onduleur de Courant :*

*Réduction des Ondulations du couple
et Amélioration des Performances du Système*

6.1 INTRODUCTION

La technique la plus commune pour synthétiser des formes d'onde MLI sinusoïdales pour des onduleurs est la méthode MLI à onde porteuse qui était particulièrement appropriée aux modulateurs analogiques. Un inconvénient avec ces techniques de modulation, cependant, est qu'elles incluent en soi un effort inutile de calcul, car les points de commutation pour chacune des trois phases sont habituellement évalués indépendamment. Alternativement, la stratégie de modulation vectorielle performe simultanément la génération des formes d'onde pour toutes les trois phases dans un référentiel biphasé, éliminant ainsi la redondance de considérer chaque phase comme une entité séparée. Par conséquent, la modulation vectorielle est devenue « standard » pour les convertisseurs de puissance et un effort important de recherches a été consacré à ce propos, [4], [22], [26], [27], [29], [32], [50], [51], [71], [76], [77], [84-86], [90], [94-96], [101], [102], [139], [140], [144], [146], [155], [156], [159-173].

Avec le développement des microprocesseurs, la modulation vectorielle (SVM) est devenue une des méthodes de MLI les plus importantes pour les convertisseurs triphasés. Elle emploie le concept des vecteurs d'espace pour la détermination des instants de commutation des interrupteurs, simplifiant ainsi l'implantation hardware des modulateurs MLI. Également, une aptitude pour l'implantation digitale facile et une large gamme de modulation linéaire pour des tensions ou des courants de sortie de l'onduleur sont les caractéristiques notables de la modulation vectorielle, [104-106], [108-114], [118], [120], [121], [124],

De plus, la modulation vectorielle est la stratégie préférée pour des entraînements à performances élevées dues à la plus grande utilisation du courant continu et les possibilités de réduire les pertes de commutation par rapport à la technique de modulation traditionnelle (sinusoïdale). Alors, afin de réaliser une régulation rapide du courant de sortie de l'onduleur CSI, qui résulte à contrôler la tension de sortie, un modèle de modulation vectorielle en boucle ouverte est développé.

Bien que des stratégies de modulation et de commande pour les onduleurs de courant soient beaucoup moins développées que pour les onduleurs de tension, quelques avances ont été faites pour l'application de la théorie de la modulation de largeur d'impulsion à la commande de ces onduleurs, [26], [27], [29], [32], [71], [96], [101], [102], [121]. Des travaux plus récents ont également prouvés que, malgré que les deux topologies ne soient pas exact conjugué, elles ont beaucoup en commun dans un sens des vecteurs d'espace. Par conséquent, les stratégies de modulation qui sont optimisées pour un onduleur de tension peuvent être appliquées à un onduleur de courant (CSI) avec peu de modification pour réaliser des avantages harmoniques semblables.

6.2 LES VECTEURS COURANT

Comme nous l'avons déjà dit, pour un onduleur de courant idéal à six interrupteurs, il n'existe que neuf configurations possibles selon l'état de ses interrupteurs, ce qui correspond à neuf combinaisons de courant soit, dans le repère $\alpha - \beta$, neuf vecteurs de courants statoriques applicables au moteur. Alors, chaque configuration fixe le système de courant en ligne circulant dans les phases du récepteur auquel on peut associer le vecteur spatial instantané défini par :

$$\vec{i} = \frac{2}{3} (i_a + i_b e^{j2\pi/3} + i_c e^{j4\pi/3}), \quad (6.1)$$

et qui peut donc prendre sept valeurs possibles en fonction de l'état de chaque configuration, définissant ainsi les neuf vecteurs de courant de sortie de l'onduleur CSI dans un référentiel fixe.

En fait, quand toutes les combinaisons permises de commutation du pont onduleur sont considérées, neuf vecteurs des courants de phase sont trouvés en mode d'opération normale. Six de ces derniers sont des vecteurs différents de zéro (vecteurs d'états actifs) et trois sont les vecteurs zéro. Les vecteurs nuls correspondent aux états dans lesquels les deux commutateurs conduisent simultanément dans le même bras du pont et le courant I_d est court-circuité par les commutateurs.

Tous ces états de commutation peuvent être définis par des fonctions de commutation par phase; Sw_a , Sw_b et Sw_c qui sont montrés, avec les vecteurs d'états correspondants, dans le tableau 6.1. Où la fonction de commutation d'une phase est 1 si seulement l'interrupteur du demi pont supérieur est mis en marche, -1 si seulement l'interrupteur du demi pont inférieur est conducteur et 0 si les deux commutateurs du même bras sont à l'état On ou Off. Pour la clarté, dans le tableau 6.1, la fonction de commutation est donnée la valeur **0** "gras" si les deux commutateurs sont fermés, et 0 normale si les deux commutateurs sont ouverts.

En utilisant ces fonctions de commutation, l'équation 6.1 peut être réécrite comme suit

$$\vec{i} = (2/3) \cdot I_d (Sw_a + Sw_b \cdot e^{j2\pi/3} + Sw_c \cdot e^{j4\pi/3}) = (2/3) \cdot I_d \cdot e^{j\theta t}, \quad (6.2)$$

de la quelle, on peut voir que les neuf états des vecteurs courant sont donnés par :

$$\begin{aligned} \vec{i}_1 &= |\vec{i}| \cdot (1, 0, -1) = (2/\sqrt{3}) \cdot I_d \cdot e^{j(\pi/6)}, & \vec{i}_2 &= |\vec{i}| \cdot (0, 1, -1) = (2/\sqrt{3}) \cdot I_d \cdot e^{j(\pi/2)}, \\ \vec{i}_3 &= |\vec{i}| \cdot (-1, 1, 0) = (2/\sqrt{3}) \cdot I_d \cdot e^{j(5\pi/6)}, & \vec{i}_4 &= |\vec{i}| \cdot (-1, 0, 1) = (2/\sqrt{3}) \cdot I_d \cdot e^{j(7\pi/6)}, \\ \vec{i}_5 &= |\vec{i}| \cdot (0, -1, 1) = (2/\sqrt{3}) \cdot I_d \cdot e^{j(3\pi/2)}, & \vec{i}_6 &= |\vec{i}| \cdot (1, -1, 0) = (2/\sqrt{3}) \cdot I_d \cdot e^{j(11\pi/6)}, \\ \vec{i}_7 &= |\vec{i}| \cdot (\mathbf{0}, \mathbf{0}, \mathbf{0}) = \vec{0}, & \vec{i}_8 &= |\vec{i}| \cdot (\mathbf{0}, \mathbf{0}, \mathbf{0}) = \vec{0}, & \vec{i}_9 &= |\vec{i}| \cdot (\mathbf{0}, \mathbf{0}, \mathbf{0}) = \vec{0}. \end{aligned} \quad (6.3)$$

Tableau 6.1– États de commutation et les fonctions de commutation par phase correspondantes

| États de commutation | Fonction de commutation | | | Courants de phase | | | Nom |
|----------------------|-------------------------|-----------|-----------|-------------------|--------|--------|-------------|
| | S_{w_a} | S_{w_b} | S_{w_c} | i_a | i_b | i_c | |
| 1 | 1 | 0 | -1 | I_d | 0 | $-I_d$ | \vec{i}_1 |
| 2 | 0 | 1 | -1 | 0 | I_d | $-I_d$ | \vec{i}_2 |
| 3 | -1 | 1 | 0 | $-I_d$ | I_d | 0 | \vec{i}_3 |
| 4 | -1 | 0 | 1 | $-I_d$ | 0 | I_d | \vec{i}_4 |
| 5 | 0 | -1 | 1 | 0 | $-I_d$ | I_d | \vec{i}_5 |
| 6 | 1 | -1 | 0 | I_d | $-I_d$ | 0 | \vec{i}_6 |
| 7 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | \vec{i}_7 |
| 8 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | \vec{i}_8 |
| 9 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | \vec{i}_9 |

Les dernières équations indiquent que ces vecteurs courants ($\vec{i}_1 \rightarrow \vec{i}_6$) dans un référentiel stationnaire $d-q$, représentant des vecteurs courants non nuls, ont la même amplitude $2I_d/\sqrt{3}$, mais une phase $\pi/3$ différence les uns des autres. \vec{i}_7 , \vec{i}_8 et \vec{i}_9 sont le même vecteur, ses courants de sortie sont nuls, d'où le prétendu vecteur courant zéro. Sur la figure 6.1 nous avons représenté ces neuf vecteurs de courant de sortie de l'onduleur dans le plan $\alpha-\beta$, où les six vecteurs non nuls définissent six secteurs angulaires de $\pi/3 \text{ rad}$. Si on repère ces secteurs par un indice entier k , on peut exprimer les vecteurs par les relations suivantes: (Puisque les effets des trois vecteurs zéro sont égaux, ils sont indiqués homogènement comme état 0).

$$\begin{aligned}
 \vec{i}_k &= \frac{2}{\sqrt{3}} I_d \cdot \expj\left(\frac{k\pi}{3} - \frac{\pi}{6}\right) \\
 \vec{i}_{k+1} &= \frac{2}{\sqrt{3}} I_d \cdot \expj\left(\frac{k\pi}{3} + \frac{\pi}{6}\right), \quad k=1, 2, \dots, 6 \\
 \vec{i}_0 &= \vec{i}_{7,8,9}
 \end{aligned} \tag{6.4}$$

La représentation de ces neuf vecteurs dans un plan conduit à un hexagone à l'intérieur duquel on définit six secteurs numérotés de 1 à 6. On retrouve donc un hexagone identique à celui correspondant à la description fonctionnelle de l'onduleur de tension. Son application pour la commande conduit donc à des résultats tout à fait comparables quant aux calculs des intervalles de conduction des semi-conducteurs. Mais il convient de noter que bien que les angles entre les vecteurs actifs soient 60° pour le VSI et le CSI, les vecteurs d'espace de CSI devancent ceux de VSI par 30° dans un sens absolu, [11], [96], [102], [112], [146], [164], [169-171].

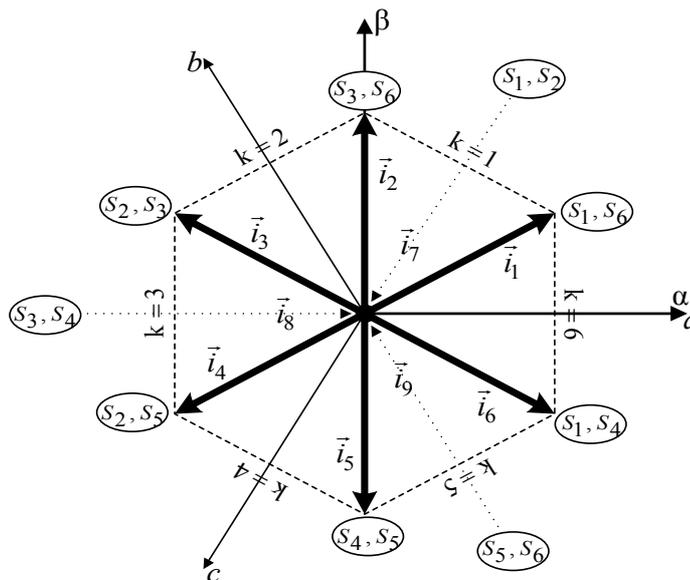


Fig. 6.1– Vecteurs de courant de sortie de l'onduleur dans le plan $\alpha - \beta$

En fait, ces différents sept vecteurs du courant de sortie de l'onduleur \vec{i} montrés dans la figure 6.1 résument les neuf combinaisons de courant définies dans le tableau 6.2, où on remarque au passage que i_α et i_β sont les deux composantes du courant de sortie de l'onduleur (\vec{i}) dans le plan complexe $\alpha - \beta$:

$$\vec{i} = i_\alpha + j \cdot i_\beta \tag{6.5}$$

Tableau 6.2– Combinaisons des vecteurs courant d'un onduleur idéal (à trois bras)

| Interrupteur N° $S_1-S_2 \quad S_3-S_4 \quad S_5-S_6$ | i_α | i_β | vecteur courant \vec{i}_k | \vec{i}_k |
|--|------------|-----------------|---------------------------------|-------------|
| 1 0 0 0 0 1 | I_d | $I_d/3^{1/2}$ | $(2I_d e^{(j\pi/6)})/3^{1/2}$ | \vec{i}_1 |
| 0 0 1 0 0 1 | 0 | $2I_d/3^{1/2}$ | $(2I_d e^{(j\pi/2)})/3^{1/2}$ | \vec{i}_2 |
| 0 1 1 0 0 0 | $-I_d$ | $I_d/3^{1/2}$ | $(2I_d e^{(j5\pi/6)})/3^{1/2}$ | \vec{i}_3 |
| 0 1 0 0 1 0 | $-I_d$ | $-I_d/3^{1/2}$ | $(2I_d e^{(j7\pi/6)})/3^{1/2}$ | \vec{i}_4 |
| 0 0 0 1 1 0 | 0 | $-2I_d/3^{1/2}$ | $(2I_d e^{(j3\pi/2)})/3^{1/2}$ | \vec{i}_5 |
| 1 0 0 1 0 0 | I_d | $-I_d/3^{1/2}$ | $(2I_d e^{(j11\pi/6)})/3^{1/2}$ | \vec{i}_6 |
| 1 1 0 0 0 0 | 0 | 0 | 0 | \vec{i}_7 |
| 0 0 1 1 0 0 | 0 | 0 | 0 | \vec{i}_8 |
| 0 0 0 0 1 1 | 0 | 0 | 0 | \vec{i}_9 |

Puisque les caractéristiques de performance d'un modulateur dépendent principalement du niveau d'utilisation du courant continu, c'est à dire, l'indice de modulation, il est utile de définir le terme d'indice de modulation à ce stade. En fait, le courant I_d est relié au courant de sortie de l'onduleur \vec{i} par l'indice de modulation m tel que :

$$m = I / I_d \quad (I \text{ est l'amplitude de la fondamentale du courant } \vec{i}) \quad (6.6)$$

6.3 LA MLI VECTORIELLE

Comme montré en chapitre 5, à l'opération avec des formes d'onde modulées en MLI, les trois vecteurs zéro \vec{i}_7 , \vec{i}_8 et \vec{i}_9 sont ajoutés au modèle de commutation (cf. fig. 6.1). Comme résultat, toutes les stratégies de modulation MLI, pour un onduleur de courant, sélectionnent des neuf combinaisons possibles de commutation, desquelles six sont des vecteurs actifs et trois sont les vecteurs zéro. Tandis que, les schémas de modulation à onde(s) porteuse(s) choisissent implicitement ces vecteurs par comparaison d'une forme d'onde porteuse avec une forme d'onde de référence, les schémas de modulation vectorielle choisissent explicitement des vecteurs actifs et zéro et les placent au cours d'une période de modulation. En outre, la technique de modulation vectorielle diffère des méthodes mentionnées ci-dessus où il n'y pas de modulateurs séparés utilisés pour chacune des trois phases. En revanche, le vecteur courant de référence complexe est traité tout entier, [22], [77], [95], [96], [104], [108], [109], [121], [161], [165].

Il est bien connu que la modulation vectorielle des courant soit le schéma le plus préférable pour la régulation instantanée du courant puisqu'il donne ; une large gamme de régulation linéaire, moins de distorsion harmonique et une réponse transitoire rapide. En plus de sa simplicité d'implantation, la méthode de modulation vectorielle a des caractéristiques de performance supérieures et est possiblement la méthode la plus populaire ou la plus répandue.

Puisque cette technique de modulation numérique utilise la théorie du vecteur d'espace, la méthode a été appelée Space Vector PWM (SVPWM) ou Space Vector Modulation (SVM), [22], [111], [135], [139], [140], [159], [164], [170], [171].

6.3.1 DESCRIPTION DE LA MÉTHODE

Le principe d'une telle technique est identique à celui présenté dans le cas de l'onduleur de tension : après avoir repéré la position du vecteur courant de référence dans l'hexagone, on définit deux composantes du vecteur d'espace de référence à partir de ses projections sur deux vecteurs sources délimitants le secteur auquel il appartient. Ces projections donnent directement la durée

d'application des vecteurs sources concernés et la répartition des états nuls est décidée par le programmeur et typiquement une séquence de modulation est choisie avec la considération des pertes de commutation et la qualité des formes d'onde de sortie, [11], [84], [106], [118], [144], [162], [164], [166], [167], [169], [173].

En fait, les neuf vecteurs de courant que nous avons défini précédemment correspondent aux courants de sortie de l'onduleur qu'on pourrait mesurer si les interrupteurs de l'onduleur restaient dans un état correspondant à un vecteur donné. Mais le but de la méthode vectorielle est d'obtenir un courant de sortie (ou courant statorique) quelconque. Pour cela, les trois courants de phase désirés à la sortie de l'onduleur peuvent être représentés par un vecteur équivalent \vec{i}_s^* tournant dans le sens antihoraire comme montré dans la figure 6.2a. L'amplitude de ce vecteur est liée à l'amplitude du courant de sortie (cf. fig. 6.2b) et le temps pris par ce vecteur pour accomplir une révolution est identique à la période de temps fondamentale du courant de sortie.

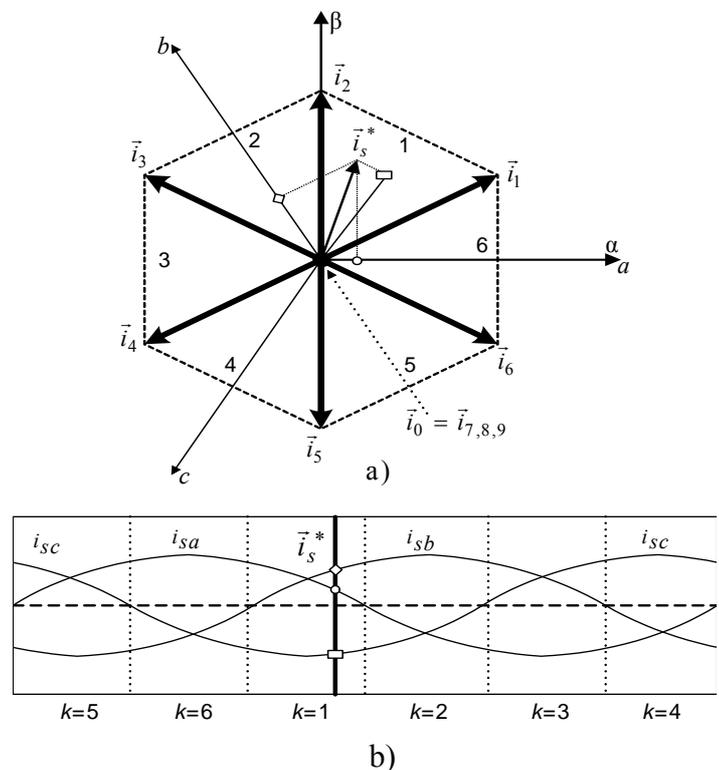


Fig. 6.2– a) Les vecteurs courant de sortie de l'onduleur dans le plan $\alpha - \beta$;
b) Le vecteur courant de sortie dans le domaine temporelle

Les avantages principaux de cette représentation mathématique sont:

- L'analyse des systèmes triphasés en ensemble au lieu de traiter chaque phase.
- Elle permet d'employer les propriétés de la rotation vectorielle.

En employant un tel principe, le vecteur courant \vec{i}_s^* peut être alors situé n'importe où à l'intérieur des bords de l'hexagone. Par conséquent n'importe quel vecteur, courant de référence désiré, peut être obtenu comme une combinaison linéaire des vecteurs de commutation permis.

Nous avons déjà vu qu'à un instant donné, l'onduleur de courant pouvait générer seulement neuf courants \vec{i}_k ($k=1,\dots,9$) dans le plan de la transformée de Concordia, dont trois sont nuls et six ont le module $2/\sqrt{3}\cdot I_d$ et la direction $\pi/6\cdot(2k-1)$. Deux vecteurs successifs, notés \vec{i}_k et \vec{i}_{k+1} définissent le secteur k avec k appartenant à l'intervalle [1 6]. On peut écrire donc les courants \vec{i}_k sous la forme polaire suivante :

$$\vec{i}_k = \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix}_k = \frac{2}{\sqrt{3}} I_d \begin{bmatrix} \cos\left(k\frac{\pi}{3} - \frac{\pi}{6}\right) \\ \sin\left(k\frac{\pi}{3} - \frac{\pi}{6}\right) \end{bmatrix} = \frac{2}{\sqrt{3}} I_d \exp j\left(k\frac{\pi}{3} - \frac{\pi}{6}\right) \quad (6.7)$$

L'onduleur ne peut fournir de façon exacte et instantanée que des courants de type \vec{i}_k . On peut réaliser un courant quelconque \vec{i}_s^* qu'en valeur moyenne sur une période d'échantillonnage T_s . Pour montrer cela, il est intéressant d'écrire le courant \vec{i}_s^* que l'on veut réaliser sous forme polaire ; il est de module $|\vec{i}_s^*|$ et d'angle polaire θ^* :

$$\vec{i}_s^* = \begin{pmatrix} i_{s\alpha}^* \\ i_{s\beta}^* \end{pmatrix} = |\vec{i}_s^*| \begin{bmatrix} \cos\theta^* \\ \sin\theta^* \end{bmatrix} = |\vec{i}_s^*| \exp j\theta^* \quad (6.8)$$

On repère à quel secteur (1 à 6) son vecteur appartient, c'est à dire qu'on doit déterminer l'entier k appartenant à l'intervalle [1 6] et l'angle θ_k^* appartenant à $[0 60^\circ]$, tel que :

$$\theta^* = \pi/6(2k-1) + \theta_k^*, \quad (6.9)$$

et
$$\vec{i}_s^* = |\vec{i}_s^*| \exp j(\pi/6(2k-1) + \theta_k^*)$$

Puisque l'on n'obtient \vec{i}_s^* qu'en valeur moyenne, on doit appliquer des valeurs réalisables \vec{i}_k pendant des durées adéquates sur l'intervalle d'échantillonnage T_s .

Dans l'espace vectorielle, selon le principe d'équivalence, les règles de fonctionnement suivantes sont obéies :

$$\vec{i}_1 = -\vec{i}_4, \quad \vec{i}_2 = -\vec{i}_5, \quad \vec{i}_3 = -\vec{i}_6, \quad \vec{i}_7 = \vec{i}_8 = \vec{i}_9 = \vec{0}, \quad \vec{i}_1 + \vec{i}_3 + \vec{i}_5 = \vec{0} \quad (6.10)$$

Dans un intervalle d'échantillonnage, le vecteur de courant de sortie de l'onduleur \vec{i} peut être écrit comme suit:

$$\vec{i}(t) = T_1/T_s \cdot \vec{i}_1 + T_2/T_s \cdot \vec{i}_2 + \dots + T_6/T_s \cdot \vec{i}_6 + T_7/T_s \cdot \vec{i}_7 + T_8/T_s \cdot \vec{i}_8 + T_9/T_s \cdot \vec{i}_9 \quad (6.11)$$

où T_1, T_2, \dots, T_9 sont les temps d'applications des vecteurs $\vec{i}_1, \vec{i}_2, \dots, \vec{i}_9$, $T_1, T_2, \dots, T_9 \geq 0$, avec $\sum_{i=1..9} T_i = T_s$ et T_s est la période d'échantillonnage.

Selon les équations (6.10) et (6.11), la décomposition de \vec{i} dans $\vec{i}_1, \vec{i}_1, \dots, \vec{i}_9$ a des manières infinies. Cependant, afin de réduire le nombre d'actions de commutation et d'établir une utilisation complète des temps d'applications actives pour les vecteurs d'état, le vecteur \vec{i} est généralement projeté sur les deux vecteurs courant adjacents les plus proches et les vecteurs nuls \vec{i}_7, \vec{i}_8 ou \vec{i}_9 dans un secteur arbitraire. Par exemple, dans le secteur 1, dans une seule période d'échantillonnage T_s , le vecteur \vec{i} peut être exprimé par :

$$\vec{i}(t) = T_1/T_s \cdot \vec{i}_1 + T_2/T_s \cdot \vec{i}_2 + T_7/T_s \cdot \vec{i}_7 + T_8/T_s \cdot \vec{i}_8 + T_9/T_s \cdot \vec{i}_9, \quad (6.12)$$

avec $T_s - T_1 - T_2 = T_7 + T_8 + T_9 \geq 0, T_7 \geq 0, T_8 \geq 0, T_9 \geq 0$

En fait, il est bien connu que la modulation vectorielle des courants, se base essentiellement sur l'échantillonnage régulier d'un courant de référence de trajectoire circulaire dans un référentiel bi-axial. Ces échantillons du courant sont alors représentés par deux vecteurs actifs, choisis de $\vec{i}_1 \rightarrow \vec{i}_6$ adjacents à l'échantillon du courant de référence ainsi que tous les vecteurs nuls; \vec{i}_7, \vec{i}_8 et \vec{i}_9 ou seulement un vecteurs nuls ; \vec{i}_7 ou \vec{i}_8 ou \vec{i}_9 , en ajustant leurs durées respectives pendant une période d'échantillonnage.

Également, ces vecteurs courants et leurs temps d'application peuvent être transformés en échantillons dans un référentiel bi-axial par l'inversion de cette transformation, exprimée comme suit :

$$\vec{i}_s^* \cdot T_s = \vec{i}_k \cdot T_k + \vec{i}_{k+1} \cdot T_{k+1}, \quad k=1,2,\dots,6 \quad (6.13)$$

avec \vec{i}_k et \vec{i}_{k+1} sont les vecteurs actifs appliqués dans une séquence de commutation de période T_s représentant les deux vecteurs d'état de commutation adjacents dans l'espace au vecteur de référence \vec{i}_s^* . T_k et T_{k+1} sont respectivement les temps d'application des vecteurs actifs \vec{i}_k et \vec{i}_{k+1} .

La figure 6.3a montre le principe de la SVM, dont le vecteur de référence \vec{i}_s^* est prélevé à des intervalles fixes et égaux de temps T_s appelé le sous-cycle. La valeur échantillonnée $i_s^*(t_s)$ est alors utilisée pour résoudre les équations suivantes :

$$T_k \vec{i}_k + T_{k+1} \vec{i}_{k+1} = T_s i_s^*(t_s) \quad (6.14)$$

$$T_0 = T_s - T_k - T_{k+1} = T_{7,8,9} \quad (6.15)$$

avec T_0 le temps d'application du/des vecteurs nuls.

Afin de minimiser les ondulations des courants, et par voie de conséquence les harmoniques, on admet qu'il faut réaliser \vec{i}_s^* avec les deux vecteurs courants les plus proches. Ce qui implique que les vecteurs courants \vec{i}_k et \vec{i}_{k+1} ne sont que les projections de \vec{i}_s^* sur les vecteurs voisins, (cf. fig. 6.3b).

Pour cela, nous allons appliquer sur une période d'échantillonnage un vecteur \vec{i}_k pendant un temps T_k puis un vecteur \vec{i}_{k+1} pendant un temps T_{k+1} . De cette manière, *en moyenne*, on peut obtenir n'importe quel courant statorique désiré.

Le poids de chaque vecteur est en fait le *rapport cyclique*, c'est à dire le rapport entre son temps d'application et la période de commutation:

$$\tau_k = T_k / T_s, \quad \tau_{k+1} = T_{k+1} / T_s, \quad (6.16)$$

alors τ_k et τ_{k+1} sont les durées en valeurs relatives pendant lesquelles on applique les courants \vec{i}_k et \vec{i}_{k+1} .

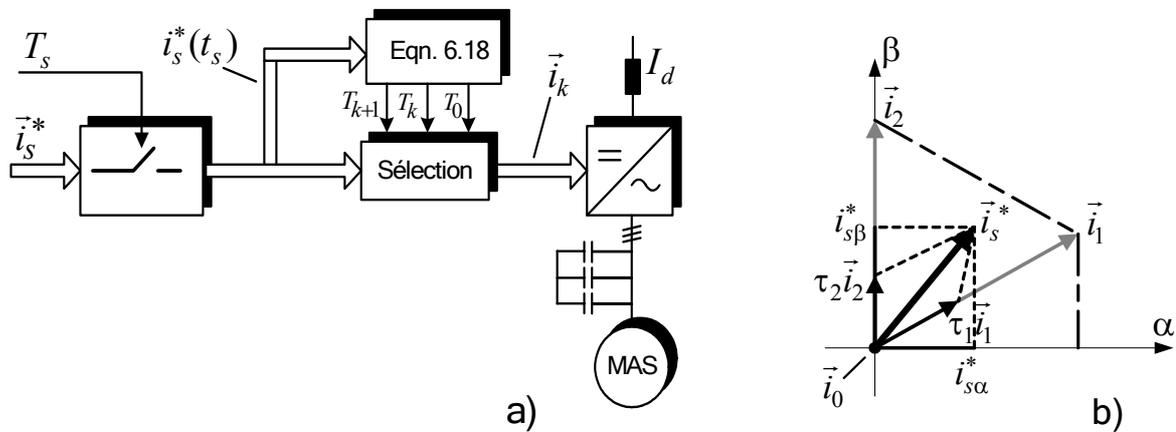


Fig. 6.3– La modulation vectorielle; a) Le diagramme d'écoulement des signaux,
b) Les vecteurs d'états de commutation pour le 1^{er} secteur

Si la somme des durées d'application des vecteurs \vec{i}_k et \vec{i}_{k+1} est inférieure à T_s ($(T_k + T_{k+1}) < T_s$), alors on complète la séquence par les vecteurs nuls. Le vecteur reconstitué \vec{i}_s^* est donc une combinaison linéaire des vecteurs de base:

$$\vec{i}_s^* = \tau_k \vec{i}_k + \tau_{k+1} \vec{i}_{k+1} + \tau_0 \vec{i}_0 \quad (6.17)$$

Tout le problème est donc de calculer ces temps d'application T_k et T_{k+1} .

En fait, en rapprochant le vecteur courant de référence \vec{i}_s^* sur une période de modulation T_s , par la génération d'un vecteur de courant moyen élaboré par application des vecteurs d'états de l'onduleur \vec{i}_k et \vec{i}_{k+1} adjacents et des vecteurs nuls $\vec{i}_7 \rightarrow \vec{i}_9$, la valeur échantillonnée à une fréquence $F_s = 1/T_s$ est utilisée pour résoudre les équations (6.4), (6.14) et (6.15) (Si le vecteur courant de référence est échantillonné une fois pendant le cycle de commutation, la fréquence relative de commutation est définie comme $F_s = 1/T_s$).

À partir de ces équations on peut déduire les relations suivantes qui vont nous permettre de calculer ces temps :

$$\begin{aligned}
 T_k &= \left(\cos \left((k-1) \frac{\pi}{3} \right) i_{s\alpha}^* + \sin \left((k-1) \frac{\pi}{3} \right) i_{s\beta}^* \right) \frac{T_s}{I_d} \\
 T_{k+1} &= \left(\cos \left((k+1) \frac{\pi}{3} \right) i_{s\alpha}^* + \sin \left((k+1) \frac{\pi}{3} \right) i_{s\beta}^* \right) \frac{T_s}{I_d} \\
 T_0 &= T_s - T_k - T_{k+1} = T_{7,8,9}
 \end{aligned}
 \tag{6.18}$$

On voit que pour calculer les durées d'application des vecteurs d'états actifs et nuls, on a besoin de connaître:

- le courant statorique de référence \vec{i}_s^* donné par ses composantes $i_{s\alpha}^*$ et $i_{s\beta}^*$.
- le secteur angulaire dans lequel se situe le vecteur statorique de référence \vec{i}_s^* , donné par l'indice k
- la période d'échantillonnage T_s .
- le courant de la liaison continue I_d .

La présence du courant continu I_d dans l'équation (6.18) permet de compenser l'ondulation du ce courant. Cette ondulation peut être provoquée par le filtrage insuffisant à la sortie du redresseur. La mesure du courant continu I_d à chaque prélèvement ou avec une période d'échantillonnage plus grande compensera convenablement l'effet de cette ondulation dans le courant de sortie, [21], [42], [85], [90], [94], [124], [156], [162], [174].

6.3.2 LA DÉTERMINATION DU SECTEUR

Il s'agit ici de déterminer la position du vecteur de consigne dans le repère $\alpha - \beta$ et donc le secteur dans le quel il se trouve. Le vecteur statorique de référence \vec{i}_s^* étant connu, on peut proposer l'organigramme classique décrit sur la figure 6.4 où la détermination de k est effectuée par

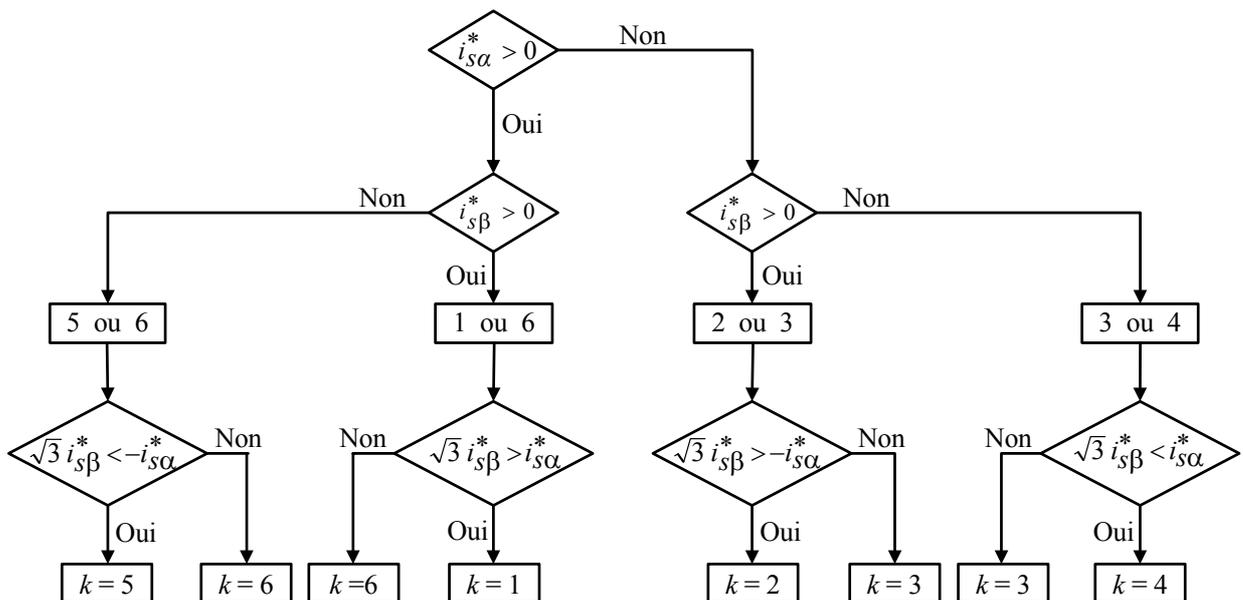


Fig. 6.4– Algorithme de recherche du secteur angulaire k

une recherche du secteur angulaire en fonction des composantes α, β correspondantes au vecteur courant de référence, [11], [84], [90], [108], [159].

D'un autre coté, on peut remarquer que la sélection du vecteur courant non-nul approprié est directement liée à la valeur de l'angle θ^* (cf. fig. 6.5), qui est l'angle de phase entre \vec{i}_s^* et l'axe statorique fixe 'a' exprimé par :

$$\theta^* = \theta_s^* + \tan^{-1}(i_{sq}^* / i_{sd}^*) = \int (\omega_r + \omega_{sl}^*) dt + \tan^{-1}(i_{sq}^* / i_{sd}^*) \quad (6.19)$$

(L'angle: $\tan^{-1}(i_{sq}^* / i_{sd}^*)$ peut accélérer la réponse transitoire du système).

Cet angle peut être divisé en six secteur dans le cercle comme suit :

$$\frac{(2k-1)\pi}{6} < \theta_k^* \leq \frac{(2k+1)\pi}{6}, \quad k = 1, 2, \dots, 6, \quad (6.20)$$

visant ainsi à quel secteur (1 à 6) se trouve le vecteur de référence.

Alors, pour une implantation numérique, ces deux équations peuvent être aussi appliquées dans un algorithme de recherche déterminant le secteur k (cf. fig. 6.14).

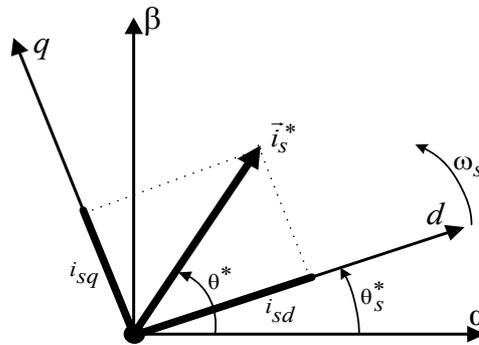


Fig. 6.5– La position du vecteur consigne

6.3.3 LES LIMITES DE VALIDITÉ DE LA MLI VECTORIELLE

Dans toutes les méthodes MLI, la linéarité du courant onduleur est déterminée par les caractéristiques de modulation. Dans la MLI à onde(s) porteuse(s), contrairement à la technique SVM, les durées d'application des vecteurs d'états ne sont pas explicitement calculées: elles sont un résultat de la comparaison entre l'onde porteuse triangulaire et les ondes modulatrices. Par conséquent, un état de surmodulation peut être détecté quand l'amplitude des signaux de modulation excède l'amplitude de l'onde triangulaire et ainsi la commutation cesse.

Toutefois, dans la SVM, quand le vecteur courant de référence excède la frontière de l'hexagone du courant de sortie de l'onduleur, la linéarité du courant est perdue, [11], [25], [85], [90], [124], [155], [157], [160-162], [166], [172], [173].

Physiquement, il est évident que les durées d'application des vecteurs \vec{i}_k et \vec{i}_{k+1} ne peuvent pas dépasser la période de commutation, c'est à dire:

$$T_k + T_{k+1} \leq T_s, \quad (6.21)$$

et

$$T_0 = T_s - T_k - T_{k+1} \quad (6.22)$$

Alors, il faut que la ou les durées T_0 (T_7 , T_8 ou T_9) soit positives ou nulles et la zone accessible dans le plan α - β est l'hexagone indiqué sur la figure 6.6. Dans le cas extrême de l'égalité entre les deux membres, l'équation 6.21 représente les cotés de l'hexagone pour chaque secteur. Si l'on sort de l'hexagone, la somme des modules $\tau_k \vec{i}_k + \tau_{k+1} \vec{i}_{k+1}$ est supérieure au rayon du cercle, donc $\tau_k + \tau_{k+1} > 1$, et cette modulation (avec ses propres caractéristiques) est incontrôlable.

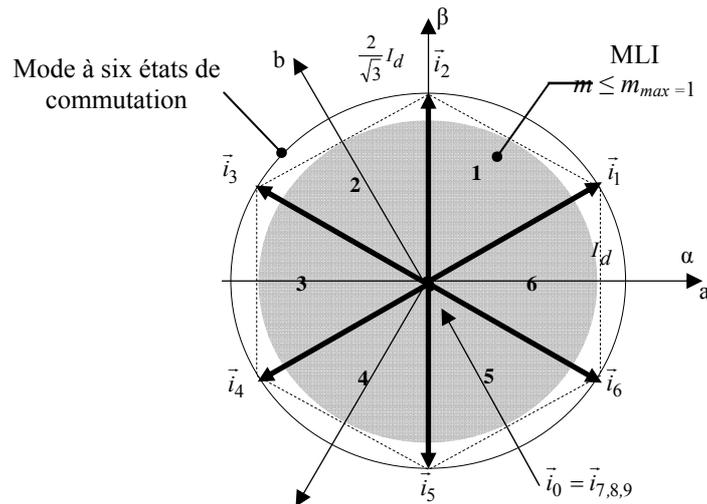


Fig. 6.6– Définition de la région de surmodulation

La figure 6.6 indique que la linéarité de la SVM est limitée par le cercle qui touche l'hexagone de courant. Cependant, une fois que le vecteur courant de référence penche vers un point en dehors de l'hexagone, l'équation 6.22 donne une durée de temps négative, par conséquent une erreur inévitable d'ampère-secondes. Ainsi un autre vecteur de courant sur la frontière de l'hexagone doit être choisi et au moins une étape en arrière doit être prise pour recalculer les durées d'application des vecteurs qui produisent ou génèrent le vecteur courant de référence modifié.

En observant les équations 6.21 et 6.22, on peut dériver l'indice de modulation maximum (m_{max}). Il correspondra au lieu circulaire de rayon maximum et il est apparent de l'approche de la technique de modulation vectorielle que la durée T_0 du vecteur zéro \vec{i}_0 (\vec{i}_7 ou \vec{i}_8 ou \vec{i}_9) diminue à mesure que l'indice de modulation m augmente. En fait $T_0 = 0$ est d'abord atteint à $m = m_{max} = 1$, ce qui signifie que la trajectoire circulaire du vecteur de référence \vec{i}_s^* touche l'hexagone qui est ouvert par les vecteurs d'état de commutation comme montré dans la figure 6.6. Par conséquent, la gamme contrôlable, des méthodes de modulation linéaires, se termine à ce point.

Dans le cas où le mode de surmodulation ($T_k + T_{k+1} > T_s$) se produit, c'est à dire que la consigne de l'algorithme SVM exige l'application d'un vecteur courant de référence au delà des limites de la MLI, des limites de courant doivent être appliquées à la sortie de sorte qu'il puisse être physiquement réalisable avec des temps de commutation. Alors, dans ce cas, l'algorithme de modulation doit pouvoir détecter et limiter cette consigne. Ceci peut être détecté en examinant le signe du temps calculé T_0 .

Une méthode simple pour réaliser cette limitation est de vérifier la propriété 6.21, puis de recalculer éventuellement les temps T_k et T_{k+1} par les équations ci-dessous :

$$\begin{aligned} T'_k &= T_k \cdot \frac{T_s}{T_k + T_{k+1}}, \\ T'_{k+1} &= T_{k+1} \cdot \frac{T_s}{T_k + T_{k+1}}, \\ T'_0 &= 0. \end{aligned} \tag{6.23}$$

Cette limite est appliquée en maintenant constante la phase du vecteur courant, mais son amplitude est ajustée par une valeur de limitation exigée γ définie par :

$$\gamma = T_s / (T_k + T_{k+1}) \tag{6.24}$$

6.3.4 LA SÉLECTION DES SÉQUENCES DE COMMUTATION

Après avoir calculer les durées d'application des trois vecteurs d'état de commutation qui forment un souscycle, une séquence appropriée en temps de ces vecteurs doit être déterminée après.

Comme connu, tous les schémas de SVM et la plupart des autres algorithmes de MLI, utilisent les équations 6.4, 6.18 et 6.23 pour la synthèse du courant de sortie. Mais, le problème pour la SVM étant qu'il est possible de déterminer plusieurs séquences de commutations qui correspondent aux temps calculés. Pour un même fondamental de sortie, chaque séquence produit des harmoniques et des pertes en commutation différentes, [84], [86], [139], [164], [168], [169], [171].

Le principe de base utilisé ci-dessus ne fournit aucune condition sur la génération du vecteur zéro pendant T_0 et les durées τ_k , τ_{k+1} et τ_0 sont uniquement déterminées à partir de la figure 6.3 et les équations 6.4, 6.18 et 6.23. D'ailleurs, la séquence des vecteurs actifs au cours de la période d'échantillonnage n'est pas unique et ces degrés de liberté font la différence entre les méthodes de modulation vectorielle. Par conséquent, la seule différence entre des schémas SVM employant des vecteurs adjacents réside dans le choix du/des vecteur(s) nul(s) et des séquences dans lesquels les vecteurs sont appliqués pour une période de commutation, [50], [105], [120], [146], [162], [174].

Ainsi, les degrés de liberté que nous avons dans le choix d'un algorithme de modulation donné, sont:

1. Le choix du vecteur zéro (où on peut employer \vec{i}_7 ou \vec{i}_8 ou \vec{i}_9 ou tous les trois vecteurs).
2. La séquence des vecteurs.
3. Se dédoubler des rapports cycliques des vecteurs sans présenter des commutations additionnelles.

En considérant ce degré de liberté, on propose dans les sections suivantes quatre schémas de modulation (ou huit séquences) qui peuvent être subdivisés en deux catégories notamment:

- SVM symétriquement générée.
- SVM asymétriquement générée.

6.3.5 LES SCHÉMAS DE MODULATION

Comme démontré précédemment, les méthodes SVM changent selon la façon et le/les temps pour lesquels le vecteur zéro de l'onduleur est appliqué.

Dans un cas quelconque, la déconnexion des sources de tension et de la source de courant peut se réaliser sur trois vecteurs. Soient τ_7 , τ_8 et τ_9 les taux de répartition de cette déconnexion sur les trois vecteurs \vec{i}_7 , \vec{i}_8 et \vec{i}_9 avec :

$$\tau_7 + \tau_8 + \tau_9 = 1 \quad (6.25)$$

Ainsi le court circuit de la source de courant s'opère sur les interrupteurs S_1 - S_2 , S_3 - S_4 et S_5 - S_6 cycliquement. De même le vecteur source nul peut être toujours soit \vec{i}_7 , \vec{i}_8 ou \vec{i}_9 ce qui est logique puisque toujours on a 4 interrupteurs qui ne sont pas concernés lors de court circuit obtenu par la fermeture simultanée de S_1 - S_2 , S_3 - S_4 ou S_5 - S_6 , chose qui a été bien vérifié dans la MLISP (cf. chapitre 5, §. 5.3.2)

Pratiquement, chaque vecteur de commutation peut être déplacé n'importe où dans le cycle de commutation parce que ce placement n'a aucun effet sur la moyenne ampère-seconde des impulsions, de courant résultantes, correspondantes au vecteur de référence. De toute façon, l'ordre des vecteurs de commutation devrait réduire au minimum le nombre de commutations c'est à dire que la transition d'un état de commutation au prochain devrait être exécutée seulement par la commutation d'une paire des interrupteurs afin de réduire au minimum les pertes de commutation. Par conséquent, les performances du système peuvent être alors améliorées par des différents placements des états zéro dans l'intervalle d'échantillonnage.

Avant de décrire les différents schémas de modulation vectorielle proposés dans ce travail, on peut d'abord remarquer que la méthode de modulation de largeur d'impulsion que nous venons de présenter dans le chapitre précédant comme MLISC peut être considérée comme une modulation du type vectoriel.

Tel que :

- Pour $0 < \omega_s t < \pi/3$: la position angulaire du vecteur de référence par rapport à l'axe α va de $3\pi/2$ à $11\pi/6$. Les courants de sortie i_a , i_b et i_c engendrés par cette modulation classique sont successivement : (cf. fig. 5.5)

$$i_a = 0, i_b = -I_d, i_c = I_d$$

$$i_a = 0, i_b = 0, i_c = 0$$

$$i_a = I_d, i_b = -I_d, i_c = 0$$

$$i_a = 0, i_b = 0, i_c = 0$$

$$i_a = 0, i_b = -I_d, i_c = I_d \dots$$

En se référant au tableau 6.1, ces courants de phase sont ceux des deux vecteurs \vec{i}_5 et \vec{i}_6 (adjacents au vecteur de référence \vec{i}_s^*) et d'un vecteur nul soit \vec{i}_8 . La modulation est assurée donc en commutant entre ces deux vecteurs et un vecteur nul.

- Pour $\pi/3 < \omega_s t < 2\pi/3$: la position angulaire du vecteur de référence par rapport à l'axe α va de $-\pi/6$ à $\pi/6$. Pendant cet intervalle les courants engendrés sont successivement :

$$i_a = I_d, i_b = -I_d, i_c = 0$$

$$i_a = 0, i_b = 0, i_c = 0$$

$$i_a = I_d, i_b = 0, i_c = -I_d ,$$

$$i_a = 0, i_b = 0, i_c = 0$$

$$i_a = I_d, i_b = -I_d, i_c = 0 \dots$$

représentant ainsi les composantes des deux vecteurs \vec{i}_6 et \vec{i}_1 (toujours adjacents au vecteur de référence) et d'un vecteur nul soit \vec{i}_7 . La modulation s'effectue par commutation entre ces trois vecteurs.

Il en va de même pour le reste des intervalles de modulation.

Il s'agit donc d'une modulation vectorielle dont la séquence de commutation utilisée est comme suit :

$$\vec{i}_k \Rightarrow \vec{i}_0 \Rightarrow \vec{i}_{k+1} \Rightarrow \vec{i}_0 \quad (\text{SVM-1})$$

Théoriquement, une telle séquence peut présenter une distribution idéale des commutations entre les 6 interrupteurs de l'onduleur (cf. fig. 5.5). Tel que le déphasage de commutation entre les interrupteurs du demi pont supérieurs et inférieurs, formant chaque bras de l'onduleur, est 180° et naturellement il y a de 120° entre n'importe quels deux commutateurs supérieurs ou inférieurs.

Néanmoins, en appliquant une telle technique de modulation (MLISC) avec ses propres caractéristiques, on a bien vérifié par simulation numérique (cf. figs. 5.10-5.14) que dans ce cas là,

les réponses du système d'entraînement étaient non satisfaisantes ou même très mauvaises soit au niveau des distorsions harmoniques des courants statoriques, les fortes ondulations du couple et même la déformation des tensions statoriques en nécessitant encore une implémentation hardware très compliquée par rapport au 2^{ème} type de modulation, à onde porteuse, proposé dans ce travail (MLISP).

En fait, tous ces inconvénients peuvent être surmontés, avec la même séquence de commutation, en appliquant par exemple le principe de la modulation vectorielle (cf. Annexe D). Dans ce cas, la détermination des instants de commutation des interrupteurs est basée essentiellement sur le concept des vecteurs d'espace.

Par conséquent, une fois que le vecteur de référence \vec{i}_s^* est connu, il est synthétisé pendant chaque période de commutation en trouvant sa projection sur les deux vecteurs de commutation adjacents les plus proches. Au sujet du troisième vecteur nul \vec{i}_7 , \vec{i}_8 et \vec{i}_9 il est choisi d'une manière à réduire au minimum le nombre de commutations et ainsi les pertes dans l'onduleur.

En fait, la disposition respective des intervalles, et en particulier des durées τ_k et τ_{k+1} , peut donner lieu à de nombreux choix. En premier lieu, il est plus évident de choisir une stratégie de type modulation symétrique, présentant ainsi le minimum de distorsion harmonique dans les courants. Par la suite, nous mettrons l'accent sur d'autres stratégies asymétriques qui cherchent à minimiser le nombre de commutations réduisant ainsi les pertes conséquentes, [17], [19], [33], [34], [43], [44].

Pour tous les schémas de modulation vectorielle présentés, on considère la situation quand le vecteur de courant de sortie désiré \vec{i}_s^* est dans le secteur 1 (cf. fig. 6.3), où le vecteur de référence pourrait être synthétisé par la modulation de largeur d'impulsion des deux vecteurs d'état de commutation adjacents \vec{i}_1 et \vec{i}_2 , et par conséquent le vecteur courant consigne pour un intervalle de temps T_s peut être défini en termes de trois composantes du vecteur courant :

$$\vec{i}_s^* = \tau_0 \cdot \vec{i}_0 + \tau_1 \cdot \vec{i}_1 + \tau_2 \cdot \vec{i}_2, \quad (6.26)$$

avec T_s la période de modulation exprimée par

$$T_s = T_1 + T_2 + T_0, \quad (6.27)$$

et tous les autres cas des secteurs sont circulairement symétriques.

On note aussi, que tous les schémas de modulation vectorielle présentés ici assument l'implantation numérique et, par conséquent un échantillonnage régulier, c'est à dire toutes les durées τ_0 , τ_k et τ_{k+1} sont précalculées au début de la période d'échantillonnage, basées sur la valeur du vecteur courant de référence détectée à cette instant.

6.3.5.1 Les SVM's Symétriquement Générées

Ce type de schéma de modulation est basé sur une séquence symétrique pendant chaque période d'échantillonnage. Alors l'échantillonnage et les séquences de commutation doivent être telles que les formes d'onde MLI maintiennent la synchronisation et les symétries des formes d'onde des courants.

Par exemple, si le vecteur désiré est dans le premier secteur de la figure 6.2, la séquence de commutation doit être... $\vec{i}_1 \vec{i}_2 \vec{i}_0 \vec{i}_2 \vec{i}_1 \dots$. Ainsi le seul degré de liberté restant consiste dans la manière de choisir le vecteur zéro entre l'ensemble \vec{i}_7, \vec{i}_8 et \vec{i}_9 , dont le critère principal de décider est d'avoir le minimum de pertes de commutation. Par conséquent les deux modes de commutation suivants peuvent vérifier ce critère : (cf. fig. 6.7)

$$- \vec{i}_1 \Rightarrow \vec{i}_2 \Rightarrow \vec{i}_8 \Rightarrow \vec{i}_2 \Rightarrow \vec{i}_1 \quad (\text{SVM-2})$$

$$- \vec{i}_1 \Rightarrow \vec{i}_2 \Rightarrow \vec{i}_9 \Rightarrow \vec{i}_2 \Rightarrow \vec{i}_1 \quad (\text{SVM-3})$$

En général, la séquence de commutation, dans un secteur donné sous ce schéma de modulation, peut être décrite comme suit :

$$\vec{i}_k \Rightarrow \vec{i}_{k+1} \Rightarrow \vec{i}_0 \Rightarrow \vec{i}_{k+1} \Rightarrow \vec{i}_k,$$

où seulement un vecteur zéro est appliqué entre deux vecteurs actifs \vec{i}_k et \vec{i}_{k+1} adjacents au vecteur courant de référence \vec{i}_s^* . Pour ce schéma de modulation, le vecteur zéro dans SVM-2 est assigné pour être; \vec{i}_8 pour les secteurs 1 et 4, \vec{i}_7 pour les secteurs 2 et 5, et \vec{i}_9 pour les secteurs 3 et 6. En deuxième mode (SVM-3), le vecteur zéro est assigné pour être; \vec{i}_9 pour les secteurs 1 et 4, \vec{i}_8 pour les secteurs 2 et 5, et \vec{i}_7 pour les secteurs 3 et 6. (cf. Tableau 6.3)

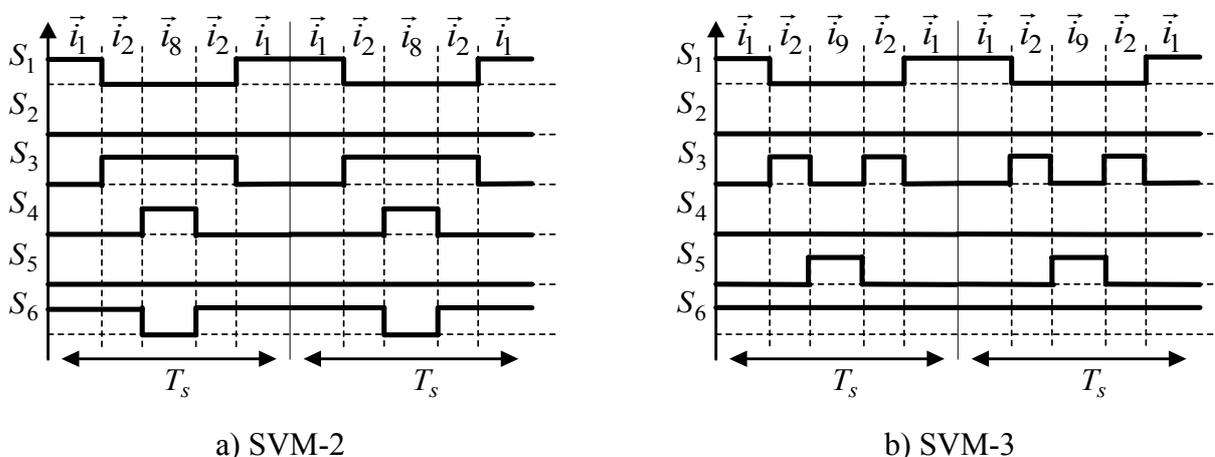


Fig. 6.7– Diagramme de temps des séquences de commutation symétriques

De la figure 6.7, on peut voir que SVM-3 représente des méthodes de modulation à 3 interrupteurs tel que dans chaque secteur seulement trois interrupteurs du pont sont utilisés afin d'obtenir les courants de phase désirés. D'autre part, SVM-2 représente la modulation à 4 interrupteurs qui utilise quatre commutateurs du pont dans chaque séquence en employant ainsi un autre vecteur zéro dans l'intervalle de commutation.

Comme on peut voir aussi, avec cette modulation vectorielle centrée, que pour chaque interrupteur l'état final d'un échantillon est toujours l'état initial pour le prochain échantillon. Ce principe est seulement pour éviter la commutation au début ou à l'extrémité de n'importe quel sous-cycle, ce qui introduit la difficulté dans l'implantation sur certaines plates-formes de commande, [11], [32], [169].

6.3.5.2 Les SVM's Asymétriquement Générées

Dans cette technique de modulation asymétrique, les vecteurs d'état de courant sont arrangés de telle manière que le nombre de commutation dans une période T_s soit réduit au minimum.

En fait, pour ce type de schémas, on peut démarrer avec la séquence de commutation utilisée précédemment dans la MLISC définie par :

$$\vec{i}_k \Rightarrow \vec{i}_0 \Rightarrow \vec{i}_{k+1} \Rightarrow \vec{i}_0,$$

Donc on aura par exemple pour le premier secteur la séquence suivante :

$$\vec{i}_1 \Rightarrow \vec{i}_9 \Rightarrow \vec{i}_2 \Rightarrow \vec{i}_9 \tag{SVM-1}$$

Dans ce cas, les autres vecteurs nuls seront assignés aux $\vec{i}_8, \vec{i}_7, \vec{i}_9, \vec{i}_8, \vec{i}_7$ pour les secteurs 2, 3, 4, 5, 6 respectivement. (cf. Tableau 6.3)

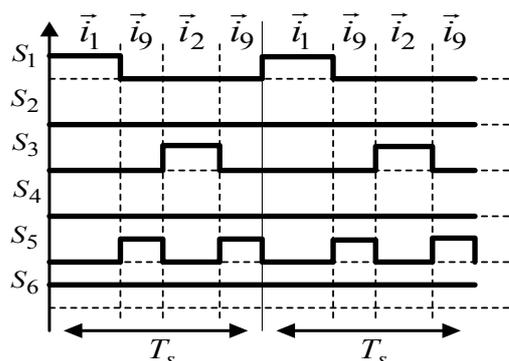


Fig. 6.8– Diagramme de temps de la séquence SVM-1

En adoptant une telle séquence de commutation (SVM-1) comme modulation vectorielle appliquée à l'onduleur de courant, on a pu bien améliorer les performances du système soit à faible ou grande vitesse (cf. Annexe D). Ce qui confirme l'efficacité de la commande MLI vectorielle même pour un contrôle en boucle ouverte.

En se référant toujours au schéma de modulation asymétrique, et selon le même but c'est à dire, obtenir le minimum de commutations dans chaque sous-cycle pour tous les secteurs, deux autres schémas de commutation sont proposés.

• **Schéma 1**

Dans cette technique proposée, les deux vecteurs de courant actifs sont là entre deux vecteurs courants zéro, contrairement au dernier schéma, où seulement un vecteur courant zéro est appliqué entre des vecteurs courant actifs. Donc, ici un nouveau modèle de commutation est utilisé dans lequel le courant de sortie est synthétisé par l'application d'un vecteur nul au début du cycle de commutation et un autre à l'extrémité alternativement afin de doubler l'intervalle de vecteur zéro entre deux vecteurs nuls

Par conséquent, la séquence de commutation dans un secteur donné est comme suit:

$$\vec{i}_0 \Rightarrow \vec{i}_k \Rightarrow \vec{i}_{k+1} \Rightarrow \vec{i}_0,$$

ce qui conduit à commencer la période d'échantillonnage avec un état zéro et la terminer avec le même ou un autre état nul.

En se basant sur ce principe, la séquence du vecteur courant peut être donnée par les trois modes de commutation possibles suivants: (par exemple pour les deux secteurs 1 et 2)

$$- \vec{i}_9 \Rightarrow \vec{i}_1 \Rightarrow \vec{i}_2 \Rightarrow \vec{i}_9 \rightarrow \vec{i}_8 \Rightarrow \vec{i}_2 \Rightarrow \vec{i}_3 \Rightarrow \vec{i}_8 \quad (\text{SVM-4})$$

$$- \vec{i}_9 \Rightarrow \vec{i}_1 \Rightarrow \vec{i}_2 \Rightarrow \vec{i}_8 \rightarrow \vec{i}_8 \Rightarrow \vec{i}_2 \Rightarrow \vec{i}_3 \Rightarrow \vec{i}_7 \quad (\text{SVM-5})$$

$$- \vec{i}_7 \Rightarrow \vec{i}_1 \Rightarrow \vec{i}_2 \Rightarrow \vec{i}_7 \rightarrow \vec{i}_7 \Rightarrow \vec{i}_2 \Rightarrow \vec{i}_3 \Rightarrow \vec{i}_7 \quad (\text{SVM-6})$$

En pratique on choisit souvent des durées égales pour l'application des vecteurs nuls ainsi les intervalles de vecteur zéro sont partagés d'une manière identique sur chaque intervalle d'échantillonnage, (cf. fig. 6.9).

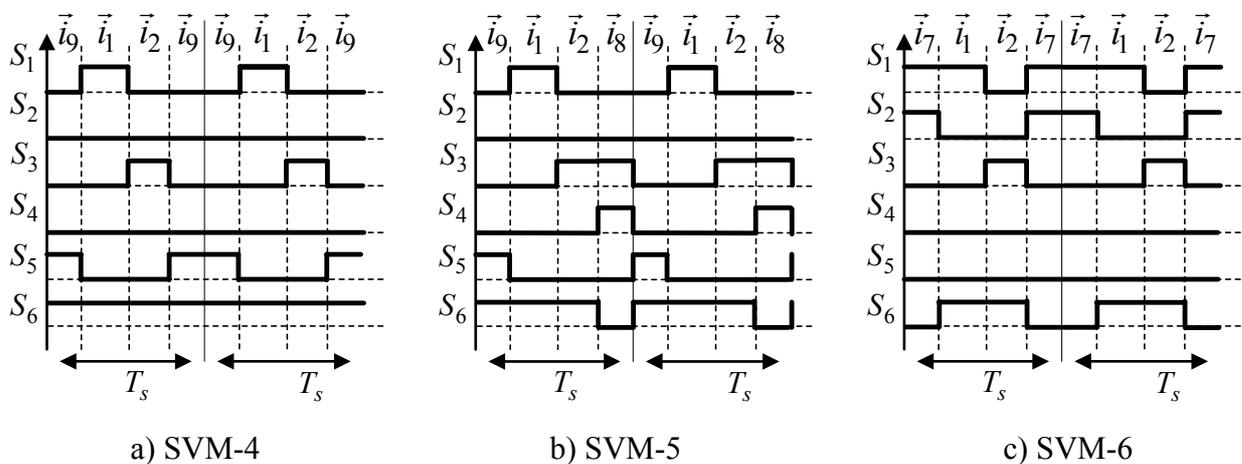


Fig. 6.9– Diagramme de temps des séquences de commutation asymétriques : Schéma 1

Pour les deux premiers modes, SVM-4 et SVM-5, le vecteur zéro est assigné alternativement comme suit: $\vec{i}_9, \vec{i}_8, \vec{i}_7, \vec{i}_9, \dots$ pour tous les secteurs. En revanche, dans le troisième mode (SVM-6) le vecteur nul est fixé à \vec{i}_7 . Ce dernier peut être évidemment remplacé par le vecteur nul \vec{i}_8 ou \vec{i}_9 . Un inconvénient avec ce mode, SVM-6, est que les vecteurs nuls ne sont pas uniformément distribués et les signaux de commande des interrupteurs montrés dans la figure 6.9 (pour deux périodes d'échantillonnage) ne sont pas les mêmes pour tous les secteurs.

D'un autre coté, le premier mode de commutation, SVM-4 a l'avantage d'utiliser seulement trois interrupteurs en modulation au lieu de cinq avec la séquence SVM-5.

• **Schéma 2**

Une version modifiée des schémas de modulation symétriques est employée ici avec habituellement le même but de réduire le nombre de commutations.

Dans cette technique, la séquence des vecteurs courants actifs n'a pas changé et seulement un vecteur nul est assigné pour chaque secteur. Ceci peut être simplement réalisé par la séquence suivante pour une période T_s en tant qu'illustré dans la figure 6.10 en utilisant un vecteur échantillon dans le secteur 1:

$$\vec{i}_k \Rightarrow \vec{i}_{k+1} \Rightarrow \vec{i}_0,$$

où seulement un vecteur zéro est utilisé à la fin de la période d'échantillonnage. Le choix du vecteur zéro est fait telle que la fréquence de commutation diminue en réduisant ainsi le nombre de transitions de commutation des dispositifs.

Par exemple, dans le secteur 1 les deux modes de commutation possibles sont comme suit:

$$- \vec{i}_1 \Rightarrow \vec{i}_2 \Rightarrow \vec{i}_8 \tag{SVM-7}$$

$$- \vec{i}_1 \Rightarrow \vec{i}_2 \Rightarrow \vec{i}_9 \tag{SVM-8}$$

Pour les autres secteurs, le vecteur zéro est assigné alternativement; $\vec{i}_7, \vec{i}_9, \vec{i}_8 \dots$, et $\vec{i}_8, \vec{i}_7, \vec{i}_9$, dans SVM-7 et SVM-8 respectivement (cf. Tableau 6.3).

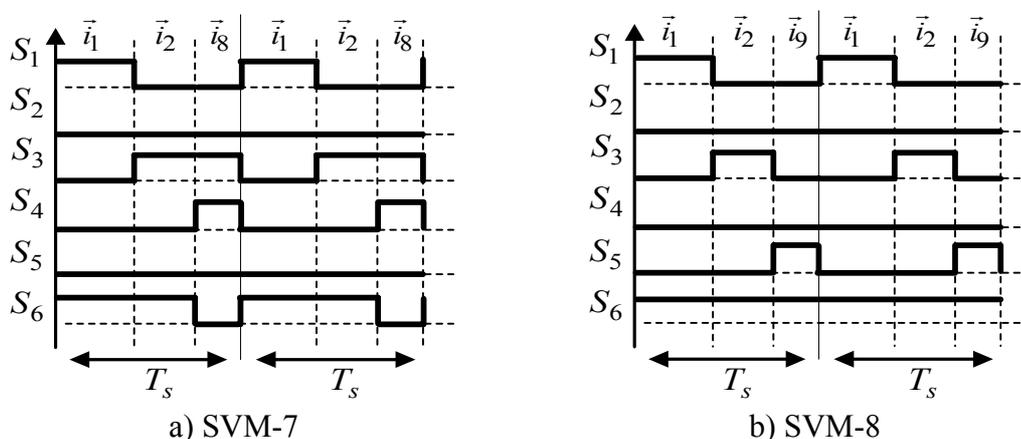


Fig. 6.10– Diagramme de temps des séquences de commutation asymétriques : Schéma 2

Comme le montre cette figure, la séquence SVM-8 utilise seulement 3 interrupteurs pour la modulation avec un minimum de commutations (deux commutations pour chaque interrupteur par période d'échantillonnage). Par contre SVM-7 exige un autre interrupteur pour la modulation représentant ainsi deux commutations en plus.

Le tableau ci-dessous regroupe tous les schémas de modulation vectorielle traités dans ce travail, en donnant les séquences de commutation correspondantes pour chaque secteur.

Tableau 6. 3– Les différentes séquences SVM pour une période de modulation

| stratégie | SVM-1 | SVM-2 | SVM-3 | SVM-4 | SVM-5 | SVM-6* | SVM-7 | SVM-8 | |
|--|-------|--------------|-----------------|-----------------|--------------|--------------|--------------|-----------|-----------|
| Les séquences pour chaque secteur | k=1 | [1][9][2][9] | [1][2][8][2][1] | [1][2][9][2][1] | [9][1][2][9] | [9][1][2][8] | [7][1][2][7] | [1][2][8] | [1][2][9] |
| | k=2 | [2][8][3][8] | [2][3][7][3][2] | [2][3][8][3][2] | [8][2][3][8] | [8][2][3][7] | [7][2][3][7] | [2][3][7] | [2][3][8] |
| | k=3 | [3][7][4][7] | [3][4][9][4][3] | [3][4][7][4][3] | [7][3][4][7] | [7][3][4][9] | [7][3][4][7] | [3][4][9] | [3][4][7] |
| | k=4 | [4][9][5][9] | [4][5][8][5][4] | [4][5][9][5][4] | [9][4][5][9] | [9][4][5][8] | [7][4][5][7] | [4][5][8] | [4][5][9] |
| | k=5 | [5][8][6][8] | [5][6][7][6][5] | [5][6][8][6][5] | [8][5][6][8] | [8][5][6][7] | [7][5][6][7] | [5][6][7] | [5][6][8] |
| | k=6 | [6][7][1][7] | [6][1][9][1][6] | [6][1][7][1][6] | [7][6][1][7] | [7][6][1][9] | [7][6][1][7] | [6][1][9] | [6][1][7] |
| SVM-6* : pour ce schéma de modulation on peut utiliser le vecteur nul [7], [8] ou [9]. | | | | | | | | | |

6.3.6 CALCUL DES INSTANTS DE COMMUTATION

Une fois les durées d'application des vecteurs d'états sont calculées, il faut déterminer les instants de commutation des interrupteurs. Pour bien expliquer cette tâche, on représente deux exemples de schémas de modulation (SVM-3 comme modulation asymétrique et SVM-8 comme modulation symétrique). Où on a supposé que le courant de commande désiré \vec{i}_s^* est constant pendant un cycle de commutation pour une fréquence d'échantillonnage suffisamment élevée. Si, par exemple, \vec{i}_s^* est situé dans la région 3, deux genres différents de vecteurs courants adjacents à \vec{i}_s^* : \vec{i}_3 et \vec{i}_4 , sont choisis à leur tour pendant le temps d'échantillonnage T_s ($T_s = 0.001 s$). Soit T_3 et T_4 les temps d'application des vecteurs \vec{i}_3 et \vec{i}_4 respectivement, alors T_3 et T_4 sont trouvés par :

$$\vec{i}_s^* \cdot T_s = \vec{i}_3 \cdot T_3 + \vec{i}_4 \cdot T_4 \quad (6.28)$$

Le reste de la période de commutation est réparti sur les vecteurs courant zéro \vec{i}_0 , tel que :

$$T_0 = T_s - T_3 - T_4 \quad (6.29)$$

En outre, de l'équation 6.18, on peut trouver :

$$T_3 = \left(\cos\left(2\frac{\pi}{3}\right) i_{s\alpha}^* + \sin\left(2\frac{\pi}{3}\right) i_{s\beta}^* \right) \frac{T_s}{I_d} \quad (6.30)$$

$$T_4 = \left(\cos\left(4\frac{\pi}{3}\right) i_{s\alpha}^* + \sin\left(4\frac{\pi}{3}\right) i_{s\beta}^* \right) \frac{T_s}{I_d} \quad (6.31)$$

À partir de ces deux séquences de commutation, figure 6.11, il est facile de calculer les instants de commutation. En prenant $k=3$, avec T_0 , temps d'application du vecteur nul et T_{on_x}/T_{off_x} , instant de fermeture/ouverture de l'interrupteur 'x'; on a donc pour :

$$\text{SVM-3 : } \vec{i}_3 \Rightarrow \vec{i}_4 \Rightarrow \vec{i}_7 \Rightarrow \vec{i}_3 \Rightarrow \vec{i}_4$$

$$\text{SVM-8 : } \vec{i}_3 \Rightarrow \vec{i}_4 \Rightarrow \vec{i}_7$$

$$T_{off3} = T_{on5} = T_3/2,$$

$$T_{on5} = T_{off3} = T_3,$$

$$T_{on1} = T_{off5} = T_{off3} + T_4/2,$$

$$T_{on1} = T_{off5} = T_{on5} + T_4.$$

$$T_{off1} = T_{on5} = T_{on1} + T_0,$$

$$T_{on3} = T_{off5} = T_{off1} + T_4/2.$$

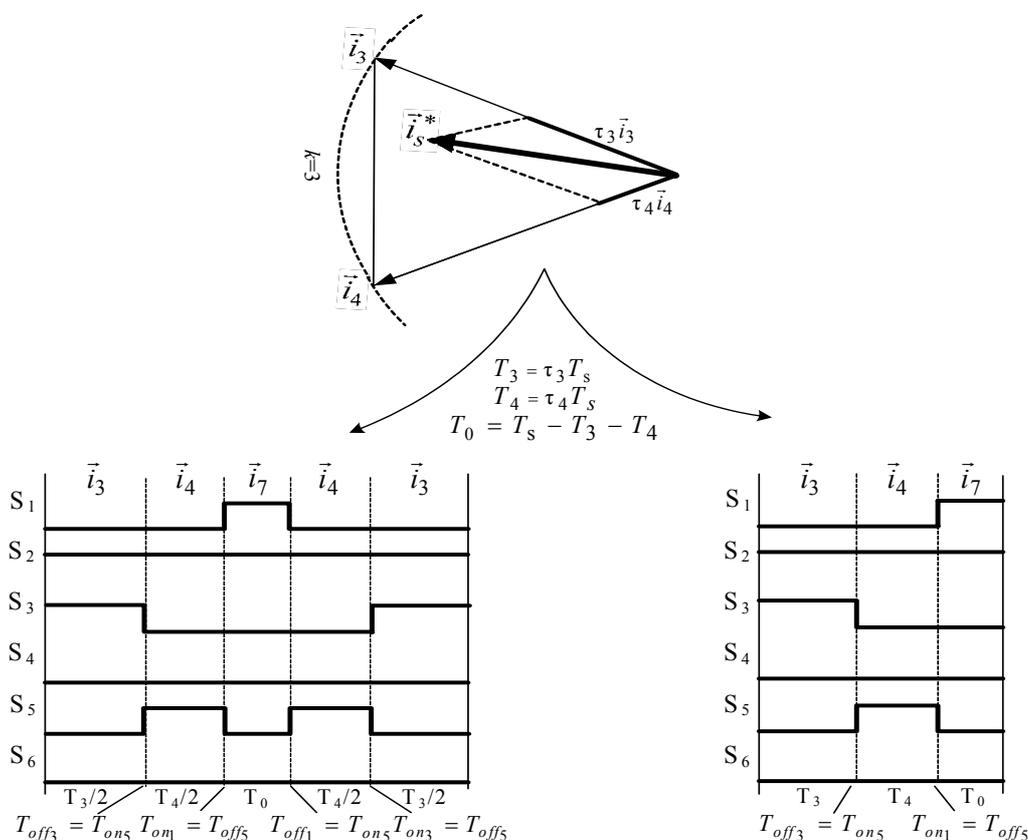


Fig. 6.11– Exemple de calcul des instants de commutation

Ayant calculé les instants de commutation pour une séquence donnée, on doit spécifier les temps de la commande :

- Le temps de calcul du système ; T_{cal} .
- La période d'échantillonnage liée à la discrétisation du système ; T_{ech} .
- La période d'échantillonnage liée à la modulation vectorielle ; T_s .

Comme on peut le constater, certains des temps dépendent de l'implantation. La période d'échantillonnage de la modulation vectorielle T_s est donnée par le concepteur de l'algorithme de contrôle. Physiquement, cette période (T_s) est limitée par la fréquence de commutation maximale des interrupteurs de puissance de l'onduleur et par le temps mort. Définir la période de commutation est assez empirique, [11], [50], [169].

Concernant le temps de calcul T_{cal} , on peut poser dans un premier temps que ce temps doit être inférieur ou égal au temps d'échantillonnage T_s . Si on n'est pas en mesure de respecter cette contrainte, il faudra revoir soit la valeur de T_s , soit celle de T_{cal} .

De même, la période d'échantillonnage T_{ech} , liée à la discrétisation, dépend du temps de calcul du système intégré. Si ce temps est inférieur au temps d'échantillonnage T_s , on peut choisir $T_{ech} = T_s$. Si non il faut que $T_{cal} \leq T_{ech} \leq N \cdot T_s$, où N est un entier, [11], [169].

6.4 COMPARAISON DES DIFFÉRENTES SÉQUENCES DE COMMUTATION

Afin de comparer les différentes séquences de commutations décrites dans ce travail, les performances de commutation des huit schémas ou séquences de modulation vectorielle sont récapitulées dans le tableau 6.4. Où deux schémas; SVM-2 et SVM-3 ont été montrés pour avoir le THD le plus bas. C'est en raison de la symétrie dans la forme d'onde de commutation. Ces schémas avec faible THD ont des pertes de commutation élevées et vice versa et ils sont dépendants à la charge. D'autre part, les quatre séquences de commutation SVM-1, SVM-5, SVM-6 et SVM-7 ne semblent pas à avoir aucun avantage particulier par rapport aux premiers schémas, malgré que le nombre d'états de commutation soit minimisé.

Par contre, dans le cas de la SVM-4 on peut voir que le nombre de commutations dans une période d'échantillonnage est six, donc ce schéma a le même nombre de commutations que SVM-8, avec trois interrupteurs en modulation et trois autres commutateurs sont à l'état fixe (On ou Off). Par conséquent, leurs pertes de commutation s'attendent à être semblables. Les différences possibles dans ces pertes devraient résulter seulement des tensions de commutation différentes qui dépendent des séquences des vecteurs.

Tableau 6.4– *Les performances relatives des différents schémas de modulation*

| Séquence de commutation | N° de commutation dans T_s | Harmonique dominante | N° d'états | THD |
|-------------------------|------------------------------|----------------------|------------|-----|
| SVM-1 | 8 | $F_s=1/T_s$ | 4 | |
| SVM-2 | 8 | $2F_s$ | 5 | – |
| SVM-3 | 8 | $2F_s$ | 5 | – |
| SVM-4 | 6 | F_s | 4 | |
| SVM-5 | 10 | F_s | 4 | |
| SVM-6 | 8 | F_s | 4 | + |
| SVM-7 | 8 | F_s | 3 | |
| SVM-8 | 6 | F_s | 3 | |

+ : THD élevé. – : THD faible

Néanmoins, la dernière séquence de commutation SVM-8 a l'avantage d'avoir un nombre d'états de commutation inférieur à SVM-4.

Selon le tableau 6.4 et la discussion précédente, SVM-8 assure le nombre minimal de commutations et d'états pendant T_s . Ainsi la SVM-8 présente la plus basse fréquence de commutation et par conséquent des pertes de commutation réduites.

Cependant, ceci n'implique pas automatiquement que c'est le meilleur schéma ou séquence de modulation, puisque les performances optimales du moteur ne dépendent pas seulement de réduire au minimum les pertes de commutation de l'onduleur. Elles dépendent également du contenu harmonique de la forme d'onde du courant et de ses effets associés sur le couple, le bruit, ...etc. D'une façon générale, le choix des différentes séquences d'état pour un intervalle d'échantillonnage donné préserve la même valeur moyenne du courant de phase. Cependant, de différents niveaux d'ondulations peuvent se produire dans les formes d'onde des courants.

Afin d'avoir ainsi une comparaison objective, tous les schémas de modulation ont été appliqués pour notre système d'entraînement et les résultats de simulation ont montré d'être favorables pour tous ces schémas de modulation avec approximativement les mêmes niveaux d'ondulations dans les formes d'onde des courants et le couple électromagnétique conséquent (cf. Annexe D). Ainsi, la SVM-8 semble d'être la meilleure séquence de commutation avec le minimum de pertes pour une modulation vectorielle des courants en boucle ouverte, [19], [33], [34], [43].

Alors, pour ce schéma de modulation choisi on donne sur la figure 6.12 les séquences correspondantes en fonction du secteur angulaire où se trouve le vecteur de référence.

Cette figure montre la séquence des vecteurs du modèle de commutation, dans laquelle deux vecteurs adjacents non zéro (\vec{i}_k et \vec{i}_{k+1}) et un vecteur zéro \vec{i}_0 sont arrangés dans une séquence fixe. Comme il y a six commutations dans une période de prélèvement, le taux de commutation totale des six interrupteurs est six fois la fréquence d'échantillonnage, et donc la fréquence de commutation moyenne de chacun des interrupteurs est la même que la fréquence d'échantillonnage.

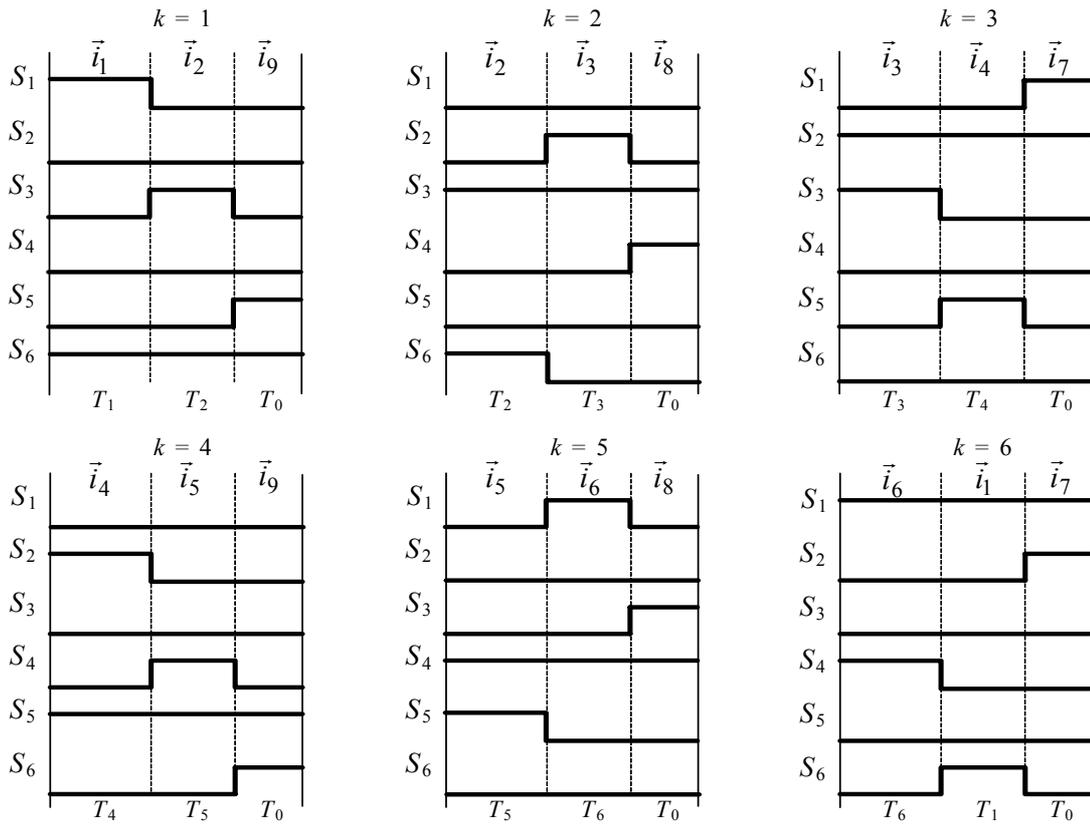


Fig. 6.12– Les séquences de commutation en fonction du secteur angulaire (SVM-8)

Ces séquences de commutation sont identifiées pour chaque échantillon de courant dans un cycle sujet aux deux contraintes suivantes obtenues dans le présent travail comme montrées également dans la figure 6.13 :

- 1) seulement deux commutations par transition d'état (représentant la contrainte vérifiée par tous les schémas de modulation).
- 2) pas plus de six commutations par période d'échantillonnage en considérant tous les interrupteurs (vérifié seulement pour SVM-4 et SVM-8).

Ces deux contraintes sont pour limiter le nombre de commutations pour un nombre donné d'échantillons et de transitions d'état par cycle, réduisant ainsi les pertes de commutation de l'onduleur. Evidemment cette réduction des pertes peut aider à augmenter l'efficacité du système. En outre il est important de noter que des fréquences plus élevées de commutation peuvent être employées pour la méthode SVM-8 due au nombre inférieur de commutations et d'états de commutation.

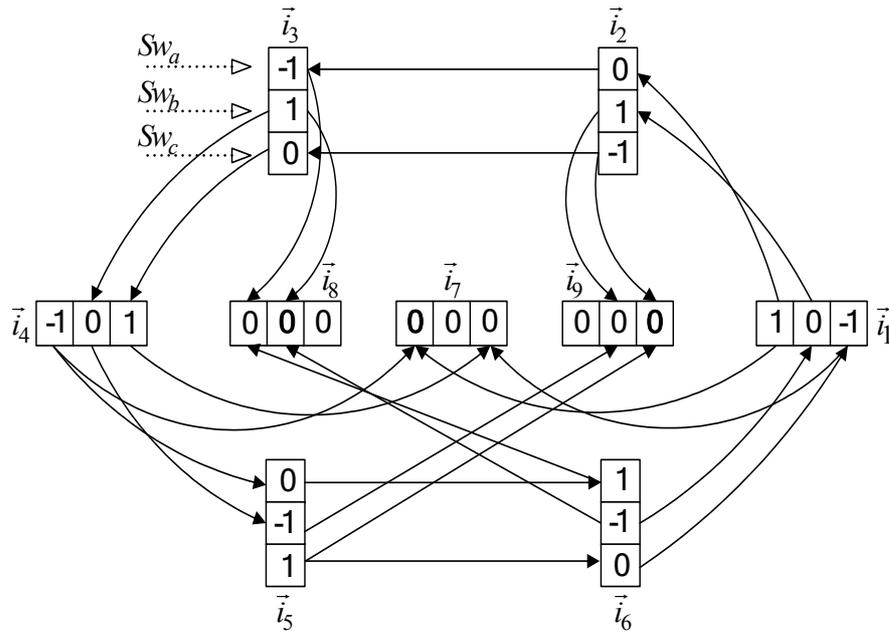


Fig. 6.13– Les transitions entre les différents états de commutation

6.5 SIMULATION DU SYSTÈME D'ENTRAÎNEMENT COMPLET

Une simulation numérique a été effectuée, pour le système d'entraînement proposé montré dans la figure 6.14, pour évaluer les performances des schémas SVM proposés en utilisant le logiciel de MATLAB/SIMULINK.

En fait pour montrer l'efficacité de la commande MLI vectorielle proposée, ses performances sont comparées à celles de la modulation à onde porteuse (MLISP) étudiée dans le chapitre précédent.

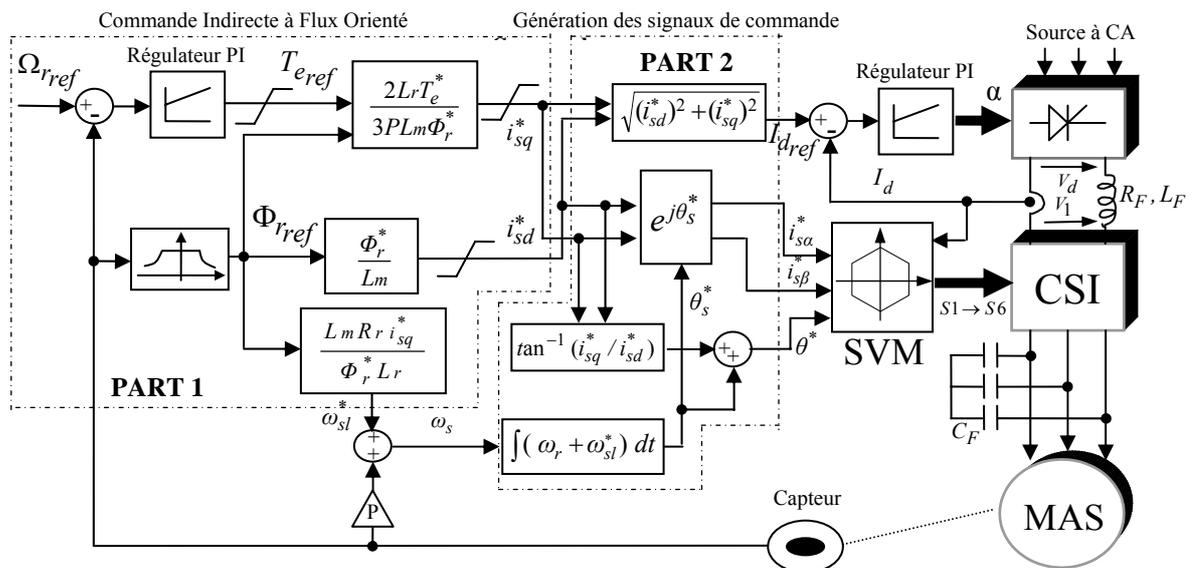


Fig. 6.14– Le système d'entraînement proposé avec la modulation vectorielle

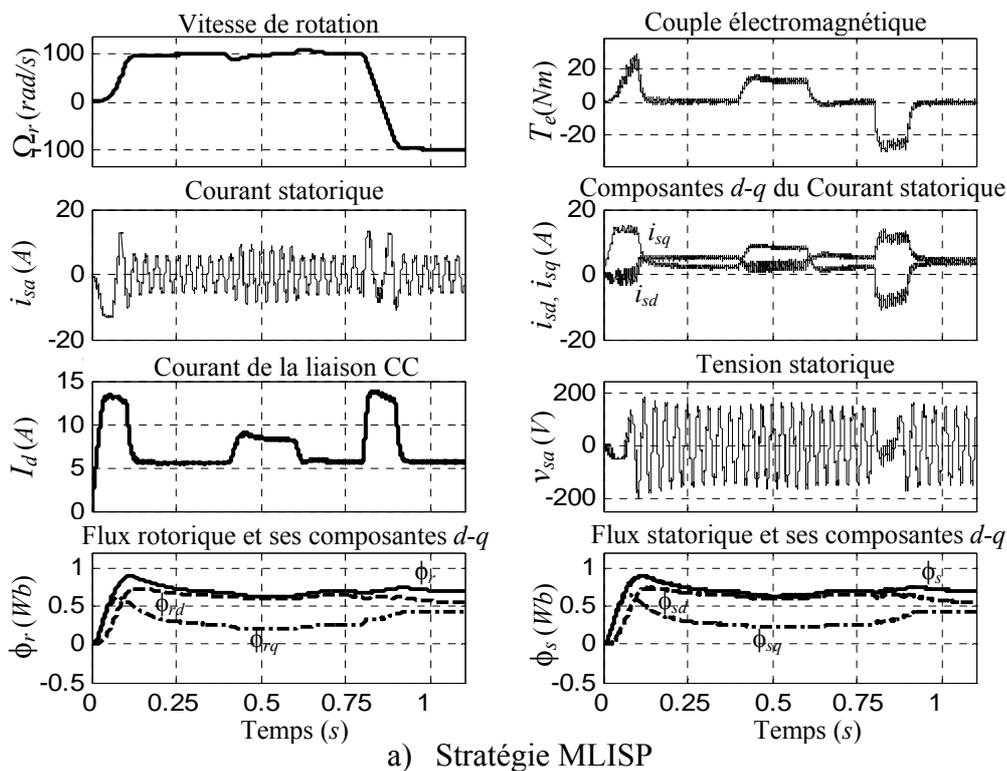
6.5.1 LES PERFORMANCES STATIQUES ET DYNAMIQUES DU SYSTÈME

• *Pour les grandes vitesses*

En considérant seulement la meilleure séquence de commutation des schémas SVM (SVM-8) avec un temps d'échantillonnage $T_s = 0.001 s$, les réponses du système pour les deux techniques de commande MLI sont montrées dans la figure 6.15. Dans chaque cas, la simulation a impliqué un démarrage à vide, d'un moteur de 4 kW, 380 V, et 50 Hz, suivi d'une commande d'un échelon du couple pour une valeur nominale et finalement une inversion de vitesse sans charge.

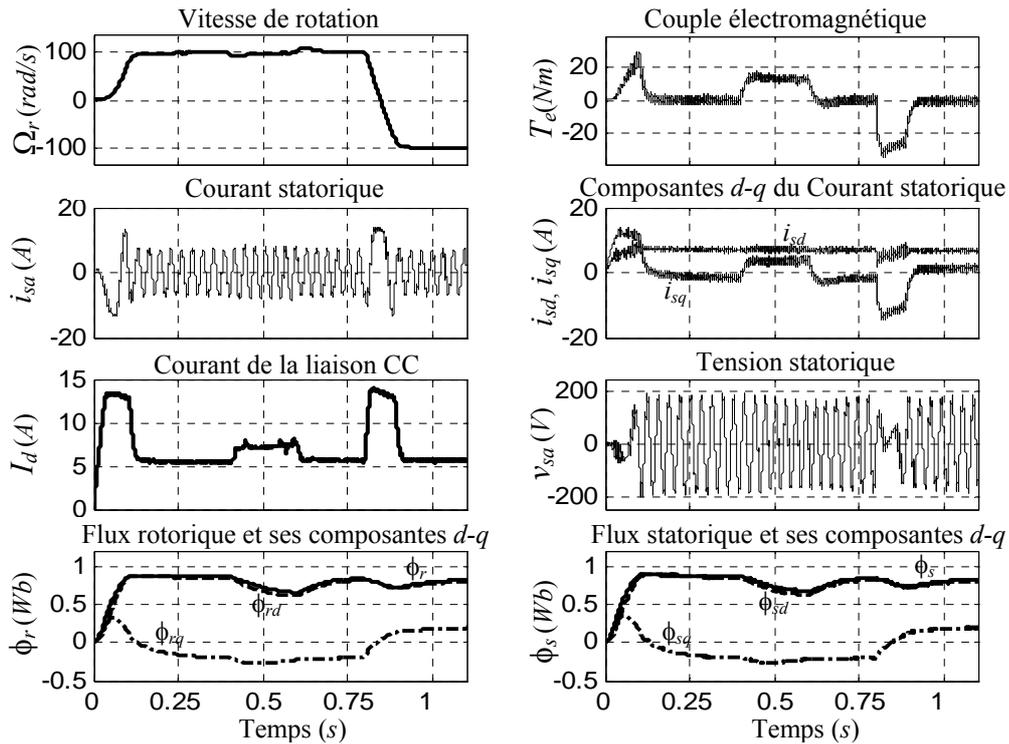
Au démarrage à vide, ces résultats indiquent que les deux méthodes de modulation, sinusoïdale et vectorielle, n'ont aucune différence distincte entre les réponses transitoires et permanentes de la vitesse, du couple, des courant/tensions statorique et du courant continu.

Afin de vérifier le comportement dynamique des deux méthodes, une variation échelon de 0 à 12 Nm a été appliquée à la commande de couple à l'instant 0,4 s, pendant que la vitesse angulaire du rotor a été considérée constante.



a) Stratégie MLISP
Fig. 6.15– Réponses du système pour une commande de vitesse de 100 rad/s

Les résultats de simulation inclus dans les mêmes figures, 6.15_a et 6.15_b, prouvent que ceci cause une faible chute de la vitesse et donne de bonnes performances dynamiques pour les deux méthodes MLI. On l'observe également des figures données que, quand la machine est chargée l'amplitude des ondulations de couple diminue dans le cas de la modulation vectorielle SVM-8 (ou pour tous les schémas SVM). Ceci parce que, la charge reliée fournit un amortissement et une inertie additionnelle au système qui tend à réduire les déviations de vitesse, diminuant de ce fait les pulsations de couple. Ceci prouve que la SVM proposée offre de bonnes performances davantage que la modulation MLISP.

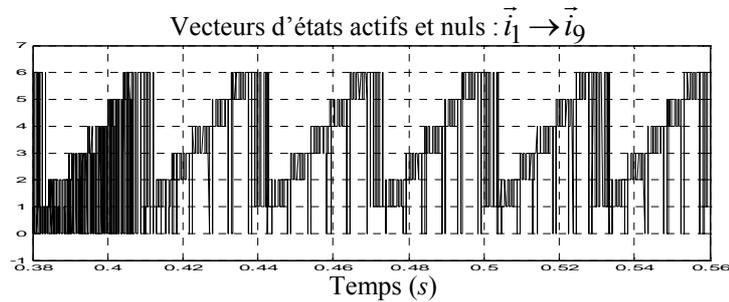
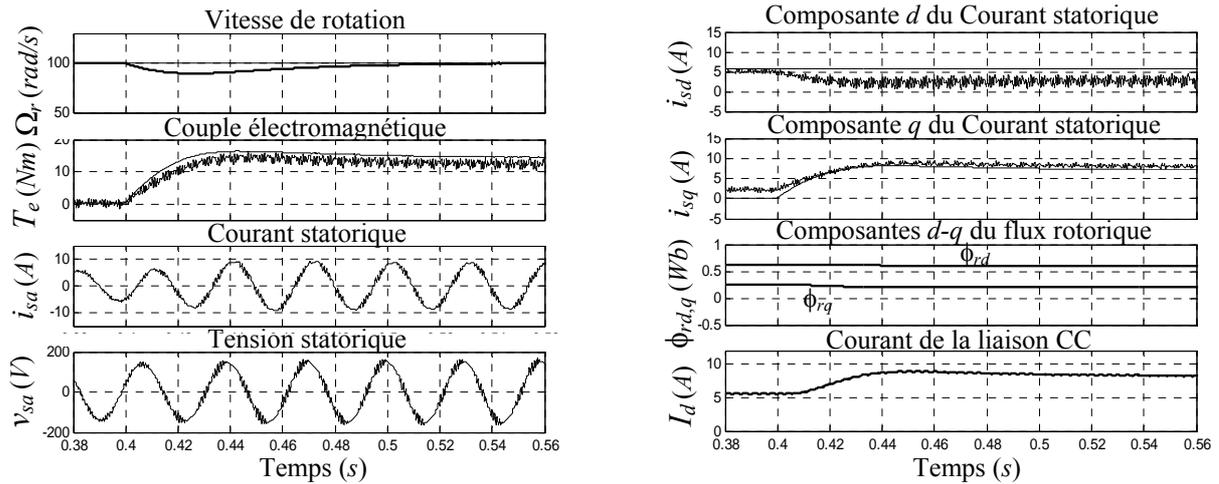


b) Stratégie SVM

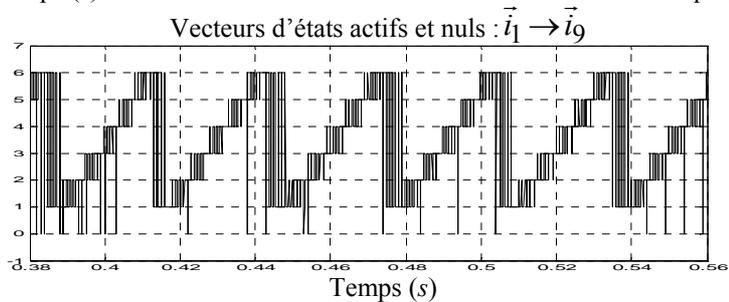
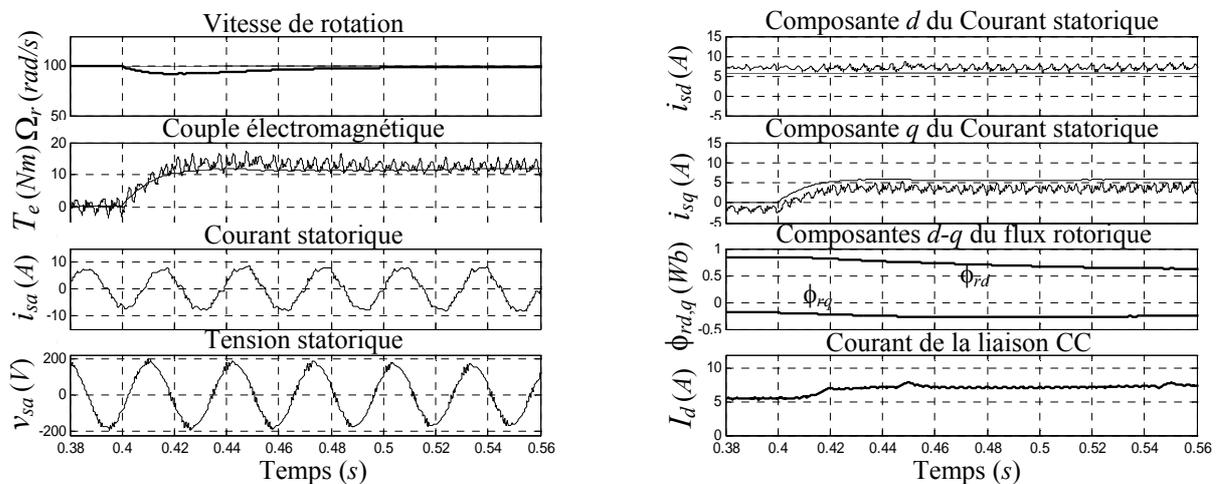
Fig. 6.15– Suite

D'une façon générale, dans la commande à flux orienté FOC, le couple moteur est une fonction du courant statorique d'axe q , i_{sq} . Les performances de contrôle du couple sont ainsi directement liées aux performances des formes d'onde des courants statoriques. Ce principe fondamental est bien satisfait dans le cas des modulations SVM, où on le voit dans la figure 6.15_b, que les courants d'axes $d-q$ sont commandés séparément ou parfaitement découplés. En revanche, avec la modulation MLISP les courants d'axes $d-q$ sont mal découplés dégradant ainsi les performances de base de la commande FOC.

La figure 6.16 montre les réponses transitoires pour la commande à un échelon du couple de charge. Les résultats prouvent que le fonctionnement du système d'entraînement est stable pour les deux cas comme toutes les réponses du système (vitesse, couple, courant $d-q$) ont suivi leurs valeurs de référence. Pour la commande SVM, on peut voir aussi que les réponses du courant statorique suivent étroitement leurs références et que les oscillations de haute fréquence dans ces courants sont basses. Les composantes ϕ_{rd} et ϕ_{rq} sont maintenues presque constantes pendant l'état de transition. De plus, on voit que les courants d'axes $d-q$ sont commandés séparément. De même le zoom du couple prouve qu'il a une réponse rapide avec la nouvelle stratégie de modulation.



a) Stratégie MLISP



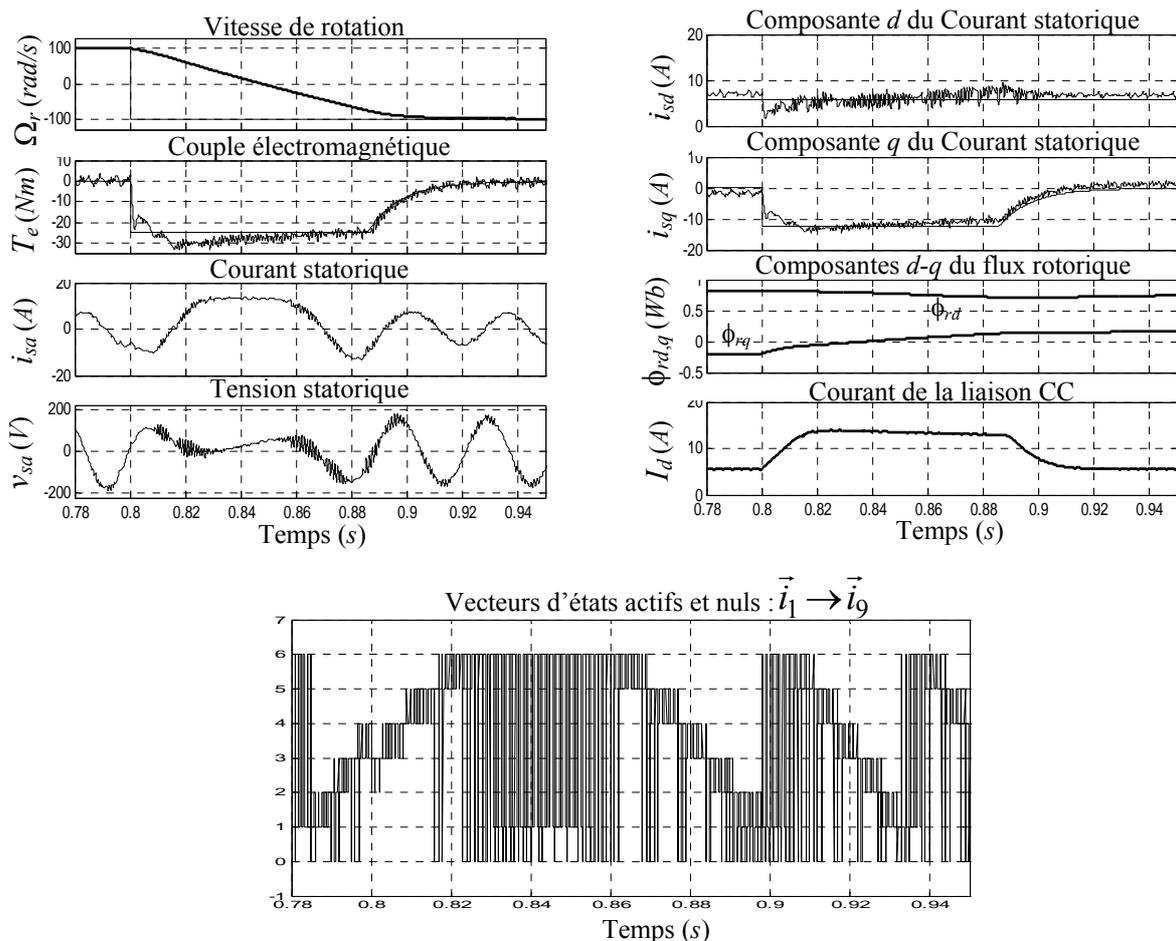
b) Stratégie SVM

Fig. 6.16– Réponses dynamique du système pour un changement du couple de charge

D' autre part, cette même figure indique respectivement la distribution des vecteurs courant de la modulation vectorielle SVM et la modulation sinusoïdale MLISP, où on peut voir que le vecteur courant zéro est distribué plus uniformément dans le cas de la commande SVM. D'ailleurs, la fréquence de commutation de l'onduleur est réduite tels que les schémas SVM proposés peuvent réaliser le contrôle du couple et de courant avec plus de réduction, dans le nombre de commutations, que la méthode MLISP.

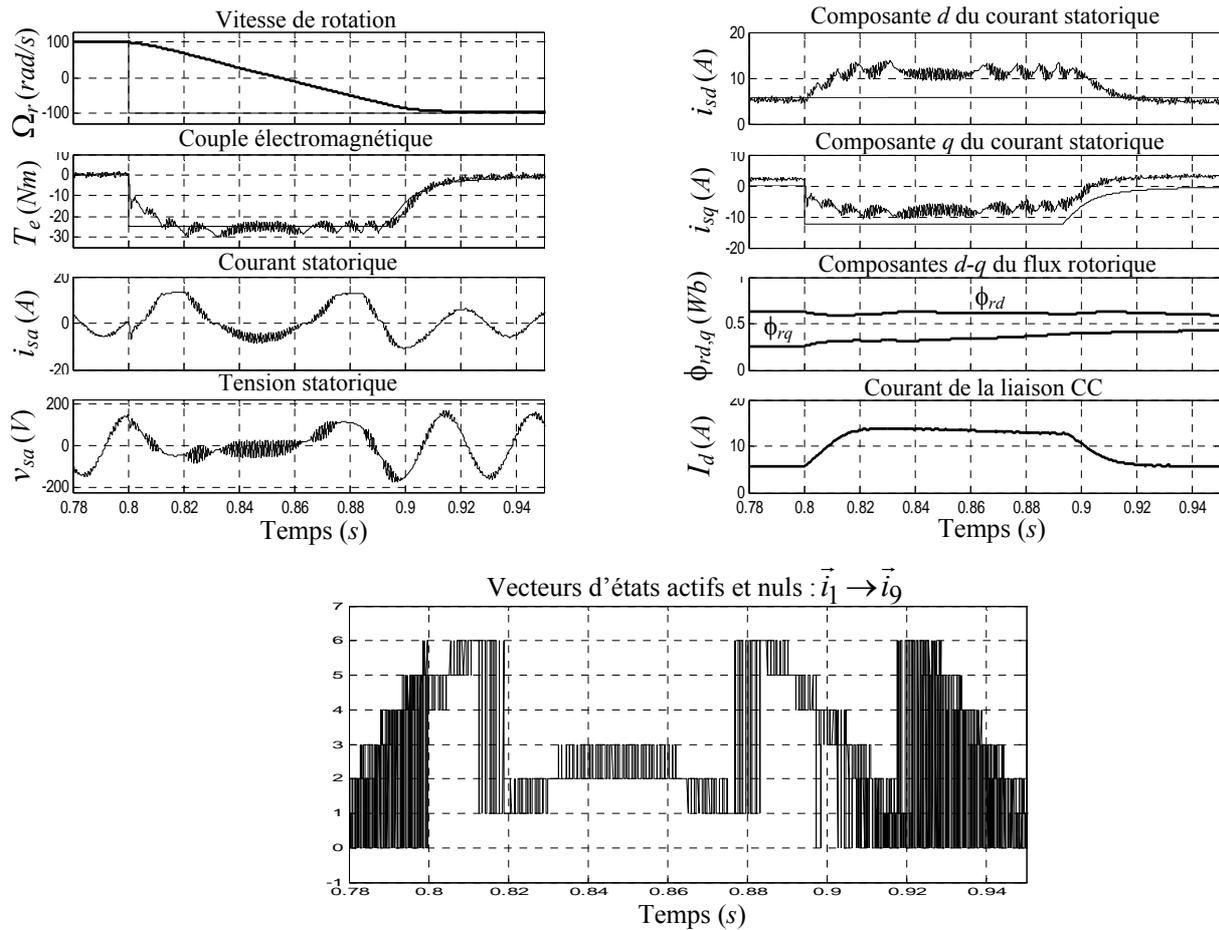
Par la suite, pour examiner la réponse dynamique du régulateur de vitesse proposé, les performances du système pour une inversion de vitesse avec les deux stratégies de modulation, sont évaluées en appliquant un échelon de vitesse d'amplitude -100 rad/s à la vitesse de référence, tandis que le couple de charge est fixé à une valeur nulle (sans charge).

Les résultats de simulation de la figure 6.17 montrent que la commande SVM assure l'inversion de vitesse avec de bonnes performances dynamiques et également avec une fréquence de commutation réduite due à l'addition des vecteurs courants nuls.



a) Stratégie SVM

Fig. 6.17– Réponses dynamique du système pour une inversion de vitesse



b) Stratégie MLISP

Fig. 6.17– Suite

Des résultats comparatifs pour les grandes vitesses et sans charge sont présentés maintenant pour le fonctionnement en régime permanent. La figure 6.18 montre la réponse de vitesse, couple, flux et courant statorique/rotorique pour la modulation SVM. La figure 6.19 montre les mêmes réponses pour la technique MLISP.

Pour les mêmes conditions de fonctionnement, on peut voir dans le cas de SVM-8 que l'ondulation de couple est relativement plus haute que dans le cas de la modulation MLISP. Mais les fréquences de ces ondulations du couple sont beaucoup plus hautes que la largeur de bande mécanique de sorte que leurs effets sur le système soient réduits pour un fonctionnement à grande vitesse.

En outre, dans le cas de la méthode SVM (cf. fig. 6.18) on peut voir l'utilisation efficace du courant d'entrée I_d , pour l'onduleur, plus que dans la MLISP.

De cette même figure, on peut bien confirmer que la modulation SVM assure toujours le découplage parfait couple-flux ainsi que la minimisation du nombre de commutations avec une distribution plus uniforme pour les vecteurs courants nuls.

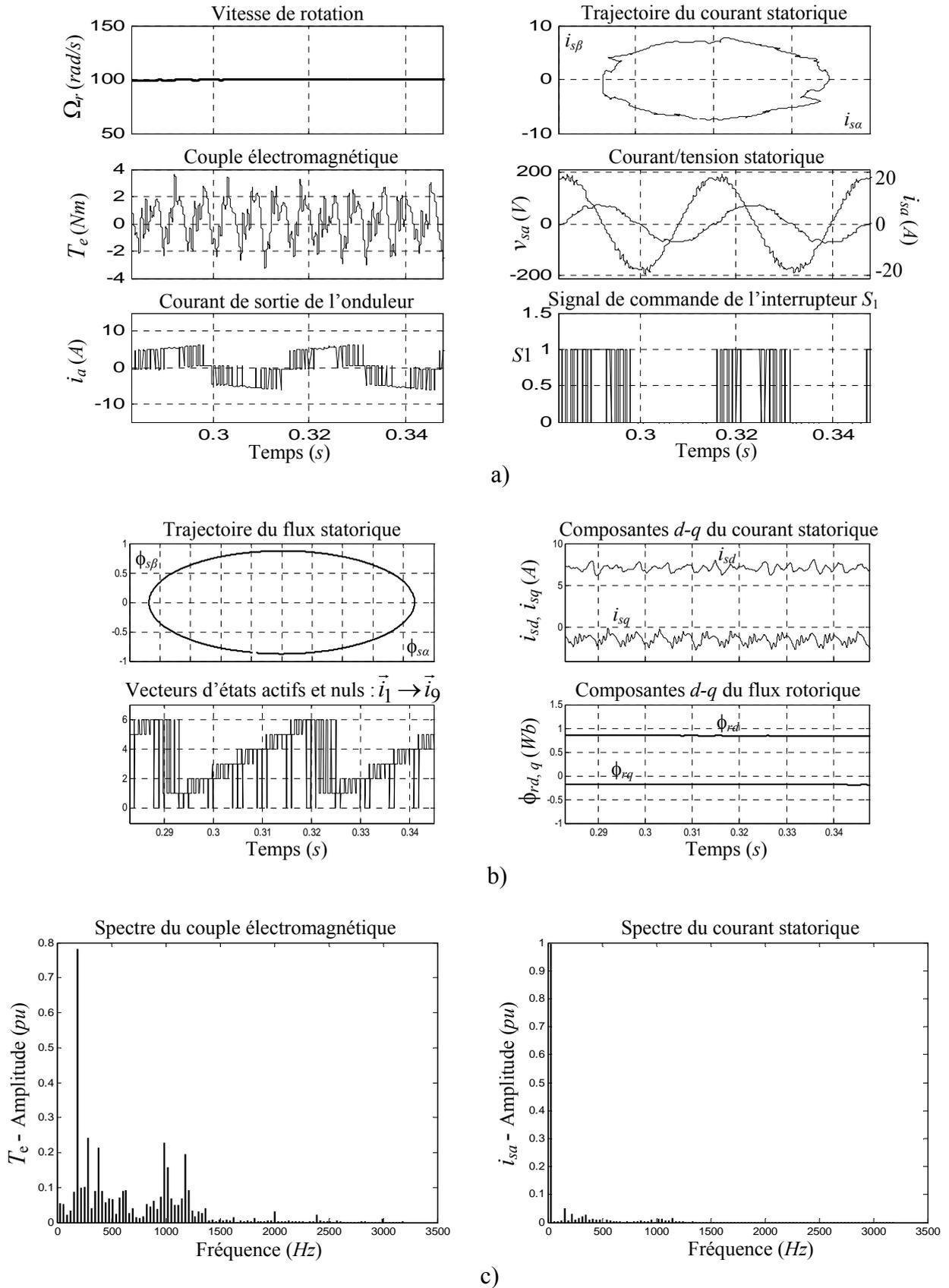


Fig. 6.18– Réponses statiques du système à vide pour la modulation SVM

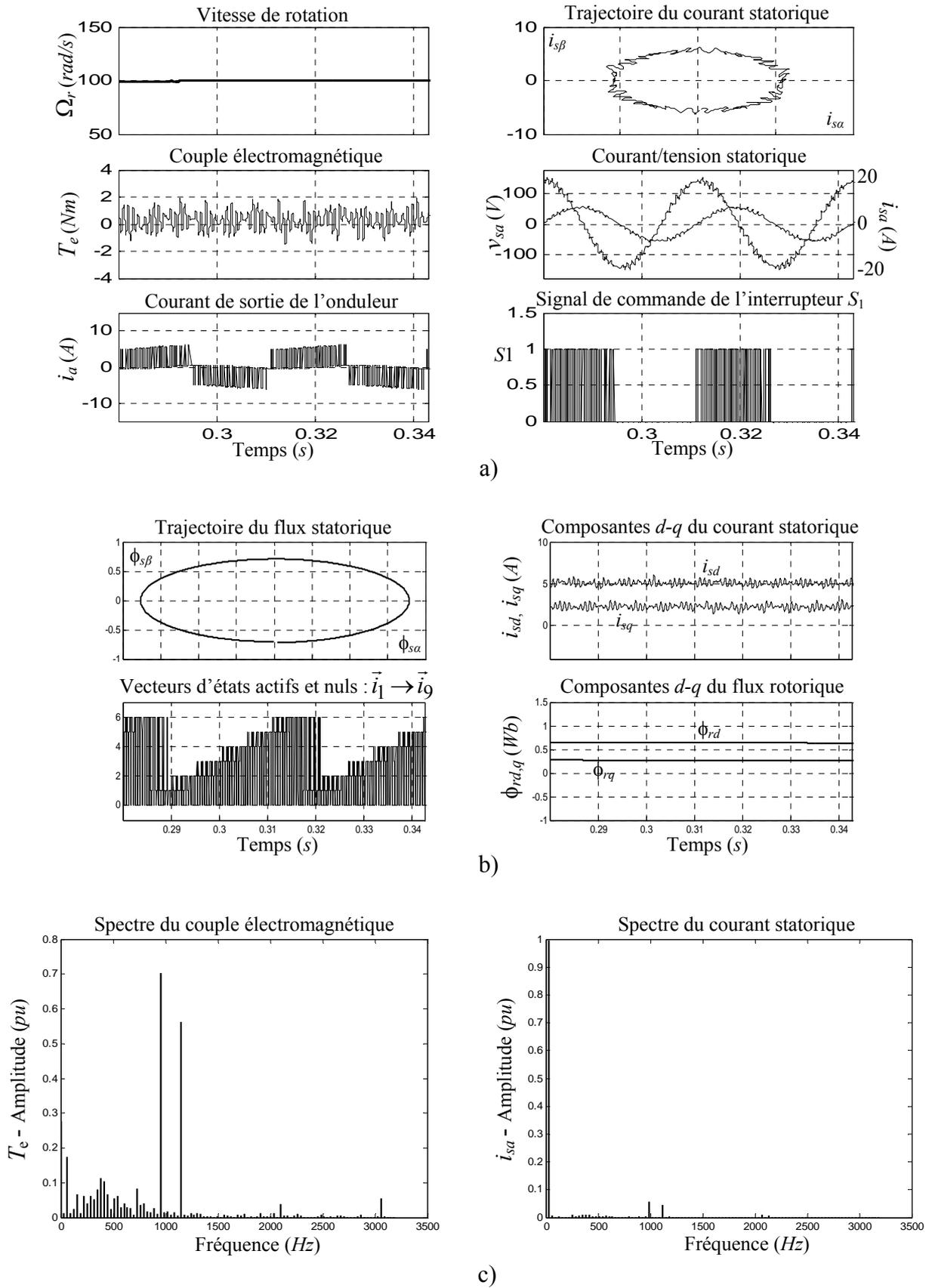
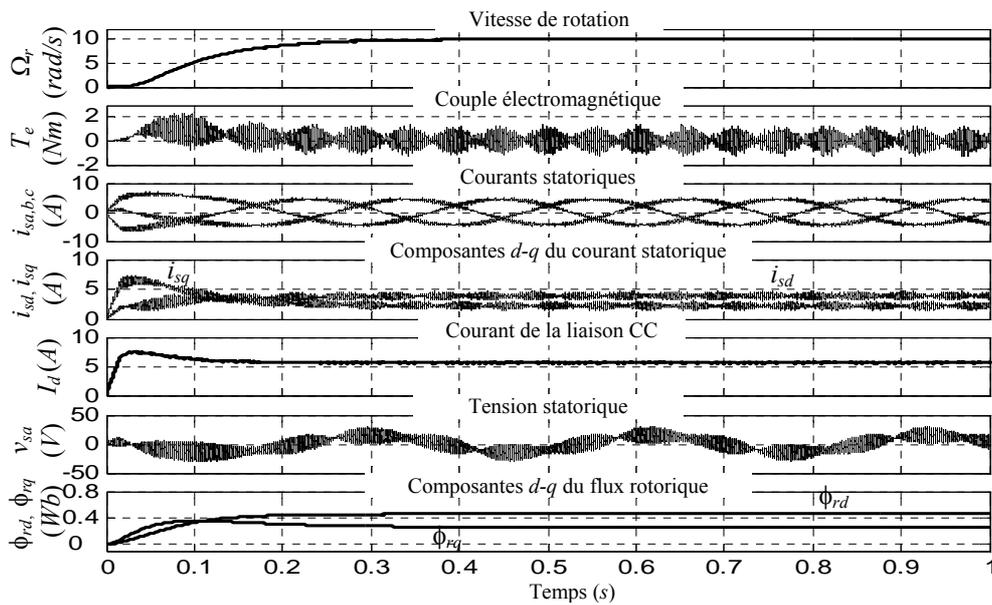


Fig. 6.19– Réponses statiques du système à vide pour la modulation MLISF

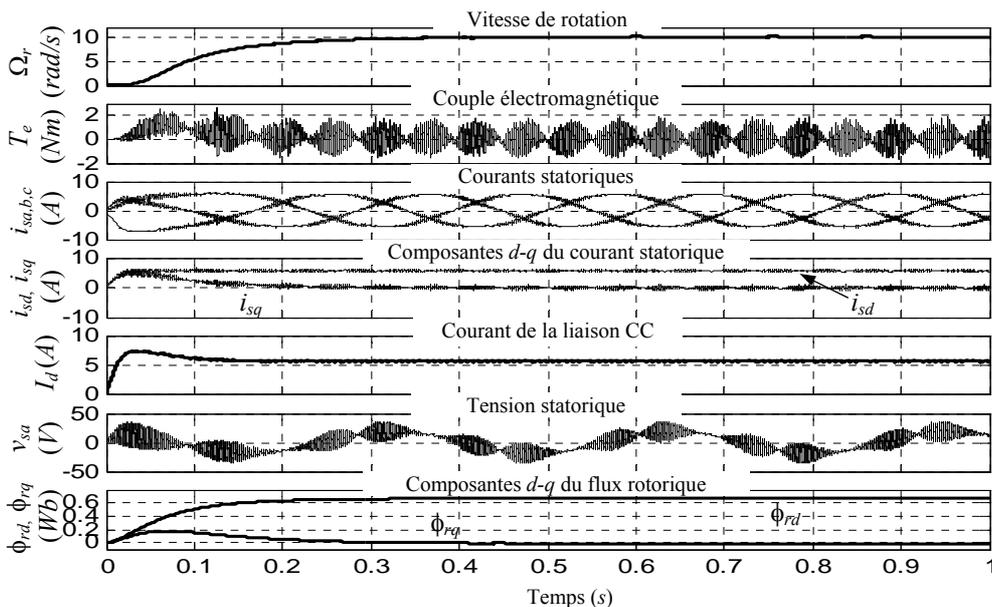
• *Pour les faibles vitesses*

Pour une bonne inspection des performances en régime permanent, une comparaison des comportements statiques et dynamiques obtenus en utilisant les deux techniques de commande MLI est montrée dans la figure 6.20 (la machine fonctionne à une vitesse réduite (10 rad/s) et sans charge).

Il est possible de noter dans cette figure, des résultats comparables, en termes des distorsions des formes d'onde des courants, ondulations du couple et vibrations de vitesse, ont été obtenus en utilisant les deux stratégies de modulation. Néanmoins, la MLISP souffre toujours de découplage qui existe entre les deux composantes d - q du courant statorique.



a) Stratégie MLISP



b) Stratégie SVM

Fig. 6.20– Réponses du système pour un fonctionnement à faible vitesse (à vide)

De même le fonctionnement en régime permanent du système proposé avec une faible fréquence de sortie est illustré dans les figures 6.21 et 6.22.

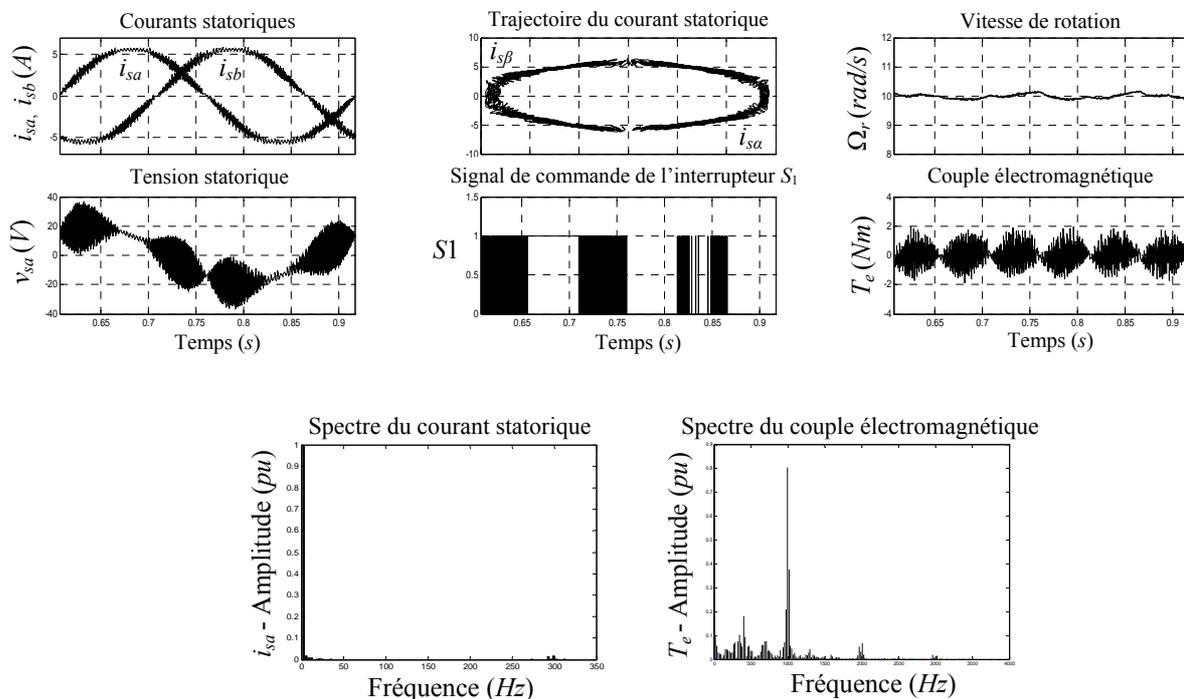


Fig. 6.21– Réponses statiques du système à faible vitesse (Stratégie SVM)

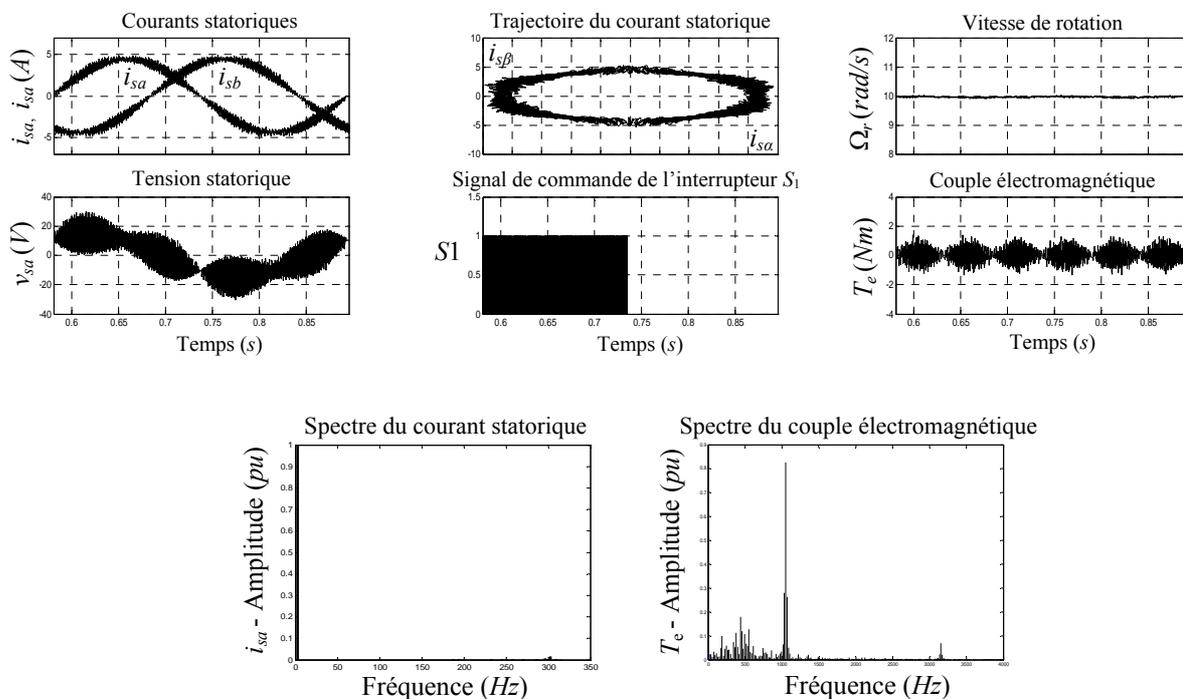


Fig. 6.22– Réponses statiques du système à faible vitesse (Stratégie MLISP)

À partir de la trajectoire du courant donnée dans la figure 6.21, on peut voir une réduction appréciable au niveau d'ondulation de courant, avec un nombre plus faible de commutations, qui se produit dans le cas d'application de la SVM-8 (ou tous les schémas de modulation vectorielle). Là où le vecteur zéro est distribué uniformément, avec une utilisation plus efficace pour le courant continu I_d (par rapport à la stratégie MLISP).

Afin de montrer l'amélioration de la forme d'onde de courant obtenue en employant la nouvelle stratégie de modulation, l'analyse harmonique des courants statoriques a été effectuée (cf. figs. 6.21 et 6.22). Les résultats obtenus sont illustrés dans les mêmes figures, où on note l'absence totale des harmoniques d'ordre inférieur et la présence des harmoniques de haute fréquence avec des amplitudes presque négligeables. De même, le couple pulsatoire est périodique donc, son contenu harmonique peut être obtenu par l'analyse en série de Fourier. Afin de comparer ses harmoniques pour les différentes méthodes MLI, l'analyse spectrale du couple a été réalisée. De cette analyse on peut prouver que les pulsations du couple sont liées non seulement à l'amplitude des courants harmoniques mais également à la distribution des différents harmoniques. En général, de ces spectres du couple, il est possible de noter la présence d'une grande composante harmonique correspondante à la fréquence d'échantillonnage F_s et d'autres harmoniques (dont leurs fréquences compris entre 50 Hz et 1500 Hz et supérieur à 1500 Hz) qui sont relativement négligeables.

Pratiquement la valeur maximale de l'ondulation du couple, pour les faibles vitesses d'entraînement, peut être évaluée approximativement par; 9,33% dans le cas de la MLISP, et 15,83% pour la stratégie SVM. De même, la vibration de vitesse est à moins ; de 1,5% dans la MLISP et de 3,5% dans la modulation SVM. D'une façon générale, l'ondulation du couple produite, par différentes stratégies MLI ou séquences de commutation données par la méthode SVM, peut être exprimée (pour les grandes ou faibles vitesses) comme suit:

$$\Delta T = (T_{e_{\max}} - T_{e_{\text{moy}}}) / T_{e_{\text{nom}}} \quad (6.32)$$

avec $T_{e_{\max}}$: le couple électromagnétique maximal.

$T_{e_{\text{moy}}}$: le couple électromagnétique moyen.

$T_{e_{\text{nom}}}$: le couple nominal.

Note : La valeur maximale de l'ondulation du couple, pour les faibles vitesses d'entraînement, peut être évaluée approximativement par; 13,33% dans le cas de la SVM-3 et la vibration de vitesse est à moins ; de 1,65%, (cf. Annexe D), donnant ainsi des résultats plus proches à la MLISP.

6.5.2 LE FONCTIONNEMENT À VITESSE NULLE

Dans ces derniers essais, figure 6.23, la vitesse du moteur a été choisie pour changer autour de zéro pour démontrer les capacités de fonctionnement du système aux très faibles vitesses et en pleine charge.

Les faibles amplitudes des harmoniques du couple pulsatoire, pour ces conditions de fonctionnement, ainsi que la réduction résultante dans la vibration de vitesse et même les courants/tensions statoriques qui se trouvent moins distordus, montrent que la commande SVM donne les meilleures performances comparée à la méthode MLISP.

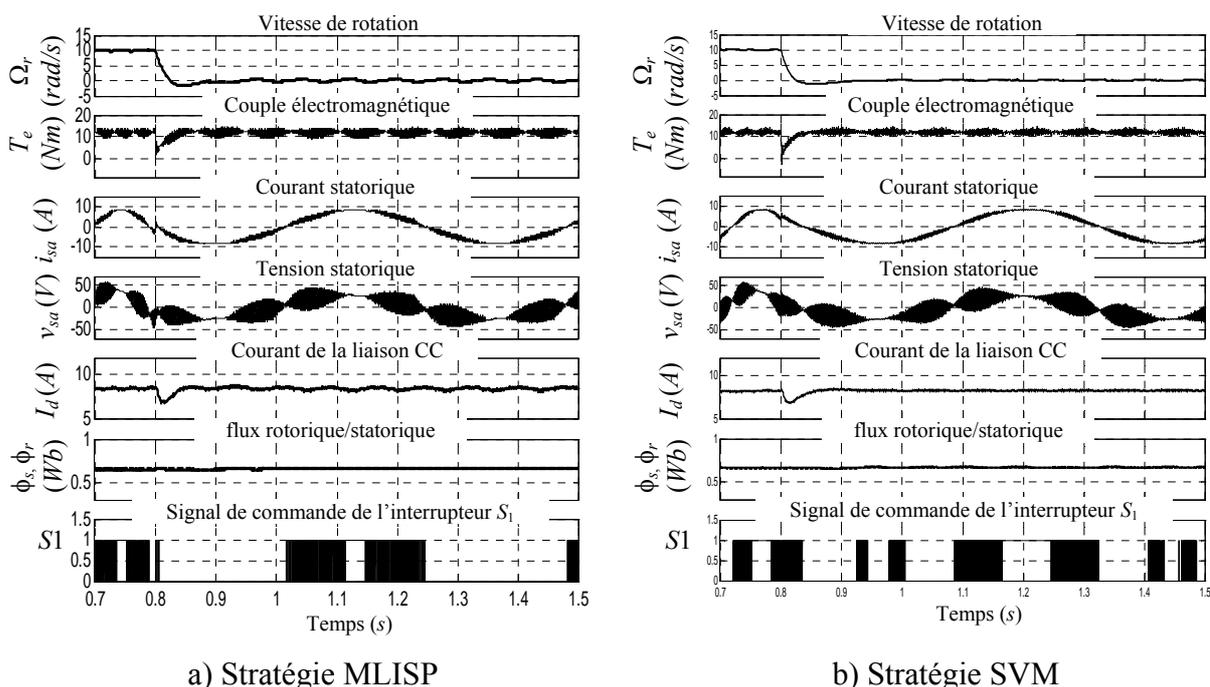
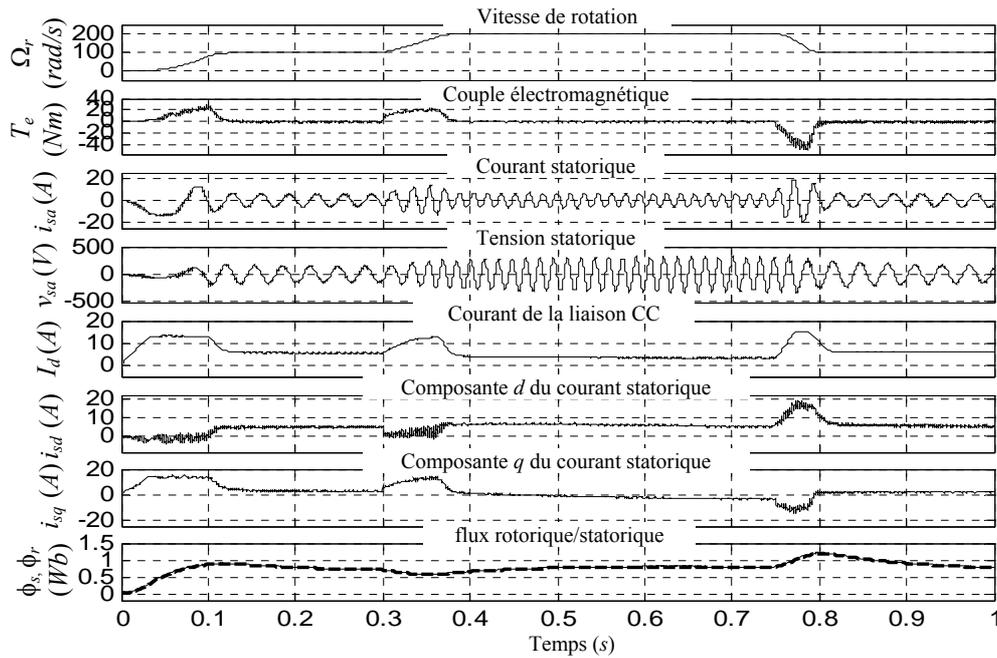


Fig. 6.23– Réponses du système autour d'une vitesse nulle

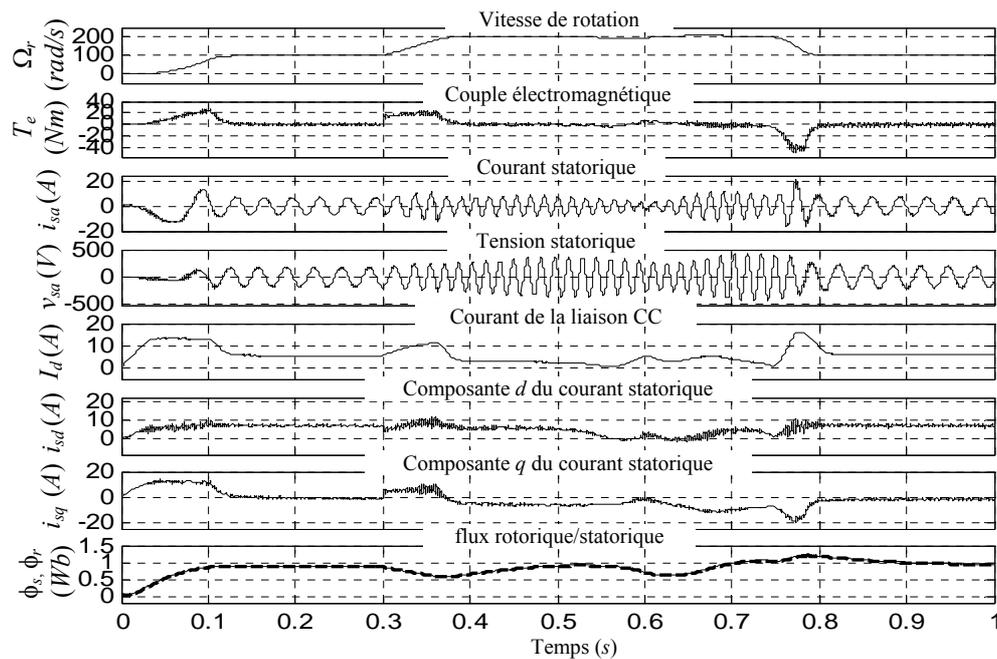
6.5.3 LE FONCTIONNEMENT EN MODE DÉFLUXÉ

Le contrôle de flux est nécessaire pour le fonctionnement en mode défluxé quand le moteur doit fonctionner aux vitesses plus hautes que la vitesse nominale. Les performances dynamiques du contrôle de flux du système sont évaluées en appliquant un échelon de vitesse de référence (de moins de la valeur nominale à plus de 65% de la valeur nominale) tandis que la référence de couple est maintenue à sa valeur nulle (sans charge).

À partir des résultats de simulation, figure 6.24, on peut constater que la MLISP assure l'opération de défluxage avec des performances meilleures que la SVM. Néanmoins la modulation MLISP présente l'inconvénient de couplage des composantes $d-q$ du courant statorique.



a) Stratégie MLISP



b) Stratégie SVM

Fig. 6.24– Réponses du système d'entraînement en mode défluxé

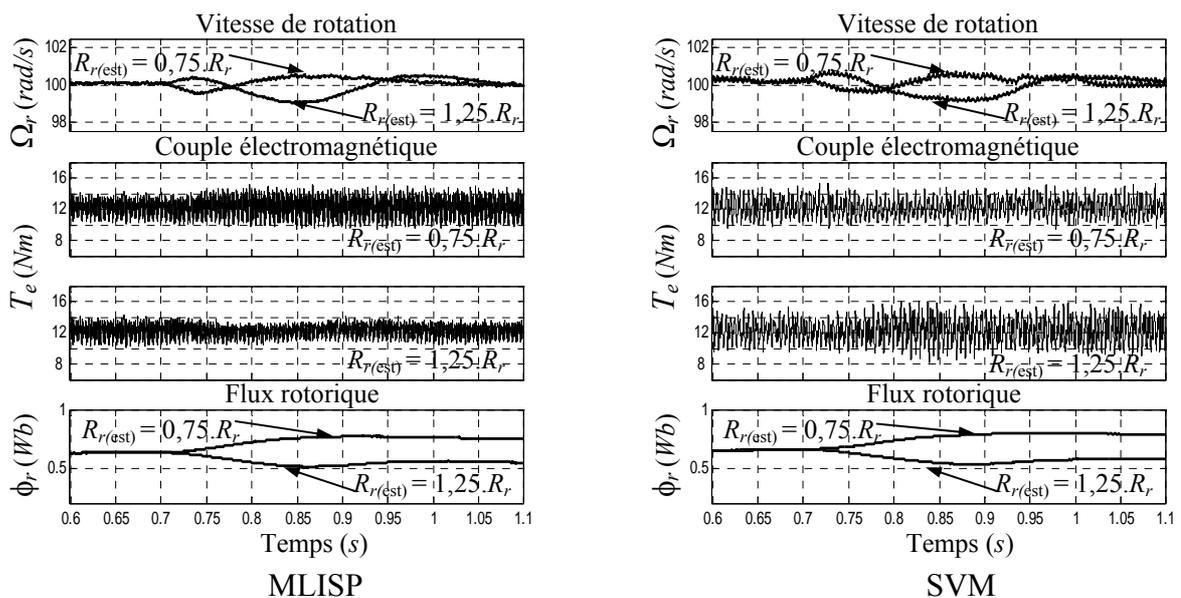
6.5.4 SENSIBILITÉS AUX PARAMÈTRES MACHINE

Dans la technique de commande vectorielle (FOC), le fonctionnement est basé essentiellement sur l'estimation de la fréquence de glissement qui dépend de la constante de temps rotorique $T_r = L_r / R_r$. Ce paramètre peut changer pendant le fonctionnement en ligne due aux effets de la

température ou de saturation causant ainsi des réponses indésirables, [11], [71], [78], [112], [117], [175], [176].

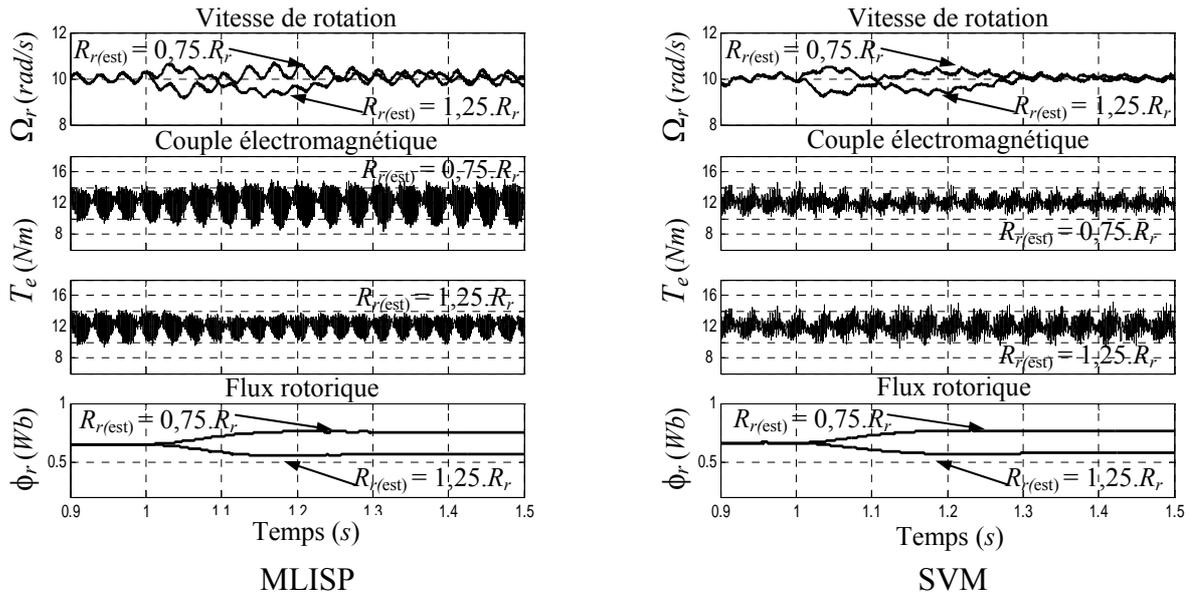
Une variation typique de T_r peut couvrir une gamme de $0.75T_{r_{nom}} < T_r < 1.25T_{r_{nom}}$ avec $T_{r_{nom}}$ est sa valeur nominale, [2], [18], [71], [141], [150], [169], [177-180]. Une erreur dans l'estimation de T_r doit détériorer les performances de commande et pourrait mener à un couplage indésirable entre les axes d et q , invalidant ainsi l'opération de la commande FOC.

Les effets de l'erreur d'estimation de la résistance rotorique sont étudiés en appliquant un échelon de variation dans la valeur de R_r , utilisée dans l'estimateur de la fréquence de glissement, tandis que le moteur est opéré d'abord à une grande vitesse (100 rad/s) puis à une vitesse réduite (10 rad/s) avec une charge de 12 Nm. La figure 6.25 montre la variation du flux rotorique, couple et vitesse pour ces essais où la valeur estimée de R_r est soudainement changée à 75% et à 125% de la valeur réelle. Pour ces deux cas, cette variation a eu comme conséquence des erreurs de commande dans le flux du rotor et la vitesse avec les deux méthodes MLI. De même, les réponses transitoires du flux sont oscillantes avec un faible amortissement, contrairement à la réponse du couple qui se trouve plus rigide. Ceci représente un autre avantage avec l'onduleur de courant parce que dans le cas de l'onduleur de tension la réponse transitoire du couple est caractérisée par des oscillations considérables qui peuvent causer un bruit acoustique dans le moteur, [26-29], [180]. En outre avec la modulation vectorielle des courants, on peut voir moins de dépendance d'ondulation de couple à l'égard de la valeur R_r , utilisée dans l'évaluation de la fréquence de glissement. Ce qui montre que la méthode SVM peut donner plus de réduction dans la sensibilité, à la variation de la résistance rotorique, sur la commande du système.



a) Grande vitesse

Fig. 6.25– L'influence de l'erreur d'estimation de la résistance rotorique sur la commande à flux orienté



b) Faible vitesse

Fig. 6.25– Suite

Néanmoins, de ces mêmes résultats on remarque que la réponse de vitesse dépend directement de la constante de temps rotorique. C'est le principal inconvénient de la méthode de commande vectorielle car une variation de cette constante entraîne un désalignement du repère d - q et donc un recouplage entre le contrôle du flux et du couple, produisant ainsi une erreur stationnaire et des oscillations transitoires. Il est donc indispensable d'effectuer une estimation en ligne de T_r . Cependant, la charge de calcul dans l'algorithme de contrôle doit augmenter.

6.5.5 L'EFFET DE QUELQUES PARAMÈTRES DU SYSTÈME; I_d , C_F et T_s

Pour plus d'utilisation des schémas de modulation vectorielle, on peut voir du tableau 6.2 que l'amplitude des vecteurs actifs est $2/\sqrt{3}I_d$. Par conséquent le courant continu I_d peut être maintenu constant avec une valeur réduite et ainsi l'équation 5.33 (cf. Chapitre 5) peut être remplacé par :

$$I_{d_{ref}} = \frac{\sqrt{3}}{2} |\vec{i}_s^*| \quad (6.33)$$

En employant la séquence SVM-8 avec un courant I_d réduit, dans la commande du système d'entraînement, les résultats de simulation donnés dans la figure 6.26 prouvent que, dû à l'utilisation de la modulation vectorielle, la réduction du courant continu ne détériore pas les bonnes performances dynamiques obtenues avec les schéma de modulation SVM sans réduction de I_d .

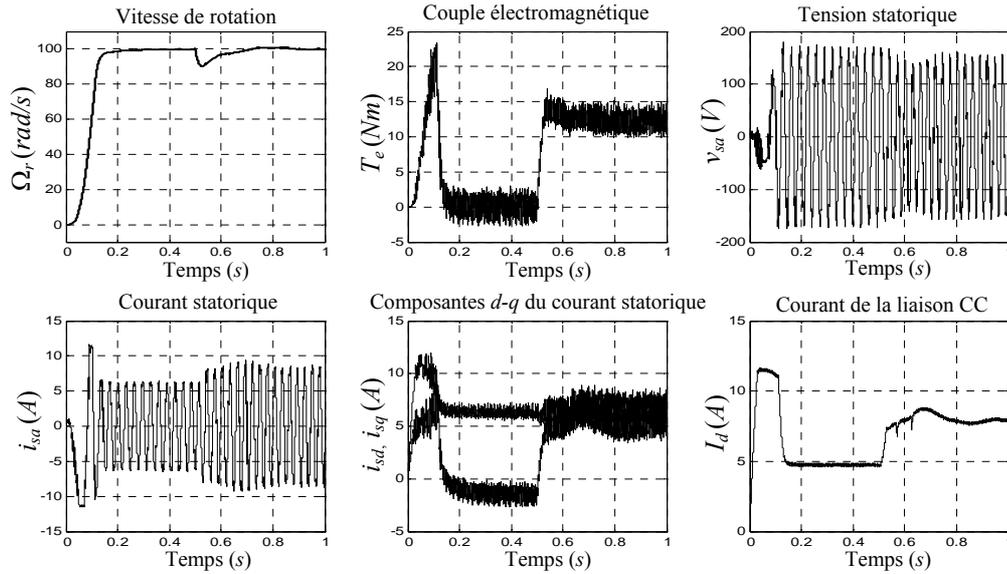


Fig. 6.26– Réponses du système pour une modulation SVM à courant d'entrée réduit (100 rad/s)

En représentant les réponses statiques du système pour les mêmes conditions d'opération à faible vitesse, on peut voir que la séquence SVM-8 avec réduction du courant I_d peut réaliser la réduction du nombre de commutations plus que la modulation MLISP et la SVM de base. Également il a été vérifié que même dans ce cas-ci, la technique SVM permet la réduction des oscillations de vitesse et des ondulations du couple même avec une forme d'onde trapézoïdale pour le courant statorique comme le montre clairement la figure 6.27.

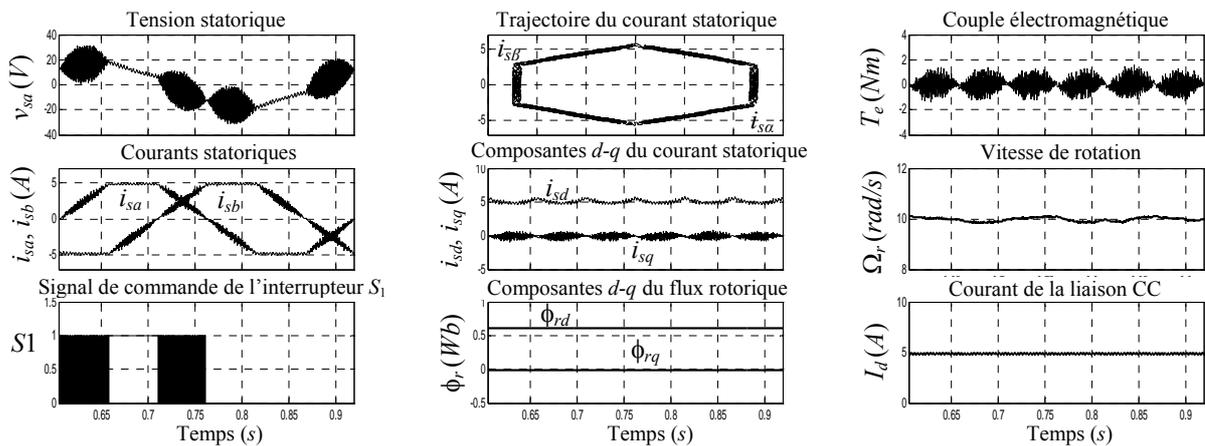


Fig. 6.27– Réponses du système pour une modulation SVM à courant d'entrée réduit (10 rad/s)

Une telle amélioration au niveau des amplitudes des ondulations du couple et oscillations de vitesse peut être obtenue aussi, par exemple, par une augmentation de la capacité de filtrage.

Pour démontrer ceci on a présenté les réponses du système à faible vitesse avec une capacité de filtrage $C_F = 80 \mu F$, figure 6.28. Où on a vérifié que l'onduleur était commandé correctement

telles que les formes d'ondes des courants, pour la modulation vectorielle, sont devenues plus lisses et presque sinusoïdales, en régime permanent, donnant en conséquence des faibles ondulations du couple et relativement une oscillation de vitesse réduite représentant ainsi des résultats très comparables à ceux obtenus avec la MLISP.

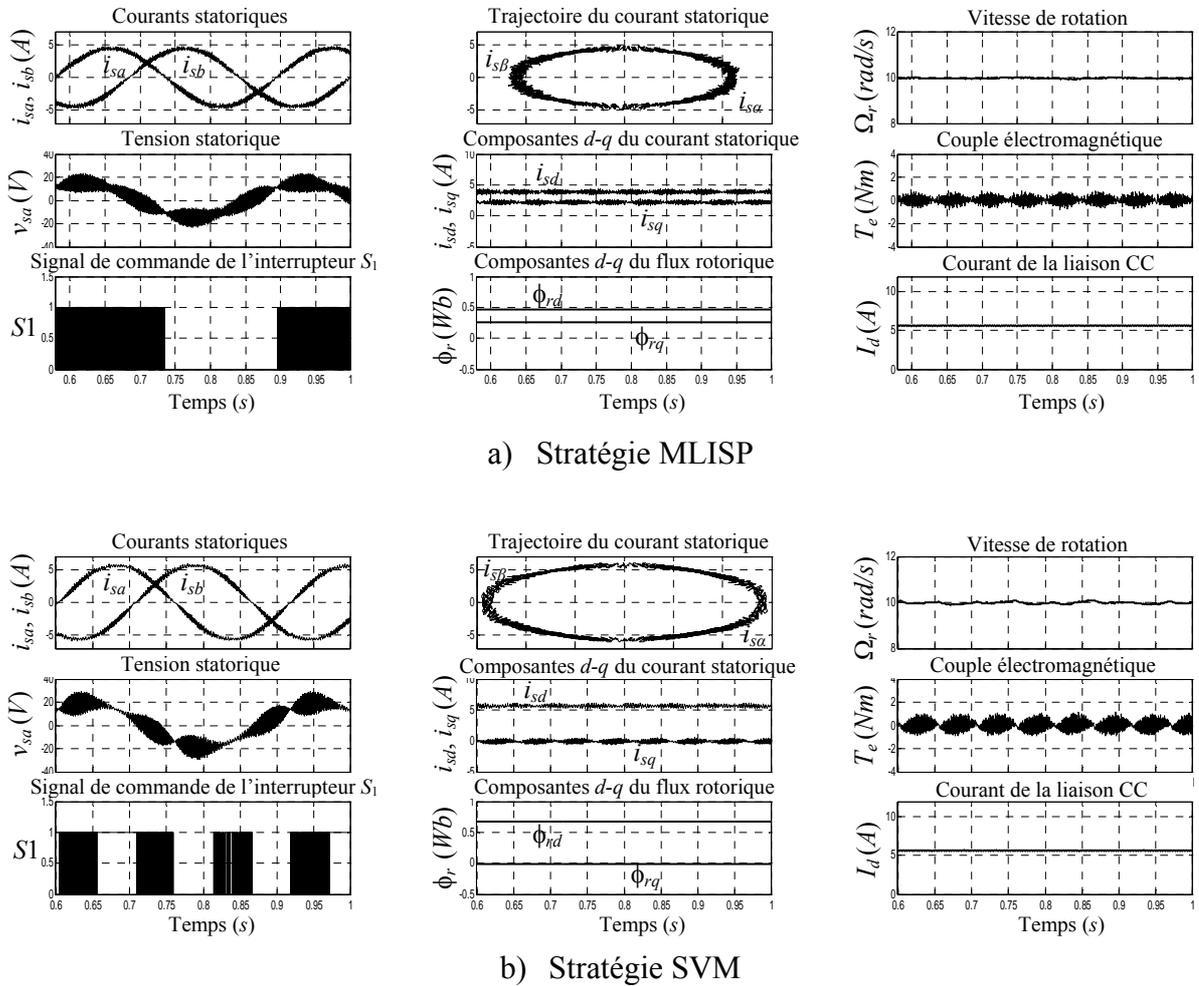


Fig. 6.28– Réponses du système avec une augmentation de la capacité de filtrage C_F

6.6 CONCLUSION

Le but des simulations numériques était une recherche d'un système d'entraînement caractérisé par des bonnes performances dans le cas d'un onduleur de courant à MLI vectorielle alimentant un moteur à induction sous la commande à orientation du flux rotorique.

Ainsi les schémas SVM développés ont été comparés à la stratégie de modulation sinusoïdale MLISP. Les résultats de simulation ont prouvé la validité de la méthode proposée en montrant que ces schémas de modulation vectorielle améliorent les caractéristiques de contrôle du couple que ce soit à faible ou grande vitesse. Ils donnent également de bonnes performances aussi bien que la méthode MLISP, en termes d'ondulations du courant/couple et de vibration de vitesse.

En fait la modulation SVM assure toujours le découplage parfait couple-flux. De plus, cette méthode de modulation exige moins de commutations dans les dispositifs semi-conducteurs, assurant de plus faible perte de commutation et fréquence effective de commutation.

En outre, on a prouvé par simulation que les techniques SVM offrent une meilleure utilisation du courant continu, une plus faible ondulation de couple, un THD réduit dans le courant moteur et un minimum de pertes de commutation. Également, la SVM s'adapte mieux à la technique de commande vectorielle (FOC), où une réponse dynamique améliorée est assurée. De plus, la commande SVM est relativement plus robuste à la variation des paramètres rotoriques que la technique MLISP.

Par conséquent, on a confirmé que la commande MLI proposée basée sur la modulation vectorielle des courants (plus facile à mettre en application dans les systèmes numériques) offre de meilleures performances plus que la technique MLISP dans la plupart des conditions de fonctionnement.

D'un autre côté, comme on le peut déduire aussi des résultats de simulation : bien que des harmoniques de couple soient produits par les courants harmoniques, il n'y a aucun rapport rigoureux entre les deux. Une faible ondulation du couple peut apparaître avec plus de distorsions harmoniques dans le courant statorique, et vice versa. Par conséquent, pour plus de réduction des pulsations de couple, une commande de couple en boucle fermée est exigée avec une sélection appropriée des vecteurs courants en utilisant par exemple ce qu'on appelle la table de commutation (switching table en anglais).

Conclusion Générale

Le travail présenté dans cette thèse se veut une contribution à la commande vectorielle d'une machine asynchrone à cage d'écurie alimentée par un onduleur de courant, dont l'objectif est triple. La première contribution concerne l'inspection de la production des ondulations du couple dans la machine à induction où on considère seulement celles causées par les harmoniques des courants générés par l'onduleur. Deuxièmement, un système de réduction des harmoniques, basé sur la supposition que le moteur à induction tend à suivre les harmoniques dans la forme d'onde du courant, a été proposé et mis en application en employant l'onduleur de courant à MLI.

Quant à la troisième contribution, elle concerne l'évaluation des performances statiques et dynamiques du système d'entraînement complet (avec une amélioration en cas de besoin) pour la majorité des régimes de fonctionnement. Y compris l'évaluation de la réduction, des ondulations du couple ainsi que des oscillations de vitesse, offerte par la modulation des courants statoriques.

Pour atteindre ces objectifs, un système d'entraînement d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur de courant à MLI a été présenté. Où l'analyse, la modélisation et la simulation du moteur à induction, commandé vectoriellement avec une régulation du courant continu, ont été bien décrites. En effet, avec cette boucle de régulation de courant continu, le moteur à induction peut obtenir une réponse rapide de vitesse. De même avec la commande MLI, le courant statorique est presque une onde purement sinusoïdale avec de faibles harmoniques. Ainsi, la réduction des ondulations du couple est réalisée par l'intermédiaire de cette méthode de modulation.

L'analyse effectuée vise d'abord à modifier la commande MLI classique proposée par T. Onishi et K. Okitsu, afin d'améliorer les performances de notre système d'entraînement en termes d'ondulations du couple et de courant. À cette fin, une MLI sinusoïdale à une seule onde porteuse a été proposée (MLISP).

Des analyses détaillées, établissant la stratégie de modulation MLISP, ont été donc développées. Le fonctionnement de l'onduleur employant la modulation proposée a été vérifié par des simulations numériques sous l'environnement MATLAB/SIMULINK. Les résultats ainsi obtenus indiquent des performances relativement excellentes. De même la réponse dynamique du moteur à induction est immensément améliorée par l'utilisation de la commande vectorielle en réalisant ainsi des performances similaires à celles de la machine à courant continu à excitation séparée.

Dans le même contexte, des simulations numériques pour les grandes et faibles vitesses d'entraînement ont été effectuées montrant ainsi les avantages de la stratégie proposée (MLISP) par rapport à la MLI classique en ce qui concerne la réponse de vitesse, la distorsion de courant et l'ondulation du couple. De plus, le schéma proposé employant la stratégie MLISP peut réduire au minimum la composante fondamentale d'ondulation du couple en diminuant les composantes harmoniques les plus basses des formes d'onde de courant.

Ce problème d'ondulations du couple affecte peu les performances du système de commande lors du fonctionnement à grande vitesse, car pour cette gamme de vitesses les ondulations sont grandes

mais elles sont considérablement atténuées par l'inertie du rotor. Cependant, à faible vitesse d'entraînement, les ondulations du couple sont très critiques tel que l'effet néfaste peut devenir significatif. En effet, ces couples pulsatoires causés par la distorsion des courants statoriques résultent en une grande vibration ou oscillation de vitesse, qui peut détériorer beaucoup les performances du système.

De ces mêmes résultats, on peut constater que les courants d'axes $d-q$ sont malheureusement découplés, dans les deux cas de modulation, dégradant ainsi les performances de base de la commande vectorielle (FOC).

Alors, afin de surmonter d'une part le problème de couplage flux/couple et d'autre part améliorer les performances du système d'entraînement, une modulation vectorielle a été proposée.

Ainsi, pour démontrer les performances offertes par les schémas de modulation vectorielle, quelques simulations de l'approche proposée ont été développées et comparées à celles de la stratégie de modulation MLISP.

D'après les résultats de simulation obtenus, on a démontré que la technique de modulation proposée (SVM) peut réaliser efficacement, dans des conditions de faibles et grandes vitesses, y compris les vitesses nulles le contrôle de courant et du couple, la réduction des pulsations du couple et oscillations de vitesse et la minimisation du nombre de commutations ainsi que les pertes de commutation associées. Alors, en ajoutant la robustesse obtenue pour la variation des paramètres, on a bien confirmé que la stratégie SVM s'aligne mieux à la commande à flux orienté.

Par conséquent, on a vérifié que la commande MLI proposée basée sur le schéma SVM présente des performances meilleures dans la plupart des conditions de fonctionnement par rapport à la technique MLISP. En général, la structure de commande proposée intégrant l'onduleur de courant à MLI offre des avantages significatifs, dont certains incluent :

- Un rendement plus élevé pour chaque point de fonctionnement (pour une large gamme de vitesse).
- Un niveau acceptable d'ondulations du couple et de courant.
- Un meilleur comportement dynamique.
- Un découplage parfait entre le flux et le couple.
- La possibilité de fonctionnement en pleine charge (à vitesse réduite).
- Le fonctionnement dans les quatre quadrants.
- Le contrôle du couple instantané pour les deux régimes de fonctionnement (permanent et transitoire) est possible.
- Le degré de liberté que nous avons avec la stratégie SVM peut donner de meilleures performances comparées à celles de la MLI sinusoïdale.
- La réponse rapide et le mérite de robustesse obtenus avec la MLISP sont entièrement préservés.
- L'approche proposée n'est pas aussi compliquée pour la mise en application. Ainsi, le problème d'avoir besoin de plus de calcul que le schéma de commande standard de MLI, peut être résolu par l'utilisation d'une unité de calcul incluse dans un processeur des signaux numérique (DSP).

D'un autre coté, concernant les pulsations du couple du moteur alimenté par un CSI à MLI, les conclusions suivantes peuvent être vérifiées :

- La fréquence d'oscillation est plus haute.
- L'amplitude des pulsations dépend de la charge et de la gamme de vitesse, et elle n'est probablement pas beaucoup plus haute à vitesse réduite.
- La rotation de la machine semble être plus lisse en se composant, essentiellement par révolution, d'une fondamentale d'ordre 6 et d'autres harmoniques de haute fréquence.
- L'efficacité des techniques de réduction des harmoniques en tant que moyens d'élimination des couples pulsatoires dans les moteurs à induction alimentés par des onduleurs de courant est incertaine. Une rotation douce est sûrement obtenue par cette méthode mais l'amplitude des ondulations du couple reste relativement significative.

Ainsi, on peut affirmer qu'en utilisant les stratégies de modulation SVM, les performances globales du système d'entraînement sont augmentées. Néanmoins, avec tous ces privilèges :

- La modulation vectorielle n'offre pas des avantages sensibles par rapport à la modulation sinusoïdale en ce qui concerne le déchet de courant ou le résidu harmonique. On donne, de plus en plus fréquemment, la préférence à la modulation vectorielle dans le domaine des entraînements à vitesse variable c'est parce que ce type de modulation s'intègre de façon naturelle dans les systèmes de régulation de ces entraînements, surtout lorsqu'on utilise la commande par flux orienté. Alternativement, la modulation sinusoïdale reste toujours la plus simple et elle est aussi assez importante que la modulation vectorielle en donnant toutes les performances souhaitées sauf le problème de couplage qui persiste dans ce cas soit à faible ou grande vitesse.
- Également, on a observé que l'approche proposée basée sur une modulation MLI en boucle ouverte ne présente pas une méthode, de réduction des ondulations du couple, aussi efficace qu'on prévoirait, et donc la contribution tente principalement une bonne évaluation de la production des ondulations du couple.

De plus, bien que cette étude nous ait permis de valider en partie notre approche, nous pensons que certaines étapes ne sont pas suffisamment exploitées lors de l'intégration de la commande vectorielle :

- La commande à orientation de flux rotorique appliquée pour le moteur à induction a le mérite du découplage naturel entre la composante de flux et celle du couple. Ainsi, la technique de commande est simple et extensivement utilisée. Mais elle est sensible à la variation des paramètres. En effet, une erreur d'estimation sur un paramètre aussi sensible que la constante du temps rotorique peut directement affecter l'orientation du flux et faire perdre à la commande vectorielle sa linéarité en la rendant une simple commande scalaire dont les performances sont médiocres à faible vitesse.

- L'orientation de flux assure la possibilité de contrôler le couple et le flux de la machine à induction indépendamment. Cependant, la stratégie de commande largement répandue pour l'orientation de flux est basée sur un flux de rotor constant. Donc cette stratégie n'utilise pas tous les avantages de la machine en employant la méthode d'orientation de flux.
- Dans ce travail, seulement le convertisseur côté machine (l'onduleur) est présenté. Pratiquement le côté réseau est aussi constitué par la ligne et l'inductance de fuite du transformateur ensemble avec les capacités de filtrage et il a une résonance du même type que le côté CA de l'onduleur.
- L'analyse présentée dans ce travail suppose des éléments idéaux.

Ces dernières remarques laissent entrevoir ou dégager des perspectives pour d'éventuelle suite à ce travail.

Perspectives

- ✓ Le problème de couplage rencontré dans la MLISP peut être éliminé par une redistribution des vecteurs nuls en incluant des impulsions de court circuit distribuées logiquement et symétriquement. En utilisant ce principe, on peut réaliser une transition minimale de commutation avec l'estimation d'un minimum de pertes de commutation, la symétrie de commutation et l'utilisation équilibrée des interrupteurs.
- ✓ Pour plus de réduction des pulsations du couple, une commande de couple en boucle fermée est exigée avec une sélection des vecteurs de courant en utilisant une table de commutation. Car l'emploi d'une table optimale des vecteurs de commutation de courant produit les vecteurs courants appropriés de commutation optimale pour l'onduleur.
- ✓ Comme la variation des paramètres machine doit être considérée pour des entraînements de hautes performances, il serait très intéressant d'introduire une procédure d'identification en ligne dans l'algorithme de commande.
- ✓ On peut présenter un degré de liberté pour commander un moteur à induction, en contrôlant les composantes de flux et du couple. Par exemple, une stratégie de commande basée sur la variation du niveau de flux peut être utilisée pour fournir le fonctionnement optimal du couple indépendamment des gammes de vitesse. Une telle liberté de contrôle des composantes flux/couple des courants statoriques peut rendre les performances des machines à induction supérieures à celles des moteurs à courant continu.
- ✓ Le redresseur à thyristors à contrôle de phase peut être remplacé par un redresseur à MLI à base des GTO's ou des IGBT's pour la réduction des harmoniques, l'amélioration des performances dynamiques et la correction du facteur de puissance avec la considération du phénomène de résonance.
- ✓ La réalisation d'une analyse semblable employant des éléments réels serait utile. Les preuves et les déviations formelles pour tous les concepts développés seraient stimulantes.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] B.K. Bose, *Power Electronics and AC Drives*. New Jersey: Prentice-Hall Edition, Englewood Cliffs., 1986, 402. p.
- [2] Werner Leonhard, *Control of Electrical Drives*. Springer Edition, Braunschweig., 1996, 420. p.
- [3] D. W. Novotny and T. A. Lipo, *Vector Control and Dynamics of AC Drives*. Clarendon Press, Oxford., 1996, 440. p.
- [4] Guy Grellet and Guy Clerc, *Actionneurs Électriques: Principes/Modèles/Commande*. Éditions Eyrolles, Paris., 1997, 492.p.
- [5] R.H. Park, Two-Reaction Theory of Synchronous Machines: Generalized Method of Analysis–Part I. *AIEE Winter Convention, New York, N. Y.*, Jan. 28-Feb. 1. 1929, pp. 716-730.
- [6] B. C. Ghosh and S. N. Bhadra, Effects of Flux Level on a CSI-Fed Field-Oriented Induction Motor. *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, Vol. 144, No.5., Sept. 1997, pp. 295-299.
- [7] S. Wade, M.W. Dunnigan and B.W. Williams, Improving the Accuracy of the Rotor Resistance Estimate for Vector-Controlled Induction Machines. *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, Vol. 144, No.5., Sept. 1997, pp. 285-294.
- [8] P.C. Sen, *Principles of Electric Machines and Power Electronics*. John Wiley & Sons, New York., 1996, 615.p.
- [9] H.C. Stanly, An Analysis of the Induction Machine. *AIEE Summer Convention, Washington, D.C.*, June 20-24, 1938, pp. 751-757.
- [10] D.S. Brereton, S.G. Lewis and C.C. Young, Representation of Induction-Motor Loads during Power-System Stability Studies. *AIEE Winter General Meeting, New York, N. Y.*, Jan. 21-25. 1957, pp. 451-461.
- [11] Philippe Foussier, *Contribution à L'intégration des Systèmes de Commande des Machines Electriques à Courant Alternative*. Thèse Doct. Ing., Institut National des Sciences Appliquées de Lyon., 1998, 194.P.
- [12] Chih-Yi Huang, Tien-Chi Chen and Ching-Lien Huang, A Microcomputer-Based Induction Motor Drive System using Current and Torque Control. *IEEE Trans.-Energy Conversion*, Vol.14, No.4., Dec. 1999, pp. 874-880.
- [13] J. W. L. Nerrys, A. Hughes and J. Corda, Alternative Implementation of Vector Control for Induction Motor and its Experimental Evaluation. *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, Vol. 147, No.1., Jan. 2000, pp. 7-13.
- [14] Peter Vas, *Vector Control of AC Machines*. Clarendon Press, OXFORD., 1990, 332. p.
- [15] Mohamed-Saïd Nait-Said, *Contribution à la Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone à Cage D'écureuil : - Robustesse Contre les Dérives Paramétrique, -Amélioration des Performances Energétiques*. Thèse d'État Soutenu à l'Univ. de Batna., 1998/1999, 100. p.
- [16] Scott Wade, Matthew W. Dunnigan and W. Williams, A New Method of Rotor Resistance Estimation for Vector-Controlled Induction Machines. *IEEE Trans.-Indus. Electr.*, Vol., 44, No.2., April 1997, pp. 247-257.
- [17] Leila Moussaoui and A Moussi, Performances Assessment of Field Oriented Control and Torque Ripple Reduction for CSI-Fed Induction Motor with PWM Strategy's. *3ème Conf. sur le Génie Élect. (CGE'03), EMP, Bordj El Bahri, Algérie.*, 15/16 Fev. 2004, Abstract p. 12.
- [18] Diane E. Borgard, Gustaf Olsson and Robert D. Lorenz, Accuracy Issues for Parameter Estimation of Field Oriented Induction Machine Drives, *IEEE Trans.-Indus. Appl.*, Vol., 31, No.4., July/Aug. 1995, pp. 795-801.
- [19] Leila Moussaoui and Ammar Moussi, A Proposed SVPWM-CSI Fed Vector Controlled-IM Drive with Good Performances and Reduced Pulsating Torque. *4th Internat. Conf. on Electr. Engineering (CEE'06), Batna Univ., Algeria.*, 07-08 Nov. 2006, pp. 1-6.

- [20] Carlos Canudas De Wit, *Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC, Volume 1 : Commande des Moteurs Asynchrones*. Hermes Science Europe Ltd., 2000, 261. p.
- [21] Frede Blaabjerg, K. Pedersen and Paul Thøgersen, Improved Modulation Techniques for PWM-VSI Drives. *IEEE Trans.-Indus. Electr.*, Vol., 44, No.1., Feb. 1997, pp. 87-95.
- [22] S. Chakrabarti, M. Ramamoorthy and V.R. Kanetkar, Reduction of Torque Ripple in Direct Torque Control of Induction Motor Drives Using Space Vector Modulation Based Pulse Width Modulation. *Internat. Conf. on Power Electr. and Drives System, IEEE*, Vol. 1, Singapore., 26-29 May 1997, pp.117-121.
- [23] Ebrahim Babaei, Seyed Hossein Hosseini and Gevorg B. Gharehpetian, A New Topology for Multilevel Current Source Converters. *ECTI Trans.-Electrical Eng., Electr. and Communic.*, Vol.4, No.1., Feb. 2006, pp. 2-12.
- [24] Markus Haberberger and Friedrich W. Fuchs, Novel Protection Strategy for Current Interruptions in IGBT Current Source Inverters. *35th Annual IEEE Power Electr. Specialists Conf., Germany.*, 2004, pp. 558-564.
- [25] W. Shepherd, L. N. Hulley and D. T. W. Liang, *Power Electronics and Motor Control*. Cambridge Univ. Press., 1995, 593.p.
- [26] Kozo Ide, Zhi-Guo Bai, Zi-Jiang Yang and Teruo Tsuji, Vector Approximation Method with Parameter Adaptation and Torque Control of CSI-Fed Induction Motor. *IEEE Trans.-Indus. Appl.*, Vol. 31, No.4., July/Aug. 1995, pp. 830-838.
- [27] Teruo Tsuji, Jun Sakakibara and Shinji Naka, CSI Drive Induction Motor by Vector Approximation. *IEEE Trans.- Indus. Appl.*, Vol. 27, No.4., July/Aug. 1991, pp. 715-719.
- [28] A. K. Panda, K. C. Patra and P. B. Duttgupta, A Comparative Study of Torque Pulsations in Induction Motor with CSI and VSI Drives. *Journal of the Instit. of Engineers India.*, March 1998, pp. 182-188.
- [29] Olorunfemi Ojo and Sravan Vanaparthi, Carrier Base Discontinuous PWM Modulation for Current Source Converters. *IEEE on IAS.*, 2004, pp. 2224-2231.
- [30] M. C. Chandorkar, D. M. Divan and R. H. Lasseter, Control Techniques for Multiple Current Source GTO Converters. *IEEE Trans.-Indus. Appl.*, Vol. 31, No.1., Jan./Feb. 1999, pp. 134-140.
- [31] R. Ltoh, Simplified Configuration of GTO Current Source Inverter for Induction Motor Drives. *IEE Proc.*, Vol.135, Pt.B, No.5., Sept. 1988, pp. 218-223.
- [32] Mika Salo and Heikki Tuusa, A Vector-Controlled PWM Current-Source-Inverter-Fed Induction Motor Drive With a New Stator Current Control Method. *IEEE Trans.-Indus. Electr.*, Vol. 52, No.2., April 2005, pp. 523-531.
- [33] Leila Moussaoui and Ammar Moussi, Performances Improvement and Torque Ripple Mitigation for CSI-FED Vector Controlled Induction Motor Based on Space Vector PWM Control. *Journal of Electrical Engineering (JEE)*, Vol. 5, No.1, ISSN: 1582-4594., 2005, pp. 5-12.
- [34] Leila Moussaoui and Ammar Moussi, An Open Loop Space Vector PWM Control for CSI-Fed Field-Oriented Induction Motor Drive with Improved Performances and Reduced Pulsating Torque. *WSEAS Trans.-Circuits and Systems*, Issue 2, Vol. 4, ISSN: 1109-2734, Feb. 2005, pp. 71-77. (Included in the Proc. of the WSEAS Internat. Conf.: *6th WSEAS Int. Conf. on Automation & Information*, ICAI'05, Buenos Aires, Argentina., March 1-3, 2005.)
- [35] G. Ferretti, G. Manani and P. Rocco, Force Oscillations in Contact Motion of Industrial Robots; an Experimental Investigation. *IEEE/ASME Trans.-Mechatr.*, Vol. 4, No.1., March 1999, pp. 86-91.
- [36] M.W. Winterling, E. Tuinman and W. Deleroi, Attenuation of Ripple Torques in Inverter Supplied Traction Drives. *Power Electr. & Variable Speed Drives conf. public.*, No.456, 21-23 Sept. 1998, pp. 364-369.
- [37] J. M. D. Murphy and F. G. Turnbull, *Power Electronics Control of AC Motors*. Pergamon press., 1985, 524.p.
- [38] Vladan Petrović, *Modelling and Minimization of Torque Ripple in Permanent Magnet Synchronous Motors*. Thesis of Master of science, Northeastern Univ. Boston, Massachusetts., May 28, 1998, 87.p.

- [39] Maria Pietrzak, *Algorithmes de Commande d'un Variateur Electrique Asynchrone : - Contrôle Dynamique du Flux, - Commande Optimale de Position*. Thèse Doct. Ing, Institut. National polytech. de Toulouse., 8 Juillet 1988, 289 .p.
- [40] L. M. Neto, J. R. Camacho, C. H. Salerno and B. P. Alvarenga, Analysis of a Three-Phase Induction Machine Including Time and Space Harmonic Effect; The A, B, C Reference Frame. *IEE Trans.-Energy Conversion*, Vol. 14, No.1., March 1999, pp 80-85.
- [41] G. K. Creighton, Current Source Inverter Fed Induction Motor Torque Pulsations, *IEE Proc.*, Vol. 127, Pt. B. No.4., July 1980, pp. 231-239.
- [42] P. Pillay, R. G. Harley and E. J. Odendal, The Effect of Link Current Ripple on the Torque Pulsations in a current Source Inverter Fed Induction Motor. *Electric Power systems research.*, Aug. 1984/1985, pp. 27-40.
- [43] Leila Moussaoui and Ammar Moussi, Performances Improvement and Torque Ripple Attenuation in CSI-Fed Field-Oriented Induction Motor Drive Based on Space Current Vector Modulation. *Premier Congrès Internat. sur le Génie Electrique (CIGE'04)*, Sétif, Algérie., 10-12 oct. 2004, pp. 221-225.
- [44] Leila Moussaoui and Ammar Moussi, Performances Evaluation of CSI-Fed-Field Oriented IM Drive Under Carrier-Based PWM Methods. *4th Internat. Conf. on Electr. Engineering (CEE'06)*, Batna Univ., Algeria., 07-08 Nov. 2006, pp. 356-361.
- [45] S. Wahsh, Torque Pulsations Harmonics in PWM Inverters Induction Motor Drives. *Journal of the Instit. of Engineers*, EL-5, India., 1989, pp. 162-165.
- [46] Longya Xu and Lurong Ye, Analysis of a Novel Stator Winding Structure Minimizing Harmonic Current and Torque Ripple for Dual Six-Step Converter-Fed High Power AC Machines. *IEEE Trans.-Indust. Appl.*, Vol. 31, No.1., Jan./Feb. 1995, pp. 84-90.
- [47] S. L. Ho, Shiyu Yang, Ping Zhou, H. C. Wong and M. A. Rahman, A Combined Finite Element-Domain Elimination Method for Minimizing Torque Ripples in Inverter-Fed AC Motor Drive Systems. *IEEE Trans.-Magnetics*, Vol. 36, No.4., July 2000, pp. 1817-1821.
- [48] D. W Grieve and I. E. Mcshane, Torque Pulsations on Inverter Fed Induction Motors. *4th internat. Conf. on Electrical Machines and Drives*, London., 1989, pp. 328-333.
- [49] S.-H. Na, Y.-G. Jung. Y.-C. Lim and S.-H. Yang, Reduction of Audible Switching Noise in Induction Motor Drives Using Random Position Space Vector PWM. *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, Vol. 149, No.3., May 2002, page. 195-200.
- [50] Anshuman Tripathi, Ashwin M. Khambadkone and Sanjib K. Panda, Torque Ripple Analysis and Dynamic Performance of a Space Vector Modulation Based Control Method for AC-Drives. *IEEE Trans.-Power Electr.*, Vol. 20, No.2., March 2005, pp. 485-492.
- [51] Ziani djamila, *Contribution à la Modélisation et à la Simulation Précise des Ensembles Convertisseurs-Machines Electriques-Commandes : -Minimisation des Ondulations du Couple Electromagnétique, -Influence des Temps Morts et Méthodes de Compensation*. Thèse Doct. d'État, Univ. Ferhat Abbas-Sétif., 2001, 122. p.
- [52] Katsunori Taniguchi, Masakazu Inoue, Yoji Takeda and Shigeo Morimoto, A PWM Strategy for Reducing Torque Ripple in Inverter-Fed Induction Motor. *IEEE Trans-Indus. Appl.*, Vol. 30, No.1., Jan./Feb. 1994, pp. 71-77.
- [53] Lazhar Ben-Brahim and Atsuo Kawamura, Digital Control of Induction Motor Current with Deadbeat Response Using Predictive State Observer. *IEEE Trans.-Power Electr.*, Vol. 7, No.3., July 1992, pp. 551-559.
- [54] J. Y. Hung and Z. Ding, Design of Currents to Reduce Torque Ripple in Brushless Permanent Magnet Motors. *IEE Proc.-B*, Vol. 140, No.4., July 1993, pp. 260-264.
- [55] Jong-Woo Choi, Sang-Sup Lee, Sang-Yeop Yu and Seok-Joo Jang, Novel Periodic Torque Ripple Compensation Scheme in Vector Controlled AC Motor Drives. *IEEE Applied Power Electr. Conf.*, Anaheim, CA, USA., 15-19 Feb. 1998, pp. 81-85.
- [56] Jun-Koo Kang and Seung-Ki Sul, New Direct Torque Control Of Induction Motor for Minimum Torque Ripple and Constant Switching Frequency. *IEEE Trans.-Indus. Appl.*, Vol. 35, No.5., Sept./Oct. 1999, pp. 1076-1082.

- [57] Domenico Casadei, Giovanni Serra and Angelo Tani, Implementation of Direct Torque Control Algorithm for Induction Motors Based on Discrete Space Vector Modulation. *IEEE Trans.-Power Electr.*, Vol.15, No.4., July 2000, pp. 769-777.
- [58] Yen-Shin Lai, Juo-Chiun Lin and Jennshing Jersey Wang, Direct Torque Control Induction Motor Drives with Self-Commissioning Based on Taguchi Methodology. *IEEE Trans.-Power Electr.*, Vol.15, No.6., Nov. 2000, pp. 1065-1071.
- [59] Domenico Casadei, Giovanni Serra and Angelo Tani, Analytical Investigation of Torque and Flux Ripple in DTC Schemes for Induction Motors. *Proc. of the 23Rd Annual internat. Conf.-indus. Electr., control & instrumentation*, New Orlean, La, USA., 9-14 Nov. 1997, pp. 552-556.
- [60] Gürkan Zenginobuz, Işık Çadirici, Muammer Ermis, and Cüneyt Barlak, Soft Starting of Large Induction Motors at Constant Current with Minimized Starting Torque Pulsations. *IEEE Trans.-Indus. Appl.*, Vol. 37, No.5., Sept./Oct. 2001, pp. 1334-1347.
- [61] Jian-Xin Xu, S. K. Panda, Ya-Jun Panb, Tong Heng Lee and B. H. La, A Modular Control Scheme for PMSM Speed Control with Pulsating Torque Minimization. *IEEE Trans.-Indus. Electr.*, Vol. 51, No.3., June 2004, pp. 526- 536.
- [62] Yen-Shin Lai, Wen-Ke Wang and Yen-Chang Chen, Novel Switching Techniques for Reducing the Speed Ripple of AC Drives with Direct Torque Control. *IEEE Trans.-Indus. Electr.*, Vol. 51, No.4., Aug. 2004, pp. 768-775.
- [63] Weizhe Qian, Sanjib K. Panda and Jian-Xin Xu, Torque Ripple Minimization in PM Synchronous Motors Using Iterative Learning Control. *IEEE Trans.-Power Electr.*, Vol. 19, No.2., March 2004, pp. 272-279.
- [64] Nik Rumzi Nik Idris and Abdul Halim Mohamed Yatim, Direct Torque Control of Induction Machines with Constant Switching Frequency and Reduced Torque Ripple. *IEEE Trans.-Indus. Electr.*, Vol. 51, No.4., Aug. 2004, pp. 758-767.
- [65] Vanja Ambrožič, Manuele Bertoluzzo, Giuseppe S. Buja and Roberto Menis, An Assessment of the Inverter Switching Characteristics in DTC Induction Motor Drives. *IEEE Trans.-Power Electr.*, Vol. 20., No.2., March 2005, pp. 457-465.
- [66] Sung Jun Park, Han Woong Park, Man Hyung Lee and Fumio Harashima, A New Approach for Minimum Torque Ripple Maximum-Efficiency Control of BLDC Motor. *IEEE Trans.-Indus. Electr.*, Vol. 47, No.1., Feb. 2000, pp. 109-114.
- [67] Hansruedi Bühler, *Convertisseurs Statiques*. Édition Lavoisier, Presses Polytech. et Univ., Romandes., 1991, 320.p.
- [68] Tung Hai Chin and Hideo Tomita, The Principles of Eliminating Pulsating Torque in Current Source Inverter Induction Motor Systems. *IEEE trans.-indus. Appl.*, Vol. IA-17, No.2., March/April 1981, pp. 160-166.
- [69] Hiroshi Nagase, Toshiaki Okuyama, Junichi Takahachi and Keiji Saitoh, A Method for Suppressing Torque Ripple of an AC Motor by Current Amplitude Control. *IEEE Trans.-Indus. Electr.*, Vol. 36, No.4., Nov. 1989, pp. 504-510.
- [70] K.Gopakumar, S. Sathiakumar, S. K. Biswas and J. vithayathil, Modified Current Source Inverter Fed Induction Motor Drive with Reduced Torque Pulsations. *IEE Proc.*, Vol. 131, Pt. B. No.4., July 1984, pp. 159-164.
- [71] Chang-Huan Liu, Chen-Chain-Hwu and Ying-Fang Feng, Modeling and Implementation of a Microprocessor-Based CSI-Fed Induction Motor Drive Using Field-Oriented Control. *IEEE Trans.-Indus. Appl.*, Vol. 25, No.4., July/Aug. 1989, pp. 588-597.
- [72] Sangshin Kwak and Hamid. A. Toliyat, Multilevel Current Source Inverter Topology Based on Dual Structure Associations. *IEEE on IAS.*, 2004, pp. 1090-1095.
- [73] R. L. A. Ribeiro, C. B. Jacobina, O. O. Barbosa, A. M. N. Lima and E. R. C. da Silva, A Modified Load Commutated Inverter-Fed Induction Motor Drive System. *35th Annul IEEE Power Electr. Specialists Conf.*, Germany., 2004, pp. 1378-1384.
- [74] N. Sadowski, B. Carly, Y. Lefevre, M. Lajoie-Mazenk and S. Astier, Finite Element Simulation of Electrical Motors Fed by Current Inverters. *IEEE Trans.-Magnetics*, Vol.29, No.2., March 1993, pp. 1683-1688.

- [75] Navid R. Zargari, Steven C. Rizzo, Yuan Xiao, Hideo Iwamoto, Katsumi Satoh and John F. Donlon, A New Current-Source Converter Using a Symmetric Gate-Commutated Thyristor (SGCT). *IEEE Trans.-Indus. Appl.*, Vol. 37, No.3., May/June 2001, pp. 896-903.
- [76] Jean Bonal and Guy Séguier, *Entraînements Electriques à Vitesse Variable*-Volume 2. Édition Lavoisier, technique & documentation., 1998, 447.p.
- [77] Francis Labrique, Guy Segulier, et Robert Bausiere, *Les Convertisseurs de l'Électronique de Puissance -La Conversion Continu-Alternatif*. Édition Lavoisier, Technique & documentation., 1995, 550.p.
- [78] Alfio Consoli, Giuseppe Scarcella and Antonio Testa, Slip-Frequency Detection for Indirect Field-Oriented Control Drives. *IEEE Trans.-Indus. Appl.*, Vol. 40, No.1., Jan./Feb. 2004, pp.194-201.
- [79] Gilbert Pasqualini, *Alimentation par Convertisseurs Statiques : Régimes Transitoires*. Techniques de l'Ingénieur, traité Génie électrique, D3562., pp. 1-27.
- [80] J. Chatelain, *Machines électrique*-Tome1. Dunod, Presses polytechniques romandes., 1983, 344. p.
- [81] Leila Moussaoui et A Moussi, Un Convertisseur Triphasé CA/CC Élévateur-Abaisseur à Facteur de Puissance Unitaire et Distorsion d'Harmonique Minimale. *Séminaire nat. sur les syst. Electroméc.*, S.N.S.E.M, Annaba., 12-13 Oct. 2003.
- [82] Amar Golea, *Contribution au Développement d'une Méthodologie de Conception des Associations Convertisseurs-Machines*. Thèse Doct., institut nat. Polytech., Grenoble., 6 Jan. 1994, 225.p.
- [83] S. B. Dewan, G. R. Slemon and A. Straughen, *Power Semiconductor Drives*. John Wiley & Sons Édition., 1984, 354. p.
- [84] Carlos E. Cuadros O, *Modified Space Vector Modulation for a Zero-Voltage Transition Three-Phase to DC bi-Directional Converter*, Thesis of Master of Science in Elect. Engineering, Blacksburg, Virginia., Nov. 1996, 115. p.
- [85] Jia Wu, *Implementation of a 100kW Soft-Switched DC Bus Regulator Based on Power Electronics Building Block Concept*. Thesis of Master of Science in Elect. Engineering , Blacksburg, Virginia, May 3 2000, 121. p.
- [86] Mariusz Malinowski, Marek Jasiński and Marian P. Kazmierkowski, Simple Direct Power Control of Three-Phase PWM Rectifier Using Space-Vector Modulation (DPC-SVM). *IEEE Trans.-Indus. Electr.*, Vol. 51, No.2., April 2004, pp. 447-454.
- [87] L Moussaoui et A Moussi, Un Nouveau Convertisseur Triphasé CA/CC à Facteur de Puissance Unitaire. *2ème séminaire nat. en génie électrique SNGE'99*, Univ. de Biskra Algérie., 22-24 Nov. 1999, pp. 1-4.
- [88] M. Lavabre, *Electronique de Puissance-Conversion de L'énergie : Cours et Exercices Résolus*. Éditions Casteilla, Paris., 1998, 357. p.
- [89] H. Bühler, *Electronique de Puissance*. Éditions Georgi, Dunod., 1981, 320. p.
- [90] Richard Zhang, *High Performance Power Converter Systems for Nonlinear and Unbalanced Load/Source*. Thesis of Doct. of philosophy in Electrical and computer Engineering, Blacksburg, Virginia., Nov. 17 1998, 315. p.
- [91] Guy Séguier, *L'électronique de Puissance : Les Fonctions de Base et Leurs Principales Applications*. Edition Dunod, Bordas, Paris., 1979, 320. p.
- [92] Bernard de Fornel, *Alimentation des Machines Asynchrones*. Techniques de l'Ingénieur, Traité Génie Électrique, D3620., pp. 1-20.
- [93] C. Lott, O. Lapiere, H. Pouliquen et S. Saadate, Filtrage Actif des Harmoniques en Courant et en Tension des Réseaux Électriques : Modélisation, Simulation Numérique et Expérimentation. *Journal. Phys. III France 7.*, Dec. 1997, pp. 2433-2457.
- [94] T. A. Sakharuk, A. M. Stankovic, G. Tadmor and G. Eirea, Modeling of PWM Inverter-Supplied AC Drives at Low Switching Frequencies. *IEEE Trans.-Circuits and Systems—I: Fundamental Theory and Appl.*, Vol. 49, No.5., May 2002, pp. 621-631.
- [95] Jiri Klima, Analytical Closed-Form Solution of a Space-Vector Modulated VSI Feeding an Induction Motor Drive. *IEEE Trans.-Energy Conversion*, Vol. 17, No.2., June 2002, pp. 191-196.

- [96] Daniel Nahum Zmood and Donald Grahame Holmes, Improved Voltage Regulation for Current-Source Inverters. *IEEE Trans.-Indus. Appl.*, Vol. 37, No.4., July/Aug. 2001, pp. 1028-1036.
- [97] Zhihong Ye, *Modeling and Control of Parallel Three-Phase PWM Converters*. Thesis-Doct. of Philosophy, Blacksburg, Virginia., Sept. 15 2000, 159.p.
- [98] Dong Shen and P. W. Lehn, Modeling, Analysis, and Control of a Current Source Inverter-Based STATCOM. *IEEE Trans.-Power Delivery*, Vol. 17, No.1., Jan. 2002, pp. 248-253.
- [99] Hussela. P, Mehne. M and Hentachel. F, Synthesis of Cycloconverter and Current-Source-Inverter Presentation of a New Control Strategy. *The Euro. Power Electr. Association.*, 1993, pp.33-38.
- [100] P. Purkait and R. S. Sriramakavacham, A New Generalized Space Vector Modulation Algorithm for Neutral-Point-Clamped Multilevel Converters. *Progress in Electromagnetic Research Symposium*, Cambridge, USA., March 26-29 2006, pp. 330-335.
- [101] Yuexin Yin and Alex Y. Wu, A Low-Harmonic Electric Drive System Based on Current-Source Inverter. *IEEE Trans.-Indus. Appl.*, Vol. 34, No.1., Jan./Feb. 1998, pp. 227-235.
- [102] P. Cancelliere, V. Delli Colli, R. Di Stefano and F. Marignetti, Soft Switching Current Source Inverter with Modified Space Vector Modulation and Active Damping for an Axial Flux in-Wheel Motor with Fractional Slot Winding. *35th Annual IEEE Power Electr. Specialists Conf.*, Germany., 2004, pp. 1198-1206.
- [103] Yoshihiro Murai, Yoichi Gohshi, Keiju Matsui and Isamu Hosono, High-Frequency Split Zero-Vector PWM with Harmonic Reduction for Induction Motor Driven. *IEEE Trans.-Industry Appl.*, Vol. 28, No.1., Jan./Feb. 1992, pp. 105-112.
- [104] J. Holtz, Pulsewidth Modulation for Electronic Power Conversion. *Proc.-IEEE*, Vol. 82, No.8., Aug. 1994, pp. 1194-1214.
- [105] Domenico Casadei, Giovanni Serra, Angelo Tani and Luca Zarri, Theoretical and Experimental Analysis for the RMS Current Ripple Minimization in Induction Motor Drives Controlled by SVM Technique. *IEEE Trans.-Indus. Electr.*, Vol. 51, No.5., Oct. 2004, pp. 1056-1065.
- [106] Philippe Lautier, *Modélisation des Convertisseurs à Découpage pour la Conception et la Commande : Application à l'Onduleur*. Thèse Doct. Ing., Institut Nat. des Sciences Appliquées de Lyon., 9 Jan. 1998, 176.p.
- [107] D. Casadei, G. Serra, A. Tani, and L. Zarri, Assessment of Direct Torque Control for Induction Motor Drives. *Bulletin of the Polish Academy of Sciences, Technical Sciences*, Vol. 54, No.3., 2006, pp. 237-254,
- [108] Jean-Paul LOUIS and Claude BERGMANN, *Commande Numérique : Régimes Intermédiaires et Transitoires*. D3643., pp. 1-24.
- [109] S.-C.Chang and S.-N.Yeh, Current Sensorless Field-Oriented Control of Induction Motors. *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, Vol. 143, No.6., Nov. 1996, pp. 492-500.
- [110] S. R. Bowes and S. Grewal, A Novel Harmonic Elimination PWM Strategy. *IEE on Power Electronics and Variable Speed Drives, Conference Publication*, No.456., 21-23 Sept 1998, pp. 426-432.
- [111] Dong-Choon Lee, Seung-Ki Sul and Min-Ho Park, High Performance Current Regulator for a Field-Oriented Controlled Induction Motor Drive. *IEEE Trans.-Indus. Appl.*, Vol. 30, No.5., Sept./Oct. 1994, pp. 1247-1257.
- [112] C. Rivas and A. Rufer, PWM Current Converter for Electric Energy Production Systems from Fuel-Cells. *EPE*, Graz., 2001, pp. 1-11.
- [113] S. R. Bowes and S. Grewal, Novel Harmonic Elimination PWM Control Strategies for Three-Phase PWM Inverters using Space Vector Techniques. *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, Vol. 146, No.5., Sept. 1999, pp. 495-514.
- [114] Frede Blaabjerg, Sigurdur, Hans-Henrik Hansen, and S. Hansen, A New Optimized Space-Vector Modulation Strategy for a Component-Minimized Voltage Source Inverter. *IEEE Trans.-Power Electr.*, Vol. 12, No.4., July 1997, pp. 704-714.

- [115] Stephan Rees and Ulrich Ammann, New Stator Voltage Controller for High Speed Induction Machines Fed by Current-Source Inverters. *35th Annual IEEE Power Electr. Specialists Conf.*, Germany., 2004, pp. 541-547.
- [116] Domenico Casadei, Francesco Profumo, Giovanni Serra and Angelo Tani, FOC and DTC: Two Viable Schemes for Induction Motors Torque Control. *IEEE Trans.-Power Electr.*, Vol. 17, No.5., Sept. 2002, pp. 779-787.
- [117] Lazhar Ben-Brahim and Atsuo Kawamura, Digital Current Regulation of Field-Oriented Controlled Induction Motor Based on Predictive Flux Observer. *IEEE Trans.-Indus. Appl.*, Vol. 27, No.5., Sept./Oct. 1991, pp. 956-961.
- [118] G. Narayanan and V. T. Ranganathan, Synchronised PWM Strategies Based on Space Vector Approach. Part 2: Performance Assessment and Application to V/f Drives. *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, Vol. 146, No.3., May 1999, pp. 276-281.
- [119] A.M. Walczynna, Direct Self-Control of VSI-Fed Induction Motor Drives with Reduced Line Current Harmonics and Active Damping of Subharmonics. *EPE*, Sevilla, 1995, pp. 2441-2447.
- [120] Cristian Lascu and Andrzej M. Trzynadlowski, Combining the Principles of Sliding Mode, Direct Torque Control, and Space-Vector Modulation in a High-Performance Sensorless AC Drive. *IEEE Trans.-Indus. Appl.*, Vol. 40, No.1., Jan./Feb. 2004, pp. 170-177.
- [121] Jack Daming Ma, Bin Wu, Navid R. Zargari and Steven C. Rizzo, A Space Vector Modulated CSI-Based AC Drive for Multimotor Applications. *IEEE Trans.-Power Electr.*, Vol. 16, No.4., July 2001, pp. 535-544.
- [122] Leila Moussaoui et A Moussi, Commande Vectorielle d'un Moteur Asynchrone Alimenté par un Onduleur à Source de Courant (Minimisation des Pulsations du Couple). *Séminaire Nat. sur les Systèmes Electroméc.*, S.N.S.E.M, Annaba., 12-13 Oct. 2003.
- [123] Aleksandar Nikolic and Borislav Jefienic, Speed Sensorless Direct Torque Control Implementation in a Current Source Inverter Fed Induction Motor Drive. *35th Annual IEEE Power Electr. Specialists Conf.*, Germany., 2004, pp. 2843-2848.
- [124] Poh Chiang Loh and Donald Grahame Holmes, A Variable Band Universal Flux/Charge Modulator for VSI and CSI Modulation. *IEEE Trans.-Indus. Appl.*, Vol.38, No.3., May/June 2002, pp. 695-705.
- [125] Poh Chiang Loh and Donald Grahame Holmes, Analysis of Multi-loop Control Strategies for LC/CL/LCL-Filtered Voltage-Source and Current-Source Inverters. *IEEE Trans.-Indus. Appl.*, Vol. 41, No.2., March/April 2005, pp. 644-654.
- [126] Michael M. Bech, John K. Pedersen and Frede Blaabjerg, Field-Oriented Control of an Induction Motor using Random Pulsewidth Modulation. *IEEE Trans.-Indus. Appl.*, Vol. 37, No.6., Nov./Dec. 2001, pp. 1777-1785.
- [127] James Will Gray and Frank J. Haydock, Industrial Power Quality Considerations when Installing Adjustable Speed Drive Systems. *IEEE Trans.-Indus. Appl.* Vol. 32, No.3., May/June 1996, pp. 646-652.
- [128] S. Salon, D. Burow, C. Slavik, R.Bushman and M. Debortoli, Comparison of Pulsating Torques in Induction Motors by Analytical and Finite Element Methods. *IEEE Trans.-Magnetics*, Vol. 31, No.3., May 1995, pp. 2056-2059.
- [129] Shakir M. Abdulrahman, J. Gordon Kettleborough and Ivor R.Smith, Fast Calculation of Harmonic Torque Pulsations in a VSI/Induction Motor Drive. *IEEE Trans.-Indus. Electr.*, Vol. 40, No.6., Dec. 1993, pp. 561-569.
- [130] Joachim Holtz and Lothar Springob, Identification and Compensation of Torque Ripple in High-Precision Permanent Magnet Motor Drives. *IEEE Trans.-Indus. Electr.*, Vol. 43, No.2., April 1996, pp. 309-320.
- [131] P. Bowler and R. Carter, Torque Pulsations in Inverter-Induction Motor Drives. *Proc. of the Conf. on Drives/Motors/Controls*, London UK., 1984, pp. 20-24.
- [132] A. Nystrom, J. Hylander and K. Thorborg, Harmonic Currents and Torque Pulsations with Pulse Width Modulation Methods in AC Motor Drives. *Third Internat. Conf. on Power Electr. and Variable Speed Drives*, No.291, London. UK., 1988, pp. 378-381.

- [133] Thomas A. Lipo, PAUL C. Krause and Howard E. Jordan, Harmonic Torque and Speed Pulsations in a Rectifier-Inverter Induction Motor Drive. *IEEE Trans.-Power Apparatus and Systems*, Vol. Pas-88, No.5., May 1969, pp. 579-587.
- [134] Yoon-Ho Kim, Yoon-Sang Kook and Yo Ko, A New Technique of Reducing Torque Ripples for BDCM Drives. *IEEE Trans.-Indus. Electr.*, Vol. 44, No.5., Oct. 1997, pp. 735-739.
- [135] Seog-Joo Kang and Seung-Ki Sul, Direct Torque Control of Brushless DC Motor With No-ideal Trapezoidal Back EMF. *IEEE Trans.-Power Electr.*, Vol. 10, No.6., Nov. 1995, pp. 796-802.
- [136] Stuart D. T. Robertson and K. M. Hebbar, Torque Pulsations in Induction Motors with Inverter Drives. *IEEE Trans.-Indus. and General Appl.*, Vol. IGA-7, No.2., March/April 1971, pp. 318-323.
- [137] José Rodríguez, Luis Morán, Jorge Pontt, Ruben Osorio and Samir Kouro, Modeling and Analysis of Common-Mode Voltages Generated in Medium Voltage PWM-CSI Drives. *IEEE Trans.-Power Electr.*, Vol. 18, No.3., May 2003, pp. 873-879.
- [138] Mohammad N. Marwali, Ali Keyhani and Willy Tjanaka, Implementation of Indirect Vector Control on an Integrated Digital Signal Processor-Based System. *IEEE Trans.-Energy Conversion*, Vol. 14, No.2., June 1999, pp. 139-146.
- [139] Kuo-Kai Shyu and Hsin-Jang Shieh, Variable Structure Current Control for Induction Motor Drives by Space Voltage Vector PWM. *IEEE Trans.-Indus. Electr.*, Vol. 42, No.6., Dec. 1995, pp. 572-578.
- [140] Ciro Attaianesi, Aldo Perfetto and Giuseppe Tomasso, A Space Vector Modulation Algorithm for Torque Control of Inverter Fed Induction Motor Drive. *IEEE Trans.-Energy Conversion*, Vol. 17, No.2., June 2002, pp. 222-228.
- [141] S. Wade, M. W. Dunnigan, and B. W. Williams, Simulation of Induction Machine Vector Control and Parameter Identification. *IEE.-Power Electr. and Variable Speed Drives, Conf. Public.*, No.399., 26-28 Oct. 1994, pp. 42-48.
- [142] N. Madani, M. F. Benkhoris, S. Siala and M. O. Mahmoudi, Sliding Mode Control of an Asynchronous Motor Drive. *IEE.-Power Electr. and Variable Speed Drives, Conf. public.*, No.456, 21-23 Sept. 1998, pp. 341-346.
- [143] Rik W. De Doncker, Francesco Profumo, Michele Pastorelli and Paolo Ferraris, Comparison of Universal Field Oriented (UFO) Controllers in Different Reference Frames. *IEEE Trans.-Power Electr.*, Vol. 10, No.2., March 1995, pp. 205-213.
- [144] Jia Wu, Fred C. Lee and Dushan Boroyevich, Elimination of Low-Frequency Harmonics Caused by PWM in a Three-Phase Soft-Switched Boost Rectifier. *IEEE Trans.-Indus. Appl.*, Vol. 38, No.2., March/April 2002, pp. 483-489.
- [145] Yidan Li, Dewei Xu and Bin Wu, Real-Time Simulator for Medium Voltage Drives Fed by Current Source Inverter. *35th Annual IEEE Power Elect. Specialists Conf.*, Germany., 2004, pp. 3547-3552.
- [146] Herbert L. Hess, Deepakraj M. Divan and Yanhong Xue, Modulation Strategies for a New SCR-Based Induction Motor Drive System With a Wide Speed Range. *IEEE Trans.-Indus. Appl.*, Vol. 30, No.6., Nov./Dec. 1994, pp. 1648-1655.
- [147] Piergiacomo Cancelliere, Vincenzo Delli Colli, Roberto Di, Stefano, Fabrizio Marignetti and Mauricio Scarano, On the Harmonic Influence of Voltage Controlled Current Source Inverters in Induction Motor Drives. *Journal of Electrical Engineering JEE*, Vol. 2 No.2., 2002, pp. 84-91.
- [148] I. Çadirci, M. Emiş, E. Nalçaci, B. Ertan and M. Rahman, A Solid State Direct on Line Starter for Medium Voltage Induction Motors with Minimized Current and Torque Pulsations. *IEEE Trans.-Energy Conversion*, Vol. 14, No.3., Sept. 1999, pp. 402-412.
- [149] Chee-Mun Ong, *Dynamic Simulation of Electric Machinery: using MATLAB/SIMULINK*. Prentice Hall Ptr., 1998, 626. p.
- [150] Scott Wade, Matthen W. Dunnigan and Barry W. Williams, Modeling and Simulation of Induction Machine Vector Control with Rotor Resistance Identification. *IEEE Trans.- Power Elect.*, Vol. 12, No.3., May 1997, pp. 495-506.
- [151] P. C. Krause and C. H. Thomas, Simulation of Symmetrical Induction Machinery. *IEEE Trans.-Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-84, No.11., Nov. 1965, pp. 1038-1053.

- [152] *The MATLAB Compiler user's Guide*, Math-works Handbook, Math Works, 2000.
- [153] *The SIMULINK Accelerator user's Guide*, Math-works Handbook, Math Works, 2000.
- [154] *The MATLAB C Math Library user's Guide*, Math-works Handbook, Math Works, 2000.
- [155] Ahmet M. Hava, Russel J. Kerkman and Thomas A. Lipo, Simple Analytical and Graphical Methods for Carrier-Based PWM-VSI Drives. *IEEE Trans.-Power Electr.*, Vol. 14, No.1., Jan. 1999, pp. 49-61.
- [156] M. Pande, H. Jin and G. Joos, Modulated Integral Control Technique for Compensating Switch Delays and No-ideal DC Buses in Voltage-Source Inverters. *IEEE Trans.-Indus. Electr.*, Vol. 44, No.2., April 1997, pp. 182-189.
- [157] J.P. Cambronne and J.P. Hautier, Synthèse de la Commande d'Un Onduleur de Courant Triphasé. *Journal Phys. III France.*, July 1997, pp. 1615-1638.
- [158] J. F. Bangura and N. A. Demerdash, Simulation of Inverter-Fed Induction Motor Drives with Pulse-Width Modulation by a Time-Stepping Coupled Finite Element-Flux Linkage-Based Stage Space Model. *IEEE Trans.-Energy Conversion*, Vol. 14, No.3., Sept. 1999, pp. 518-525.
- [159] Jang-Hyoun Youm and Bong-Hwan Kwon, An Effective Software Implementation of the Space-Vector Modulation. *IEEE Trans.-Indus. Electr.*, Vol. 46, No. 4., Aug. 1999, pp. 866-868.
- [160] Keliang Zhou and Danwei Wang, Relationship between Space-Vector Modulation and Three-Phase Carrier-Based PWM: A Comprehensive Analysis. *IEEE Trans.-Indus. Electr.*, Vol. 49, No.1., Feb. 2002, pp. 186-196.
- [161] G. Narayanan and V. T. Ranganathan, Overmodulation Algorithm for Space Vector Modulated Inverters and its Application to Low Switching Frequency PWM Techniques. *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, Vol. 148. No.6., Nov. 2001, pp. 521-536.
- [162] Lars Helle, Kim B. Larsen, Allan Holm Jorgensen, Stig Munk-Nielsen and Frede Blaabjerg, Evaluation of Modulation Schemes for Three-Phase to Three-Phase Matrix Converters, *IEEE Trans.-Indus. Electr.*, Vol. 51, No.1., Feb. 2004, pp. 158-171.
- [163] Joachim Holtz and Eckhard Bube, Field-Oriented Asynchronous Pulse-Width Modulation for High-Performance AC Machine Drives Operating at Low Switching Frequency. *IEEE Trans.-Indus. Appl.*, Vol. 27, No.3., May/June 1991, pp. 574-581.
- [164] Marc A. Herwald, *Control design and analysis of an advanced induction motor electric vehicle drive*. Thesis of Master of Science in Electrical-Engin., Blacksburg, Virginia., April 29 1999, 181. p.
- [165] G. Narayanan and V. T. Ranganathan, Synchronised PWM Strategies Based on Space Vector Approach. Part 1: Principles of Waveform Generation. *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, Vol. 146, No.3., May 1999, pp. 267-275.
- [166] Ahmet M. Hava, Seung-Ki Sul, Russel J. Kerkman and Thomas A. Lipo, Dynamic Overmodulation Characteristics of Triangle Intersection PWM Methods. *IEEE Indus. Appl. Society Annual Meeting*, Vol. 2, New Orleans, Louisiana., Oct. 5-9, 1997, pp. 1520-1528.
- [167] Dorin O. Neacsu, Space Vector Modulation-An Introduction. *The 27th Annual Conf. of the IEEE Indus. Electr. society (IECON)*, 2001, pp. 1583-1592.
- [168] P. T. Manditeresa, J. Li, and D. T. WW. Liang, Comparisons of Real-Time Generated Space Vector Modulated Signals for Motor Drive Applications. *IEE on Power Electr. and Variable Speed Drives, Conf. Public.*, No.456, 21-23 Sept. 1998, pp. 99-104.
- [169] V. Himamshu Prasad, *Analysis and Comparison of Space Vector Modulation Schemes for Three-Leg and Four-Leg Voltage Source Inverters*. Master of Science thesis, Blacksburg, Virginia., May 15 1997, 68. p.
- [170] Nikola Celanovic, *Space Vector Modulation and Control of Multilevel Converters*. Disserta. Doct.-Philosophy in Electrical & Computer Engineering, Blacksburg, Virginia., Sept. 20 2000, 159. p.
- [171] G. Grandi, G. Serra and A. Tani, Space Vector Modulation of a Seven-Phase Voltage Source Inverter. *Internat. Symposium on Power Electr., Electrical Drives, Automation & Motion, IEEE, SPEEDAM.*, 2006, pp. 6-13.

- [172] A. Dittrich and ETH. Zürich, Model Based Identification of the Iron Loss Resistance of an Induction Machine. *IEE on power electr. and variable speed drives, conf. public.*, No.456., 21-23 Sept. 1998, pp. 500-503.
- [173] Ashwin M. Khambadkone and Joachim Holtz, Compensated Synchronous PI Current Controller in Overmodulation Range and Six-Step Operation of Space-Vector-Modulation-Based Vector-Controlled Drives. *IEEE Trans.-Indus. Electr.*, Vol. 49, No.3., June 2002, pp. 574-580.
- [174] Dae-Woong chung and Seung-Ki Sul, Analysis and Compensation of Current Measurement Error in Vector-Controlled AC Motor Drives. *IEEE Trans.-Indus. Applic.*, Vol. 34, No.2., March/April 1998, pp. 340-354.
- [175] L. Salvatore, S. Stasi, A. Dell'Aquila and F. Cupertino, Vector Control of Induction Motors by using EKF and LKF. *IEE on power electr. and variable speed drives, conf. public.*, No.456., 21-23 Sept. 1998, pp. 504-509.
- [176] I. R. Petersen and D. W. J. Pulle, Kalman Filtering Applied to Induction Motors: A Deterministic Viewpoint. *IEE on power electr. and variable speed drives, conf. public.*, No.456., 21-23 Sept. 1998, pp. 489-493.
- [177] N. Bellaaj-Mrabet et K. Jelassi, Comparaison de Méthodes d'Identification des Paramètres d'Une Machine Asynchrone. *Eru. Phys. Journal*, April 3 1998, pp. 71-80.
- [178] L. Umanand and S. R. Bhat, Online Estimation of Stator Resistance of an Induction Motor for Speed Control Applications. *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, Vol. 142, No.2., March 1995, pp. 97-103.
- [179] A. Gastli, Identification of Induction Motor Equivalent Circuit Parameters using the Single-Phase Test. *IEEE Trans.-Energy Conversion*, Vol. 14, No.1., March 1999, pp. 51-56.
- [180] C. Attaianese, G. Tomasso, A. Damiano, I. Marongio and A. Perfetto, A Novel Approach to Speed and Parameters Estimation in Induction Motor Drives. *IEEE Trans.-Energy Conversion*, Vol. 14, No.4., Dec. 1999, pp. 939-945.
- [181] Olorunfemi Ojo, Madhani Vipin and Ishwar Bhat, Steady-State Performance Evaluation of Saturated Field Oriented Induction Motors. *IEEE Trans.-Industry Applications*, Vol. 30, No.6., Nov./Dec. 1994, pp. 1638-1647.
- [182] Steven R. Shaw and Steven B. Leeb, Identification of Induction Motor Parameters from Transient Stator Current Measurements. *IEEE Trans.-Indus. Electr.*, Vol. 46, No. 1., Feb. 1999, pp. 139-149.
- [183] Radu Bojoi, Mario Lazzari, Francesco Profumo and Alberto Tenconi, Digital Field-Oriented Control for Dual Three-Phase Induction Motor Drives. *IEEE Trans.-Indus. Appl.*, Vol. 39, No.3., May/June 2003, pp. 752-760.
- [184] E. Levi and M. Wang, Impact of Parameter Variations on Speed Estimation in Sensorless Rotor Flux Oriented Induction Machines. *IEE on power electr. and variable speed drives, conf. public.*, No.456., 21-23 Sept. 1998, pp. 305-310.
- [185] Luis Antonio de Souza Ribeiro, Cursino Brandao Jacobina and Antonio Macus Nogueira Lima, Linear Parameter Estimation for Induction Machines Considering the Operating Conditions. *IEEE Trans. Power Electr.*, Vol. 14, No.1., Jan. 1999, pp. 62-73.
- [186] I. F. EL-Sayed, Rotor-Field orientation with optimal torque-control strategy for current-fed induction-machine system, *European Trans.-electrical power (ETEP)*, Vol. 7, No.4., July/Aug. 1997, pp. 269-274.

Annexe A

MODÉLISATION VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

La machine asynchrone (MAS) constitue l'élément dont la connaissance de ses transitoires est importante pour la conception et la commande de l'entraînement à vitesses variables. La commande devrait se baser sur la modélisation de la MAS dont la présente annexe lui sera entièrement consacrée.

L'introduction des transformations usuelles (Park, Concordia...) permet d'associer à tout système triphasé un système biphasé équivalent tournant dans un référentiel d'observation donné. La machine triphasée est alors substituée par son équivalent biphasé, de structure vectorielle, dont les paramètres deviennent indépendants de la position du rotor. Cette structure est, généralement, ramenée à un des trois référentiels d'observation, un référentiel lié au champ tournant (T), un référentiel lié au stator (S), et un référentiel lié au rotor (R). Le modèle de la machine établi dans (T) est une généralisation pour ceux établis dans (S) et (R). Suivant l'alimentation, nous distinguons deux types de modèles : modèle en courant et modèle en tension. Ces modèles sont transcrits sous forme de schémas blocs de manière d'être simulés, [5], [11], [15], [82].

En général, le modèle de la MAS est élaboré à partir d'un certain nombre d'hypothèses simplificatrices qui supposent; [11], [15], [151]

- La parfaite symétrie de la machine tant magnétique qu'électrique.
- Assimilation de la cage à un bobinage en court-circuit de même nombre de phases que le bobinage statorique.
- L'équivalence d'un enroulement triphasé en étoile pour le rotor à cage.
- La linéarité du circuit magnétique.
- L'absence d'hystérésis et des courants de Foucault.
- La répartition du champ est sinusoïdale et est établie dans un entrefer d'épaisseur uniforme (Cette hypothèse est davantage respectée si le flux sera maintenu constant).
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau.
- Une distribution sinusoïdale de la force électromotrice, on ne considère donc que le premier harmonique d'espace de la distribution de la FMM du stator et du rotor.
- L'entrefer étant constant, les inductances propres sont constantes, et les inductances mutuelles sont des fonctions sinusoïdales de l'angle entre les enroulements statoriques et rotoriques.

A.1 LE MODÈLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Le modèle repose sur l'hypothèse que toute machine tournante peut être ramenée à une machine primitive caractérisée par des enroulements fictifs pseudo-stationnaires, (cf. fig. A.1), [3], [5], [9-12], [15], [57], [59], [71], [80], [82].

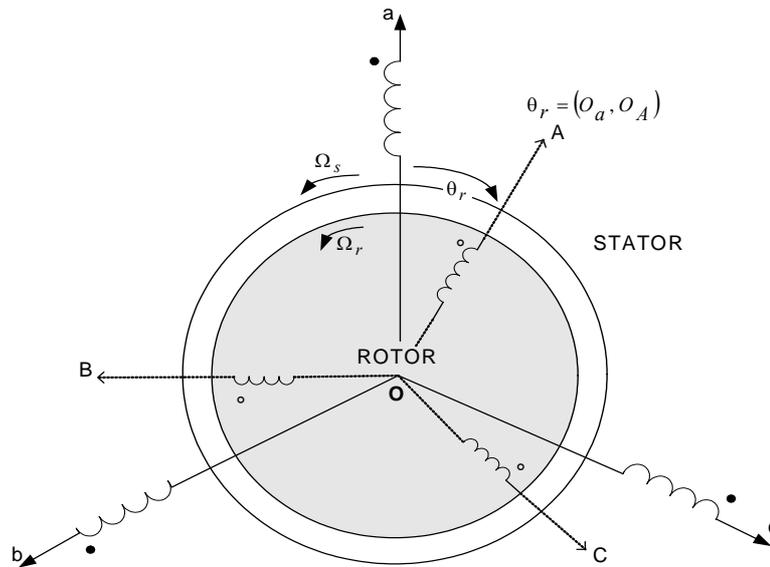


Fig. A.1– Définition des repères stator et rotor pour la MAS modélisée

Les équations de tension des phases rotoriques et statoriques s'écrivent pour le stator :

$$\begin{aligned} v_{sa} &= R_s i_{sa} + \frac{d\phi_{sa}}{dt} \\ v_{sb} &= R_s i_{sb} + \frac{d\phi_{sb}}{dt} \\ v_{sc} &= R_s i_{sc} + \frac{d\phi_{sc}}{dt} \end{aligned} \quad , \quad (\text{A.1})$$

et pour le rotor :

$$\begin{aligned} v_{rA} = 0 &= R_r i_{rA} + \frac{d\phi_{rA}}{dt} \\ v_{rB} = 0 &= R_r i_{rB} + \frac{d\phi_{rB}}{dt} \\ v_{rC} = 0 &= R_r i_{rC} + \frac{d\phi_{rC}}{dt} \end{aligned} \quad , \quad (\text{A.2})$$

ce qui peut se résumer sous forme matricielle par :

$$\begin{aligned} [v_s]_{a,b,c} &= [R_s] [i_s]_{a,b,c} + \frac{d}{dt} [\phi_s]_{a,b,c} \\ [0] &= [R_r] [i_r]_{A,B,C} + \frac{d}{dt} [\phi_r]_{A,B,C} \end{aligned} \quad , \quad (\text{A.3})$$

avec

$[v_s]_{a,b,c}$: tensions instantanées des phases a , b et c statoriques.

$[i_s]_{a,b,c}$: courants instantanés des phases a , b et c statoriques.

$[i_r]_{A,B,C}$: courants instantanés des phases A , B et C rotoriques.

$[\phi_s]_{a,b,c}$: flux totaux à travers les phases a , b et c statoriques.

$[\phi_r]_{A,B,C}$: flux totaux à travers les phases A , B et C rotoriques.

R_s et R_r : respectivement les résistances totales d'une phase statorique et d'une phase rotorique.

Quant aux flux magnétiques traversant chaque phase statorique et rotorique, ils sont décrits par:

$$\begin{aligned} [\phi_s]_{a,b,c} &= [L_{ss}] [i_s]_{a,b,c} + [M_{sr}] [i_r]_{A,B,C} \\ [\phi_r]_{A,B,C} &= [L_{rr}] [i_r]_{A,B,C} + [M_{rs}] [i_s]_{a,b,c} \end{aligned} \quad (A.4)$$

avec

$$\begin{aligned} [L_{ss}] &= \begin{bmatrix} l_s & l_{ss} & l_{ss} \\ l_{ss} & l_s & l_{ss} \\ l_{ss} & l_{ss} & l_s \end{bmatrix}, & [L_{rr}] &= \begin{bmatrix} l_r & l_{rr} & l_{rr} \\ l_{rr} & l_r & l_{rr} \\ l_{rr} & l_{rr} & l_r \end{bmatrix} \\ [M_{sr}] &= l_m \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \\ [M_{rs}] &= [M_{sr}]^T \end{aligned}$$

et

l_s et l_r : respectivement les inductances propres d'une phase statorique et d'une phase rotorique.

l_{ss} et l_{rr} : respectivement les inductances mutuelles entre deux phases statoriques et entre deux phases rotoriques.

l_m : valeur maximale de l'inductance mutuelle entre phases rotoriques et statoriques.

θ_r : angle de rotation du moteur mesuré entre l'axe magnétique de la phase statorique a et de la phase rotorique A .

En raisonnant sur ces équations de tension des phases rotoriques et statoriques ainsi que sur l'expression des flux magnétiques qui traversent ces phases, on obtient les équations matricielles des tensions de phase:

$$\begin{aligned} [v_s]_{a,b,c} &= [R_s] [i_s]_{a,b,c} + \frac{d}{dt} [L_{ss}] [i_s]_{a,b,c} + \frac{d}{dt} [M_{sr}] [i_r]_{A,B,C} \\ [0] &= [R_r] [i_r]_{A,B,C} + \frac{d}{dt} [L_{rr}] [i_r]_{A,B,C} + \frac{d}{dt} [M_{rs}] [i_s]_{a,b,c} \end{aligned} \quad (A.5)$$

A.1.1 Nouvelles Équations Électriques dans le Repère $\alpha-\beta$

Les deux équations obtenues jusqu'à présent pour les tensions statoriques et rotoriques présentent deux inconvénients majeurs:

1. un nombre important de variables couplées entre elles.
2. la dépendance des matrices $[M_{sr}]$ et $[M_{rs}]$ de l'angle de rotation mécanique θ_r .

Pour palier à ce problème, on recherche des transformations linéaires des variables triphasées de la machine permettant de passer du repère triphasé de la machine réelle à un repère triphasé fixe par rapport au stator ou au rotor.

Dans le cas des variables statoriques, on va passer d'un repère abc avec des axes espacés de $\frac{2\pi}{3}$ à un repère orthogonal $\alpha\beta o$ fixe par rapport au stator (cf. fig. A.2). La transformation repose sur l'équivalence magnétique du système dans les deux repères. En posant que l'axe a coïncide avec l'axe α , on détermine la transformation suivante, aussi appelée *transformation de Concordia*:

$$T = K \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix},$$

avec K pouvant prendre les valeurs

$$K = \begin{cases} 1 \\ \frac{2}{3} \\ \sqrt{\frac{2}{3}} \end{cases}$$

Remarquons qu'avec $K = \frac{2}{3}$, les valeurs crêtes et efficaces des variables de phase sont identiques dans les deux repères. Remarquons aussi que pour que la puissance instantanée soit invariante, il faut que T soit orthogonale, c'est-à-dire $T^{-1} = T^T$.

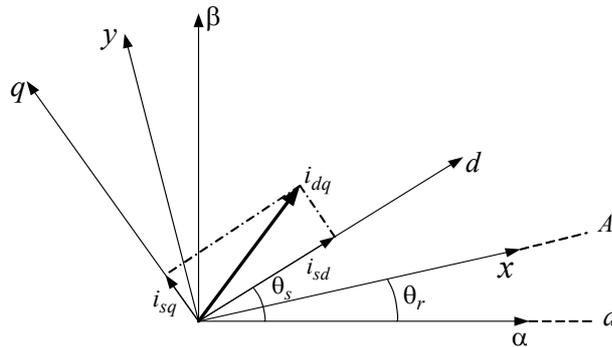


Fig. A.2– Relation entre les différents systèmes-coordonnées de la MAS

- a : l'axe actuel de phase 'a' statorique
- A : l'axe actuel de phase 'A' rotorique
- $\alpha - \beta$: repère lié au stator
- $x - y$: repère lié au rotor
- $d - q$: repère tournant au synchronisme
- i_{dq} : vecteur FMM statorique

Dans le cas des variables rotoriques, on raisonne de la même manière. Si on désire exprimer ces variables rotoriques triphasées dans le repère $\alpha\beta o$, il faut leur appliquer la transformation de Concordia puis une rotation d'angle $-\theta_r$.

L'expression de la rotation pour un vecteur z quelconque est:

$$\begin{bmatrix} z_\alpha \\ z_\beta \\ z_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) & 0 \\ \sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_x \\ z_y \\ z_o \end{bmatrix} \quad (\text{A.6})$$

En appliquant ces transformations que nous avons décrit (Concordia aux variables statoriques et Concordia plus une rotation d'angle $-\theta_r$ aux variables rotoriques), on obtient de nouvelles équations électriques du moteur selon le repère $\alpha\beta o$:

$$\begin{aligned}
 v_{s\alpha} &= R_s i_{s\alpha} + L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} + L_m \frac{di_{r\alpha}}{dt} \\
 v_{s\beta} &= R_s i_{s\beta} + L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} + L_m \frac{di_{r\beta}}{dt} \\
 v_{r\alpha} &= 0 = R_r i_{r\alpha} + L_r \frac{di_{r\alpha}}{dt} + L_m \frac{di_{s\alpha}}{dt} + L_m \omega_r i_{s\beta} + L_r \omega_r i_{r\beta} , \\
 v_{r\beta} &= 0 = R_r i_{r\beta} + L_r \frac{di_{r\beta}}{dt} + L_m \frac{di_{s\beta}}{dt} - L_m \omega_r i_{s\alpha} - L_r \omega_r i_{r\alpha}
 \end{aligned} \tag{A.7}$$

$$\begin{aligned}
 v_{so} &= R_s i_{so} + L_{so} \frac{di_{so}}{dt} \\
 v_{ro} &= R_r i_{ro} + L_{ro} \frac{di_{ro}}{dt} \\
 \phi_{s\alpha} &= L_s i_{s\alpha} + L_m i_{r\alpha} \\
 \phi_{s\beta} &= L_s i_{s\beta} + L_m i_{r\beta} \\
 \phi_{r\alpha} &= L_r i_{r\alpha} + L_m i_{s\alpha} \\
 \phi_{r\beta} &= L_r i_{r\beta} + L_m i_{s\beta}
 \end{aligned} \tag{A.8}$$

avec

$$L_s = l_s - l_{ss}, \quad L_r = l_r - l_{rr}, \quad L_m = \frac{3}{2} l_m, \quad \text{et} \\
 L_{so} = l_s + 2l_{ss}, \quad \omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$$

$v_{s\alpha}, v_{s\beta}, v_{so}$: tensions des trois enroulements statoriques.

$v_{r\alpha}, v_{r\beta}, v_{ro}$: tensions des trois enroulements rotoriques.

$i_{s\alpha}, i_{s\beta}, i_{so}$: courants des trois enroulements statoriques.

$i_{r\alpha}, i_{r\beta}, i_{ro}$: courants des trois enroulements rotoriques.

L_r : inductance propre cyclique rotorique

L_s : inductance propre cyclique statorique

L_m : inductance mutuelle cyclique entre rotor et stator

L_{so} : inductance propre de l'enroulement homopolaire

Avec les équations précédentes (A.7 et A.8), on remarquera que:

- les paramètres des équations différentielles ne dépendent plus de la position relative θ_r entre stator et rotor.
- la dynamique selon l'axe homopolaire est découplée de celle des autres axes. Les composantes homopolaires sont d'ailleurs très souvent nulles (par exemple pour un stator branché en étoile, $i_a + i_b + i_c = 0$ et $i_{so} = 0$). Il suffit alors d'étudier les équations selon les axes $\alpha\beta$. C'est pour cette raison qu'on appelle souvent la transformation de Concordia, *transformation 3/2* puisqu'elle permet le passage d'un système triphasé vers un système biphasé équivalent (les composantes homopolaires étant négligées).

A.1.2 Expression du Couple

L'expression du couple électromagnétique est quant à elle extraite d'une étude sur la puissance électrique totale instantanée dans la machine, [11], [12], [15], [82]. En admettant que les variables homopolaires sont nulles (la machine est dite équilibrée), on obtient l'expression générale du couple:

$$T_e = \frac{2}{3} K^{-2} P L_m (i_{s\beta} i_{r\alpha} - i_{s\alpha} i_{r\beta}) \quad (\text{A.9})$$

où P est le nombre de paires de pôles électriques du moteur.

Il est possible d'obtenir d'autres expressions du couple instantané en utilisant les expressions des flux rotoriques et statoriques tel que :

$$\begin{aligned} T_e &= \frac{2}{3} K^{-2} P (\phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \phi_{s\beta} i_{s\alpha}) \\ T_e &= \frac{2}{3} K^{-2} P \frac{L_m}{L_r} (\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) \end{aligned} \quad (\text{A.10})$$

Quelle que soit l'une des 3 expressions ci-dessus, on constate que le couple électromagnétique résulte de l'interaction d'un terme de flux et d'un terme de courant. Il apparaîtra donc comme le produit d'une 'excitation' dont le siège est le stator avec une 'induction' se manifestant dans les circuits du rotor.

Bien sûr, ces expressions rappellent le couple de la machine à courant continu. Dans ce cas, c'est le collecteur qui permet naturellement d'obtenir ce découplage. Le problème posé ici est de pouvoir *contrôler indépendamment l'un de l'autre le terme de flux et le terme de courant*.

Cette remarque n'est pas anodine, la simplicité de construction de la machine asynchrone doit se «payer» dans ce contrôle ! *C'est justement en cela que réside la commande vectorielle* (cf. Annexe B).

A.1.3 La Transformation de Park

Alors que la transformation de Concordia permettait d'exprimer le modèle du moteur dans un repère α - β fixe par rapport au stator, nous verrons en Annexe B, qu'il peut être plus intéressant, pour les besoins de contrôle, d'exprimer ce modèle dans un repère tournant à la vitesse de synchronisme, $\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$, appelé repère d - q .

Pour calculer le modèle du moteur dans le repère d - q , il faut appliquer la transformation de Concordia aux variables statoriques et rotoriques, puis leur appliquer une rotation d'angle θ_s pour les variables statoriques, et d'angle $(\theta_s - \theta_r)$ pour les variables rotoriques.

La combinaison matricielle de la transformation de Concordia et de la rotation constitue la *transformation de Park* :

$$\begin{bmatrix} z_d \\ z_q \\ z_o \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_a \\ z_b \\ z_c \end{bmatrix}$$

A.1.4 Le Modèle de Park

En appliquant la transformation de Park aux équations électriques du moteur et en négligeant les composantes homopolaires, on obtient les équations de la machine dans le repère d - q :

$$\begin{aligned}
 v_{sd} &= R_s i_{sd} + L_s \frac{di_{sd}}{dt} + L_m \frac{di_{rd}}{dt} - L_s \omega_s i_{sq} - L_m \omega_s i_{rq} \\
 v_{sq} &= R_s i_{sq} + L_s \frac{di_{sq}}{dt} + L_m \frac{di_{rq}}{dt} + L_s \omega_s i_{sd} + L_m \omega_s i_{rd} \\
 v_{rd} &= 0 = R_r i_{rd} + L_r \frac{di_{rd}}{dt} + L_m \frac{di_{sd}}{dt} - L_r (\omega_s - \omega_r) i_{rq} - L_m (\omega_s - \omega_r) i_{sq} \\
 v_{rq} &= 0 = R_r i_{rq} + L_r \frac{di_{rq}}{dt} + L_m \frac{di_{sq}}{dt} + L_r (\omega_s - \omega_r) i_{rd} + L_m (\omega_s - \omega_r) i_{sd} \\
 \phi_{sd} &= L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \\
 \phi_{sq} &= L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \\
 \phi_{rd} &= L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \\
 \phi_{rq} &= L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \\
 T_e &= \frac{2}{3} K^{-2} P L_m (i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq})
 \end{aligned} \tag{A.11}$$

L'ensemble de ces équations constitue ce qu'on appelle aussi le *modèle de Park* du moteur à induction.

A.1.5 Équations Mécaniques

Un dernier point indispensable dans la modélisation du moteur asynchrone est l'équation mécanique de la machine qui en décrit le mouvement. Cette équation s'écrit:

$$\begin{aligned}
 J \frac{d\Omega_r}{dt} + T_f &= T_e - T_l(t, \Omega_r, \theta_r) \\
 \Omega_r &= \frac{\omega_r}{P} \\
 T_f &\approx f \cdot \Omega_r
 \end{aligned} \tag{A.12}$$

- J : inertie totale des parties mobiles
- Ω_r : vitesse mécanique de rotation
- T_e : couple électromagnétique de la machine
- T_l : couple de charge (éventuellement nul)
- T_f : couple résistant de frottement (frottement ; sec, statique, fluide et avec l'air)
- f : coefficient de frottement fluide

A.2 REPRÉSENTATION D'ÉTAT

C'est la représentation moderne la plus adaptée pour commander une machine avec l'apport des méthodes de l'automatique. Alors, la plupart des commandes de la MAS nécessitent son modèle présenté sous forme d'équations d'état. Il peut être commandé en tension ou en courant. La représentation d'état de la MAS devient linéaire le temps d'un pas d'intégration, ce qui justifie l'utilisation du calcul matriciel en général.

A.2.1 Modèle en Tension

En choisissant les courants comme vecteur d'état : deux courants mesurables du stator et deux courants estimés du rotor pour l'observation et le diagnostic dans le cas d'une machine à cage, les quatre équations de tension du modèle de Park (A.11) donnent le modèle suivant : [6], [11], [15], [82], [122].

$$\underbrace{\begin{bmatrix} R_s + pL_s & -\omega_s L_s & pL_m & -\omega_s L_m \\ \omega_s L_s & R_s + pL_s & \omega_s L_m & pL_m \\ pL_m & -\omega_{sl} L_m & R_r + pL_r & -\omega_{sl} L_r \\ \omega_{sl} L_m & pL_m & \omega_{sl} L_r & R_r + pL_r \end{bmatrix}}_{[Z(p, \omega_s, \omega_{sl})]} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix}}_{[I]} = \underbrace{\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_{[V]} \quad (\text{A.13})$$

En écrivant maintenant $[Z(p, \omega_s, \omega_{sl})] = p[L] + [Z_\omega(\omega_s, \omega_{sl})]$, il vient que

$$[L] \cdot p[I] = [-Z_\omega] \cdot [I] + [V],$$

d'où

$$p[I] = \underbrace{[L]^{-1}}_{[A]} \cdot \underbrace{[-Z_\omega]}_{[B]} \cdot \underbrace{[I]}_{[X]} + \underbrace{[L]^{-1}}_{[B]} \cdot \underbrace{[V]}_{[U]}, \quad (\text{A.14})$$

avec

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma T_s} & \omega_s + \frac{1-\sigma}{\sigma} \omega_r & \frac{L_m}{\sigma L_s T_r} & \frac{L_m}{\sigma L_s} \omega_r \\ -\omega_s - \frac{1-\sigma}{\sigma} \omega_r & -\frac{1}{\sigma T_s} & -\frac{L_m}{\sigma L_s} \omega_r & \frac{L_m}{\sigma L_s T_r} \\ \frac{L_m}{\sigma L_r T_s} & -\frac{L_m}{\sigma L_r} \omega_r & -\frac{1}{\sigma T_r} & \omega_s - \frac{1}{\sigma} \omega_r \\ \frac{L_m}{\sigma L_r} \omega_r & \frac{L_m}{\sigma L_r T_s} & -\omega_s + \frac{1}{\sigma} \omega_r & -\frac{1}{\sigma T_r} \end{bmatrix}$$

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ -\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} & 0 \\ 0 & -\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \end{bmatrix}, \quad [V] = \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{réduit à } 2 \times 1)$$

et $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$: coefficient de dispersion totale.

L'observation des courants rotoriques sera donnée par l'équation de sortie suivante :

$$[Y] = [C] \cdot [X] \quad \text{avec} \quad [C] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.15})$$

En considérant ces dernières équations, le schéma bloc de la figure A.3 peut être proposé pour la simulation du modèle en tension de la machine asynchrone sous l'environnement MATLAB/SIMULINK.

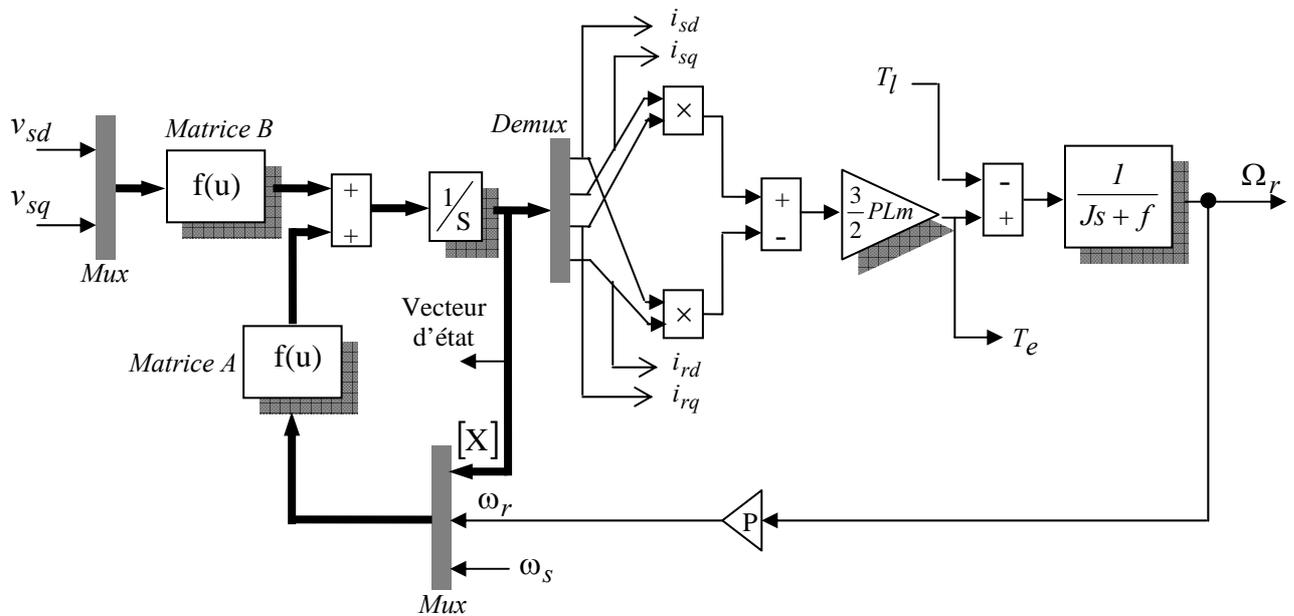


Fig. A.3– Schéma de simulation en SIMILINK sous MATLAB d'une MAS alimentée en tension

Ce modèle a été simulé pour un démarrage à vide sous tension sinusoïdale et sous tension en onde escalier. Les paramètres du modèle de la machine testée sont donnés en annexe C. les résultats obtenus sont regroupés dans les figures A.4. Où on reconnaît le classique forte appel de courant au démarrage (supérieur au courant nominal). Après sa disparition, le régime permanent est atteint et il reste le courant correspondant au comportement inductif du moteur à vide.

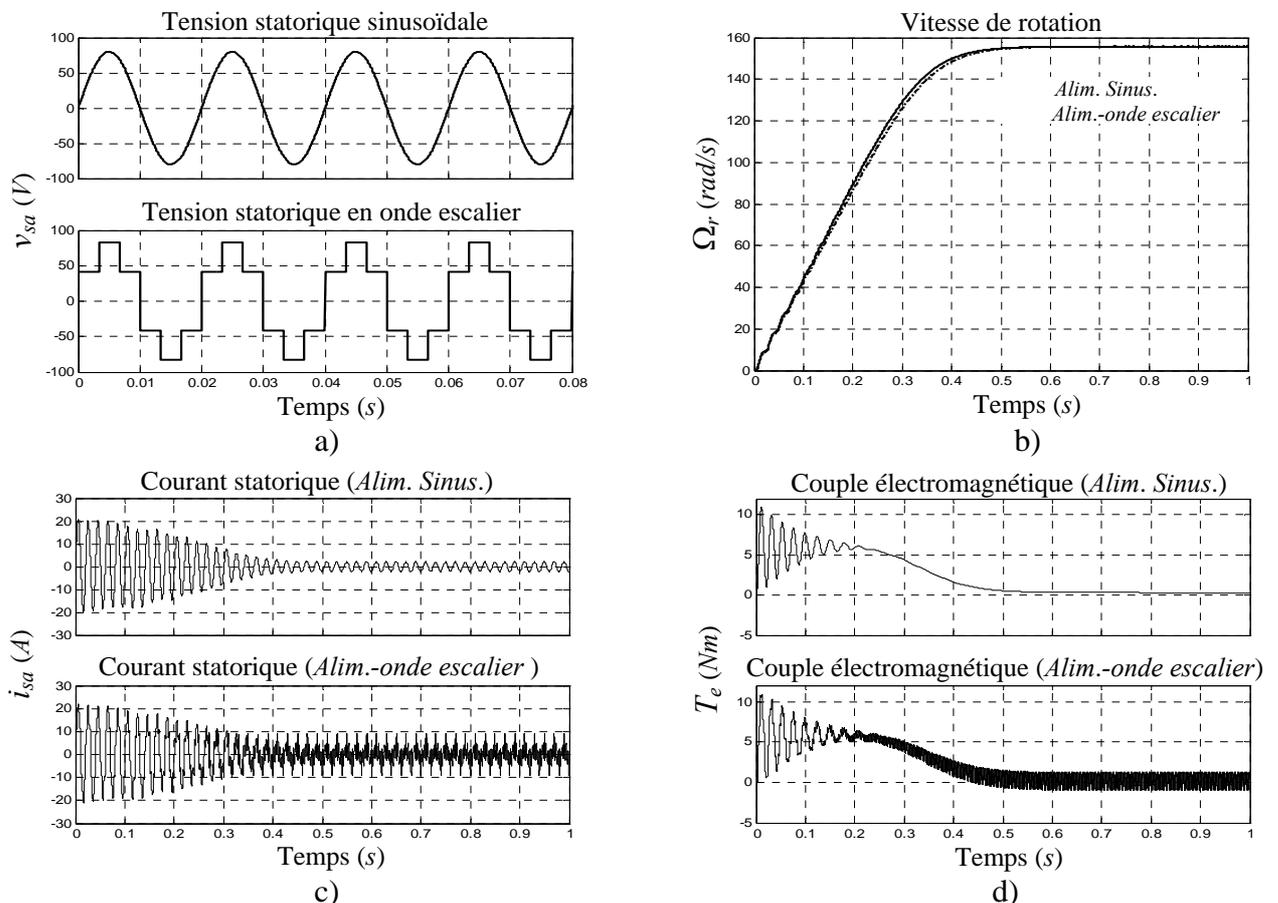


Fig. A.4– Résultats de simulation du modèle en tension de la MAS

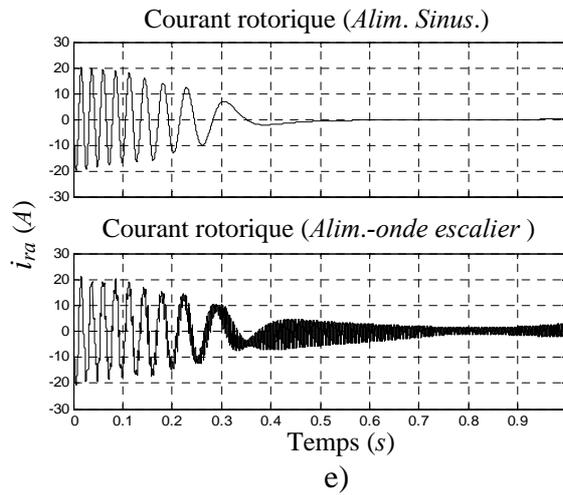


Fig. A.4– Suite

L'oscillation du couple est l'élément marquant de la figure A.4d, puisque le couple monte jusqu'à plus de 11 Nm. Après disparition du régime transitoire, le couple moteur tend vers zéro comme on a annulé le couple résistant. Ces oscillations de couple se font évidemment ressentir sur l'évolution de la vitesse qui en régime permanent se stabilise à 157 rad/s car le moteur est non chargé et possède 2 paires de pôles.

A.2.2 Modèle en Courant

Dans ce cas, la machine est alimentée par une source de courant. La dynamique du stator est négligée et seules les 2 équations de tension du rotor dans le modèle de Park sont considérées avec les 2 équations du flux rotorique (cf. équation A.11). Le vecteur de commande est donné par les courants imposés au stator. Le choix du vecteur d'état par les flux rotoriques permet d'éviter d'éventuelles dérivations sur les entrées. Sous forme matricielle, nous avons l'équation (A.14),

$$\text{avec } [X] = \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix}; [U] = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix}; [A] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & \omega_s - \omega_r \\ \omega_r - \omega_s & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}; [B] = \begin{bmatrix} \frac{L_m}{T_r} & 0 \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} \end{bmatrix}$$

L'observation des courants rotoriques sera donnée par

$$[Y] = [C] \cdot [X] + [D] \cdot [U] = \begin{bmatrix} 1/L_r & 0 \\ 0 & 1/L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -L_m/L_r & 0 \\ 0 & -L_m/L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{A.16})$$

Comme pour le modèle en tension, le schéma de la figure A.3 peut être aussi proposé pour la simulation du modèle en courant, avec évidemment une adaptation aux équations ci-dessus (cf. fig. A.5).

Les figures A.6 montrent les résultats obtenus par simulation du modèle en courant de la même MAS pour un démarrage à courant imposé. Deux sources de courant ont été utilisées, la première est sinusoïdale et la seconde est une onde quasi-carrée représentant le cas d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur de courant conventionnel.

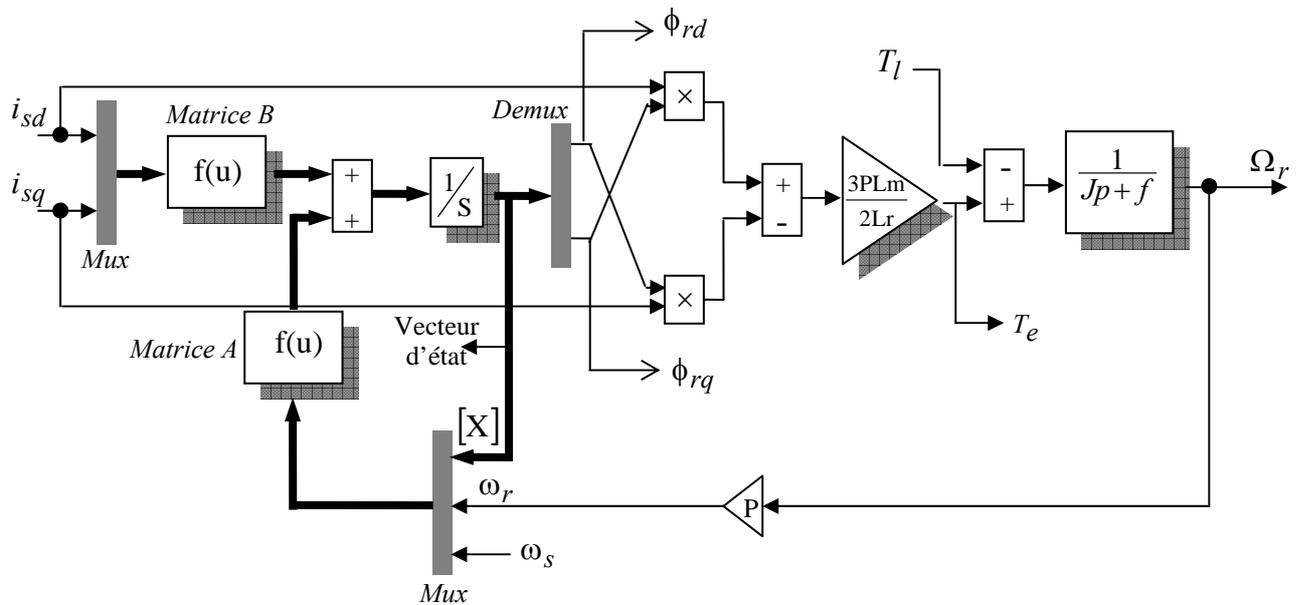


Fig. A.5– Schéma de simulation en SIMILINK sous MATLAB d'une MAS alimentée en courant

Comparativement au modèle en tension, le modèle en courant présente une lenteur assez prononcée pour un démarrage de la machine en boucle ouverte. Concernant le 2^{ème} mode d'alimentation, on constate la présence de fortes oscillations sur le couple lorsque la vitesse atteint sa valeur permanente proche du synchronisme (ceci est due au fait que le couple étant directement proportionnel au courant (cf. Chapitre 3)). D'un autre côté, le couple et la vitesse contiennent initialement une oscillation à la fréquence fondamentale (50 hertz), aussi bien qu'une 6^{ème} pulsation harmonique permanente.

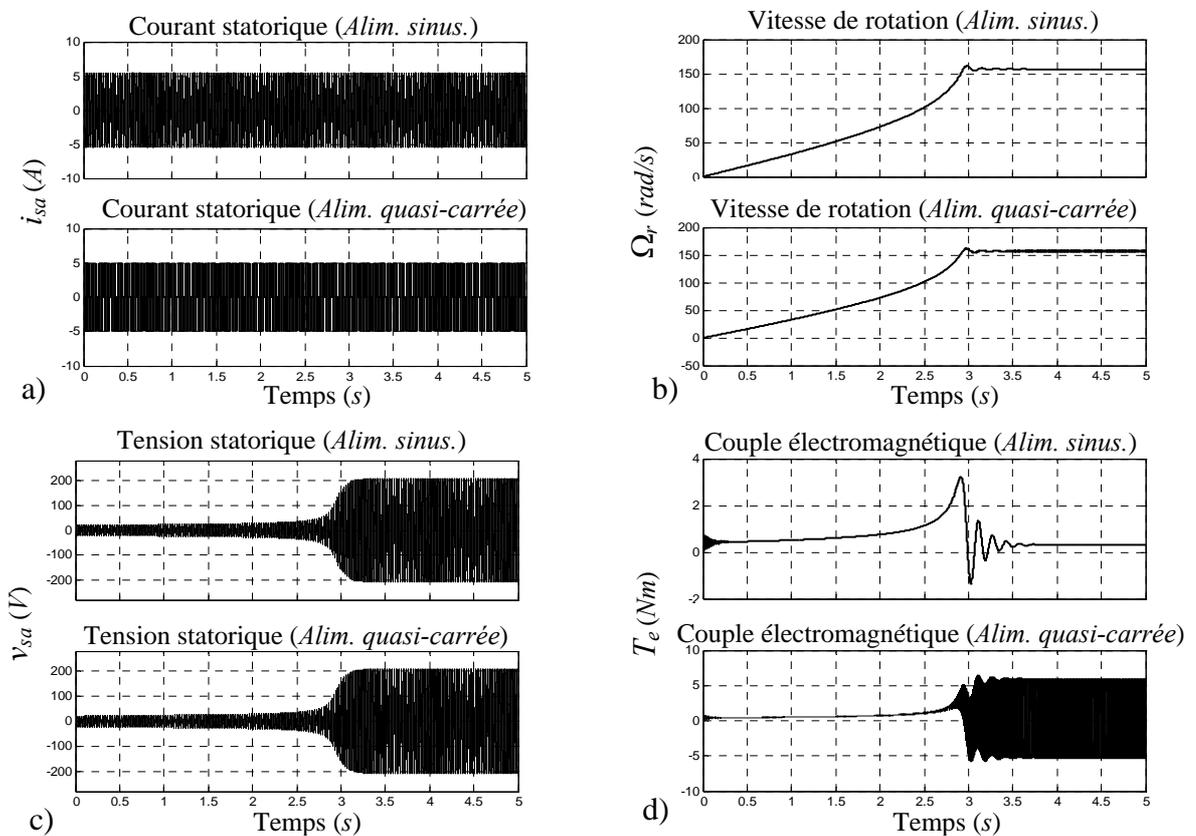


Fig. A.6– Résultats de simulation du modèle en courant de la MAS

Les figures A.7 présente un agrandissement pour les allures des courant et tension statoriques, couple et vitesse en régime permanent dans les deux mode d'alimentation. Où, on note bien que malgré que le courant soit de forme rectangulaire et discontinu la tension statorique est approximativement sinusoïdale mais la pulsation du couple est au niveau de 11,5 Nm de crête à crête. Ces résultats confirment les conclusions des autres chercheurs, [15], [42], [82].

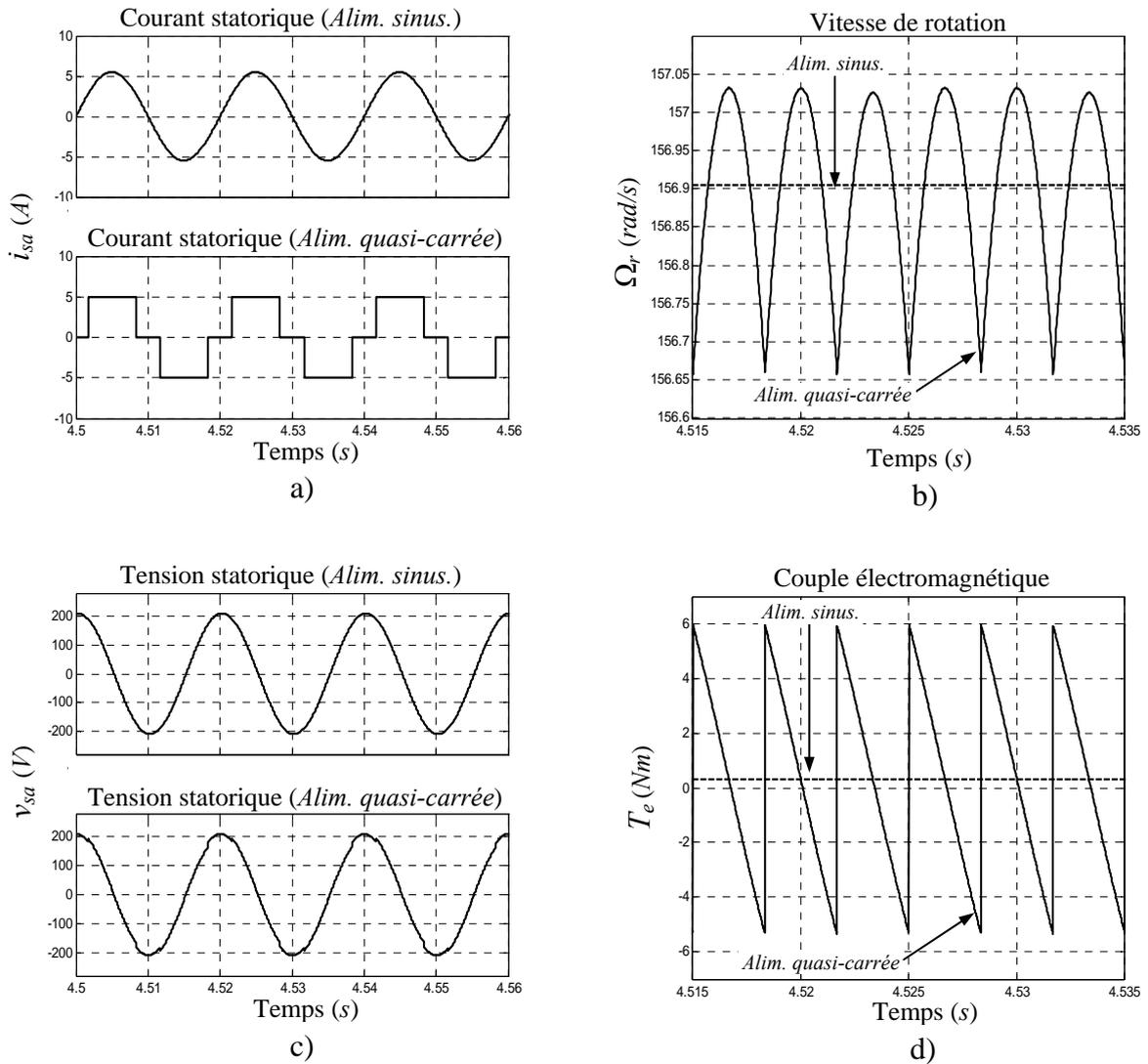


Fig. A.7– Résultats de simulation du modèle en courant de la MAS (en régime permanent)

Annexe B

LA COMMANDE PAR FLUX ORIENTÉ D'UNE MACHINE ASYNCHRONE (LA COMMANDE VECTORIELLE)

Le problème posé avec le moteur asynchrone est qu'il n'est pas possible de contrôler directement le flux et le couple à partir des courants d'alimentation comme c'est le cas pour les moteurs CC à excitation séparée.

À partir des travaux, dans les années 30, de Park et Kron qui développèrent un modèle dynamique de la machine asynchrone, les électrotechniciens proposent l'application des transformations mathématiques aux courants de ligne pour extraire des variables permettant de contrôler indépendamment le couple et le flux. Cette technique de contrôle, appelée par la suite "contrôle vectoriel ou commande vectorielle", revient en fait à transformer, du point de vue commande, la machine asynchrone à CA en une machine CC à excitation séparée équivalente pour laquelle les techniques de contrôle sont bien connues, [4-6], [9-11], [15], [53], [82], [141], [163], [181], [182].

Développée en 1972 par Blaschke [1], [11], [15], la commande vectorielle à flux rotorique orienté (FRO) ou « field oriented control » (FOC) en anglais, a donné lieu à des réalisations industrielles à partir de 1990. Dans cette annexe, nous allons donc mettre en relief, en premier lieu, l'aspect théorique de la commande par flux orienté. Ensuite, nous présentons une analyse fonctionnelle succincte décrivant cette commande.

Les performances de cette technique de commande sont testées par simulation numérique pour un bloc de commande de vitesse par orientation du flux rotorique présentant un exemple de commande vectorielle indirecte d'un moteur asynchrone que nous avons utilisé tout au long de la thèse.

B.1 PRINCIPE ET FONCTIONNEMENT THÉORIQUE

La machine à induction dont nous allons étudier la mise en équations correspond à la structure de base (cf. fig. A.1). De même les hypothèses simplificatrices sont toujours celles citées dans l'annexe A.

B.1.1 Concept d'orientation vectorielle du flux rotorique

L'étude du comportement dynamique du moteur asynchrone peut être relativement simple si l'on remarque que dans cette machine le flux rotorique ne varie qu'assez lentement et qu'on peut minimiser les phénomènes transitoires en prenant ce flux comme grandeur de base et en le maintenant constant.

En effet, l'expression du couple (cf. équation A.10) s'écrit aussi comme :

$$T_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} \phi_r i_s \sin \xi \quad \text{où } \xi = \text{angle}(\vec{\phi}_r, \vec{i}_s) \quad (\text{B.1})$$

L'examen de cette équation montre que le couple peut être contrôlé par action sur le module du vecteur courant \vec{i}_s et sur son orientation ξ par rapport au vecteur flux $\vec{\phi}_r$ dont le module est supposé maintenu constant. Dans la MAS, le flux du rotor est lui même fonction du courant statorique. En effet, la représentation vectorielle du modèle d'état de la machine commandée en courant (cf. §. A.2.2) donne une estimation de $\vec{\phi}_r$ (grandeur non mesurable) à partir de \vec{i}_s (grandeur mesurable) :

$$\frac{d\vec{\phi}_r}{dt} + (j \cdot \omega_{sl} + T_r^{-1}) \vec{\phi}_r = L_m T_r^{-1} \vec{i}_s \quad (\text{B.2})$$

Il en résulte que si le courant est contrôlé, la solution de l'équation différentielle complexe (B.2) est de nature à introduire une oscillation transitoire amortie provoquée par l'élément $(j \cdot \omega_{sl} + T_r^{-1})$ dans l'expression du couple, [6], [12], [15], [121], [140], [183]. Eviter ce comportement transitoire sur le couple, revient nécessairement à garder le vecteur flux constant, c'est-à-dire constant en module et en orientation tels que :

$$\begin{cases} \vec{\phi}_r = \vec{\phi}_{ro} = \overline{Cste} & \text{avec, } \vec{\phi}_{ro} = \phi_{ro} \cdot e^{j \cdot \varphi_{\phi_r}} = \text{flux initial} \\ \phi_{ro} = Cste & \text{et } \varphi_{\phi_r} = Cste \end{cases} \quad (\text{B.3})$$

En outre, lorsque le vecteur flux $\vec{\phi}_r$ est constant, il impose au vecteur courant \vec{i}_s de suivre la relation suivante :

$$\begin{aligned} \vec{i}_s &= \frac{\vec{\phi}_{ro}}{L_m} (1 + j \cdot \omega_{sl} T_r) = i_s \cdot e^{j \cdot \varphi_{i_s}} \\ i_s &= \frac{\phi_{ro}}{L_m} \sqrt{1 + \omega_{sl}^2 T_r^2} \quad \text{et } \varphi_{i_s} = \xi + \varphi_{\phi_r} \\ \text{avec, } \varphi_{\phi_r} &= Cste \quad \text{et } \xi = \text{arctg}(\omega_{sl} T_r) \end{aligned} \quad (\text{B.4})$$

Or
$$\cos \xi = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega_{sl}^2 T_r^2}}, \quad (\text{B.5})$$

le module du vecteur \vec{i}_s dans (B.4) permet d'avoir aussi :

$$L_m (i_s \cdot \cos \xi) = \phi_{ro} = Cste \quad (\text{B.6})$$

et d'après l'expression de la 'tgξ' dans (B.4), il sera aisé d'écrire aussi :

$$\omega_{sl} = \frac{(i_s \cdot \sin \xi)}{(i_s \cdot \cos \xi) \cdot T_r} = \frac{(i_s \cdot \sin \xi)}{\phi_{ro} \cdot T_r} L_m \quad (\text{B.7})$$

L'expression (B.6) montre que la projection du courant statorique ($i_s \cos \xi$) sur la direction fixe du flux rotorique (cf. fig. B.1) doit être maintenue constante lorsque l'amplitude de \vec{i}_s est modifiée. Or cela ne semble être possible que si la composante ($i_s \sin \xi$) serait modifiée car la

direction du flux est figée. Cela entraînerait, d'après (B.7), la modification de ω_{sl} (facteur d'induction) et par conséquent la modification du couple. En effet, il est simple de constater dans l'expression (B.1) qu'à flux rotorique constant, le couple est contrôlé par $(i_s \sin \xi)$. Les équations (B.1), (B.6) et (B.7) constituent les fondements théoriques de la commande vectorielle réalisée dans le référentiel (T).

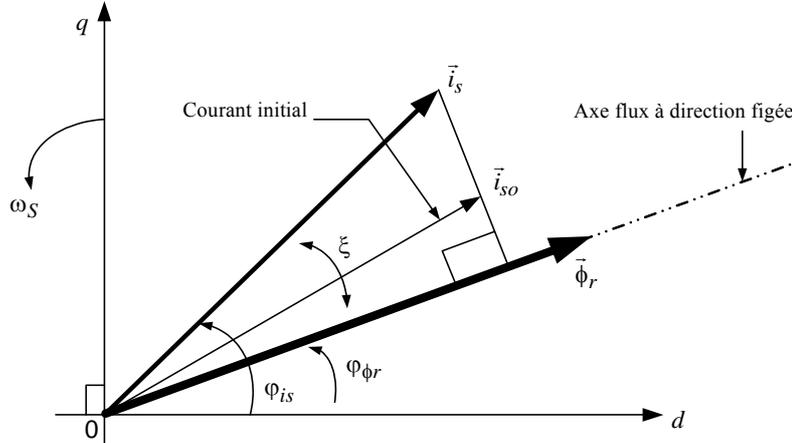


Fig. B.1– Vecteurs du flux et du courant dans une commande vectorielle à flux orienté

B.1.2 L'orientation du repère d - q

Par souci de simplification, la direction arbitraire du flux ϕ_{ϕ_r} (cf. fig. B.1) est prise égale à zéro. Il en découle :

$$(i_s \cdot \cos \xi) = i_{sd} \quad (B.8)$$

$$(i_s \cdot \sin \xi) = i_{sq} \quad (B.9)$$

$$\phi_{rd} = \phi_r, \quad \phi_{rq} = 0 \quad (B.10)$$

Les équations (B.1), (B.6) et (B.7) deviennent alors

$$\phi_r = L_m i_{sd} \quad (B.11)$$

$$T_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} \phi_r i_{sq} \quad (B.12)$$

$$\omega_{sl} = \frac{L_m i_{sq}}{T_r \phi_r} \quad (B.13)$$

Les expressions (B.11) et (B.12), données en grandeur continue par démodulation dans (T), montrent la parfaite analogie avec les équations d'une machine à courant continu à excitation séparée (cf. fig. B.2) :

- i_{sd} joue le rôle du courant d'excitation qui génère et contrôle le flux d'excitation ϕ_r .
- i_{sq} joue le rôle du courant d'induit qui, à flux d'excitation donné, contrôle le couple.

En général, l'équation (B.11) est exprimée sous sa forme dynamique en considérant la condition (B.10), ce qui permet d'ores et déjà de réaliser le contrôle de flux pour une référence désirée. Les expressions (B.2) et (B.10) donnent

$$T_r \frac{d\phi_r}{dt} + \phi_r = L_m \cdot i_{sd} \quad (B.14)$$

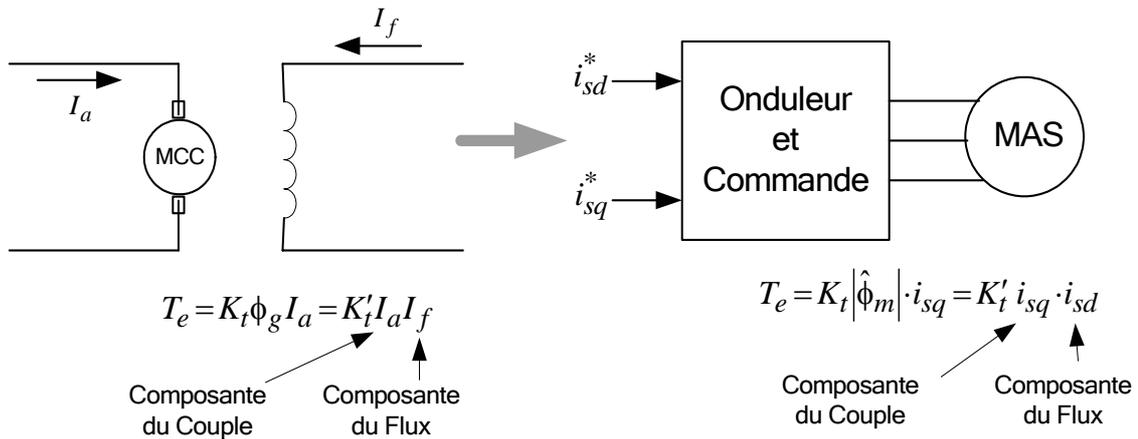


Fig. B.2– L’analogie de découplage entre la machine à CC et la MAS

En tenant compte de la condition (B.10), la direction du flux ϕ_r sera instantanément donnée par θ_s , la position instantanée de (T) par rapport à (S) (cf. fig. A.2). Elle est déterminée par :

$$\theta_s = \int \omega_s dt \quad , \quad (B.15)$$

où ω_s est le résultat de l’autopilotage défini par ;

$$\omega_s = \omega_{sl} + \omega_r \quad (B.16)$$

En résumé, le repère $d-q$ est calé sur le flux rotorique. En d’autres termes, l’angle entre l’axe d et l’axe α , lié au stator, vaut θ_s . Toute la stratégie de contrôle dépend du bon calage du repère $d-q$, et donc de la connaissance de l’angle θ_s .

Deux méthodes existent pour connaître cet angle : [4], [11-13], [78], [175]

1. soit la mesure directe d’une grandeur permettant le calcul direct de l’angle (par exemple le flux ϕ_r par des capteurs à effet Hall)
2. soit l’estimation de l’angle à partir de l’équation (B.13) du modèle orienté et de la consigne de courant statorique.

Cette dernière solution est moins coûteuse en matériel et simple à mettre en œuvre. C’est la raison pour laquelle elle a été choisie dans cette commande.

Pratiquement, on calcule la vitesse de glissement à imposer à la machine en fonction des consignes i_{sq}^* et ϕ_{rref} :

$$\omega_{sl}^* = \frac{L_m}{T_r} \frac{i_{sq}^*}{\phi_{rref}} \quad (B.17)$$

À partir de ω_{sl}^* et la mesure de la vitesse mécanique, on calcule la pulsation statorique et donc aussi l’angle θ_s^* :

$$\omega_s^* = \omega_{sl}^* + \omega_r \quad (B.18)$$

$$\theta_s^*(t) = \int^t \omega_s^*(t) dt \quad (B.19)$$

B.1.3 Contrainte de découplage entre les axes d et q

Pour une alimentation en courant, la commande par orientation du flux rotorique est déjà découplée. Ce qui n'est pas le cas pour une machine alimentée en tension, [11], [15], [78], [181], [183], [184]. La reconstitution du vecteur commande \vec{v}_s^* (tension) à partir des éléments contrôlés $\vec{\phi}_r$ et \vec{i}_s réintroduit le couplage entre les axes d et q . En effet, à partir des relations du flux (cf. équation A.11) on peut avoir :

$$\vec{\phi}_s = \sigma L_s \vec{i}_s + \frac{L_m}{L_r} \vec{\phi}_r, \quad (\text{B.20})$$

qui introduite dans les deux équations de tension statorique (A.11), donne la commande \vec{v}_s^*

$$\vec{v}_s^* = R_s \vec{i}_s + \sigma L_s \frac{d\vec{i}_s}{dt} + \underbrace{\frac{d}{dt} \left(\frac{L_m}{L_r} \vec{\phi}_r \right)}_0 + \underbrace{\vec{\omega}_s \times \left(\sigma L_s \vec{i}_s + \frac{L_m}{L_r} \vec{\phi}_r \right)}_{\text{Terme de couplage}} \quad (\text{B.21})$$

Le terme de couplage, défini dans l'expression (B.21), est à compenser en temps réel par retour d'état pour pouvoir découpler définitivement la commande en tension.

La commande vectorielle peut être aussi réalisée par l'orientation du flux du stator ou de magnétisation. Cependant, si dans ces deux cas, le découplage se trouve plus au moins garanti au niveau du vecteur tension (commande reconstituée), il ne l'est pas pour autant au niveau de l'estimateur vectoriel du flux qui n'est plus linéaire. Cette non linéarité affecte la dynamique et l'orientation du flux et par conséquent le contrôle du couple, [3], [13], [19], [121], [178], [185].

En effet, la substitution de (B.20) dans (B.2) illustre clairement le problème rencontré pour le cas de l'orientation du flux statorique. Cela est explicite par l'équation suivante :

$$\underbrace{\frac{d\vec{\phi}_s}{dt}}_0 + (j\omega_r + T_r^{-1}) \vec{\phi}_s = L_s T_r^{-1} \vec{i}_s + \underbrace{\vec{\omega}_r \sigma L_s \vec{i}_s}_{\text{Terme de couplage}} + \underbrace{\sigma L_s \frac{d\vec{i}_s}{dt}}_0, \quad (j\omega_r \vec{x} \equiv \vec{\omega}_r \times \vec{x}) \quad (\text{B.22})$$

D'autre part, il est à noter que l'expression du couple reste analogue à celle de l'orientation du flux rotorique.

$$T_e = \frac{3}{2} P \cdot \phi_s \cdot i_{sq} \quad (\text{B.23})$$

Le couplage est aussi introduit dans l'estimateur vectoriel du flux dans le cas de l'orientation du flux de magnétisation, $\vec{\phi}_m$. Il suffit de remarquer que dans les équations du flux statorique (A.11) on peut exprimer $\vec{\phi}_s$ en fonction de $\vec{\phi}_m$ (B.24) que l'on introduira dans (B.2).

$$\vec{\phi}_s = \underbrace{(L_s - L_m)}_{\text{Inductance de fuite}} \vec{i}_s + L_m (\vec{i}_s + \vec{i}_r) = (L_s - L_m) \vec{i}_s + \vec{\phi}_m \quad (\text{B.24})$$

Dans les deux derniers cas, l'alimentation en courant introduit un terme de couplage par les flux de fuites totalisés (σL_s) et qui devient sensible aux variations de charge. La commande vectorielle, par orientation du flux rotorique, demeure de ce fait performante même pour une alimentation en tension, car les éléments essentiels d'orientation et du contrôle du flux peuvent être contrôlés séparément et aucune compensation des couplages n'est demandée au moins à ce niveau de la commande. Sa sensibilité aux paramètres rotoriques nécessite l'utilisation des techniques d'adaptation et de réajustement en temps réel. Toutefois, il semble qu'elle ne serait pas trop sensible aux variations des paramètres de la machine relativement aux deux autres méthodes d'orientation du flux, spécialement en charge et à faibles vitesses, [3], [7], [11], [15], [78], [82], [141], [143], [180], [184]. En outre, une fois le flux établi dans la machine, le couple développé devient directement proportionnel à la pulsation du rotor ω_{sl} , et par conséquent la stabilité de la machine se trouve naturellement assurée ($\Delta T_e / \Delta \omega < 0$). Par conséquent, lorsque le couple atteint le maximum, la machine décroche immédiatement. D'autre part, du fait du couplage signalé précédemment, on démontre que l'orientation du flux statorique ou de magnétisation ne peut donner une loi linéaire entre le couple et la pulsation du rotor impliquant une réduction notable des capacités du couple avec le risque d'instabilité de la machine, [12], [15], [121], [180]. La loi linéaire couple-pulsation du rotor pour le cas d'orientation du flux rotorique est déduite de (B.1) et (B.7), elle est donnée par :

$$T_e = \left(\frac{3}{2} P \frac{T_r}{L_r} \phi_{ro}^2 \right) \omega_{sl} \quad (\text{B.25})$$

Par la suite, nous entendons par commande à flux orienté, celle qui concerne le flux du rotor.

B.1.4 Effet de variation des paramètres rotoriques sur l'orientation du flux

Les équations (B.14)-(B.17) montre que l'orientation et le contrôle du flux dépendent de T_r et de L_m . Le premier paramètre (T_r) est le paramètre à haute sensibilité. Ses variations affectent aussi bien l'orientation du flux, que la commande en couple qui devient de ce fait non linéaire, comme cela est illustré sur les figures B.3 et B.4, [11], [15], [78], [82], [143], [183]. La non linéarité de la commande affecte l'excitation de la machine. En effet, sa forte saturation (surexcitation) est causée par une surévaluation de T_r ($T_r > T_{r_{nom}}$) et que sa démagnétisation (sous-excitation) est causée par une sous-évaluation de T_r ($T_r < T_{r_{nom}}$) pouvant engendrer des retards relativement élevés sur la commande. En outre, dans les deux cas de la figure, la dynamique de la commande se trouve affectée, [3], [11], [16], [19], [78], [141], [177], [181], [182].

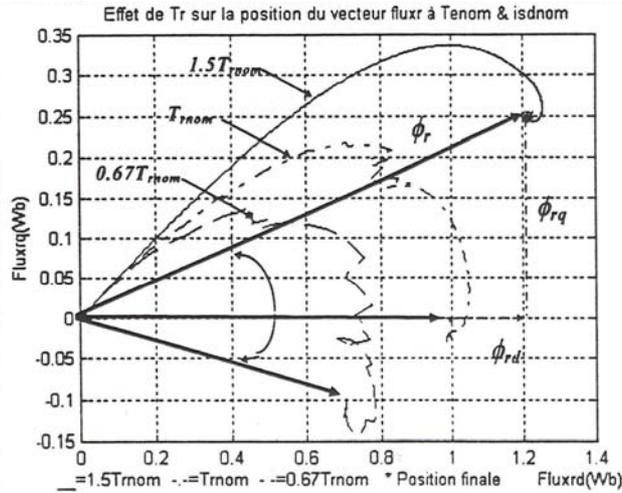


Fig. B.3– Effet de T_r sur l'orientation du flux

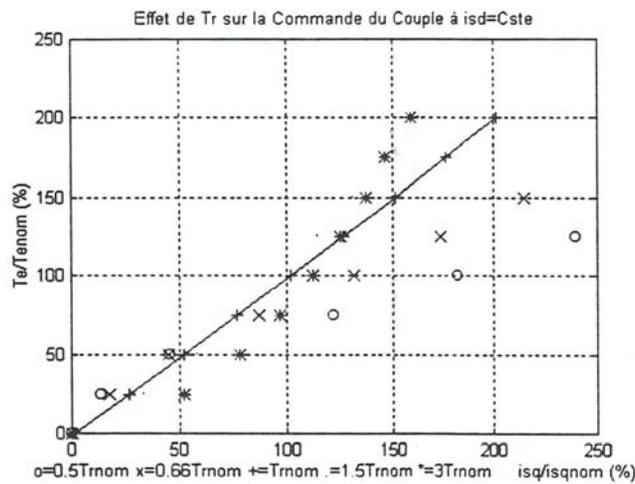


Fig. B.4– Effet de T_r sur la commande du couple : relation $T_e - i_{sq}$

B.2 ANALYSE FONCTIONNELLE

B.2.1 Structure générale de la commande à flux orienté

Celle-ci, illustrée par le schéma de la figure B.5, doit comprendre essentiellement :

1. blocs de *modulation* et de *démodulation* pour le passage, respectivement, de (S) à (T) et de (T) à (S).
2. blocs de *régulation*, et/ou de génération des commandes, du flux et du couple (pouvant contenir aussi des blocs de compensation pour les commandes en tension). Des blocs de régulation de vitesse et/ou de position du rotor sont éventuellement rajoutés à la structure.
3. blocs des *estimations* du flux et du couple.

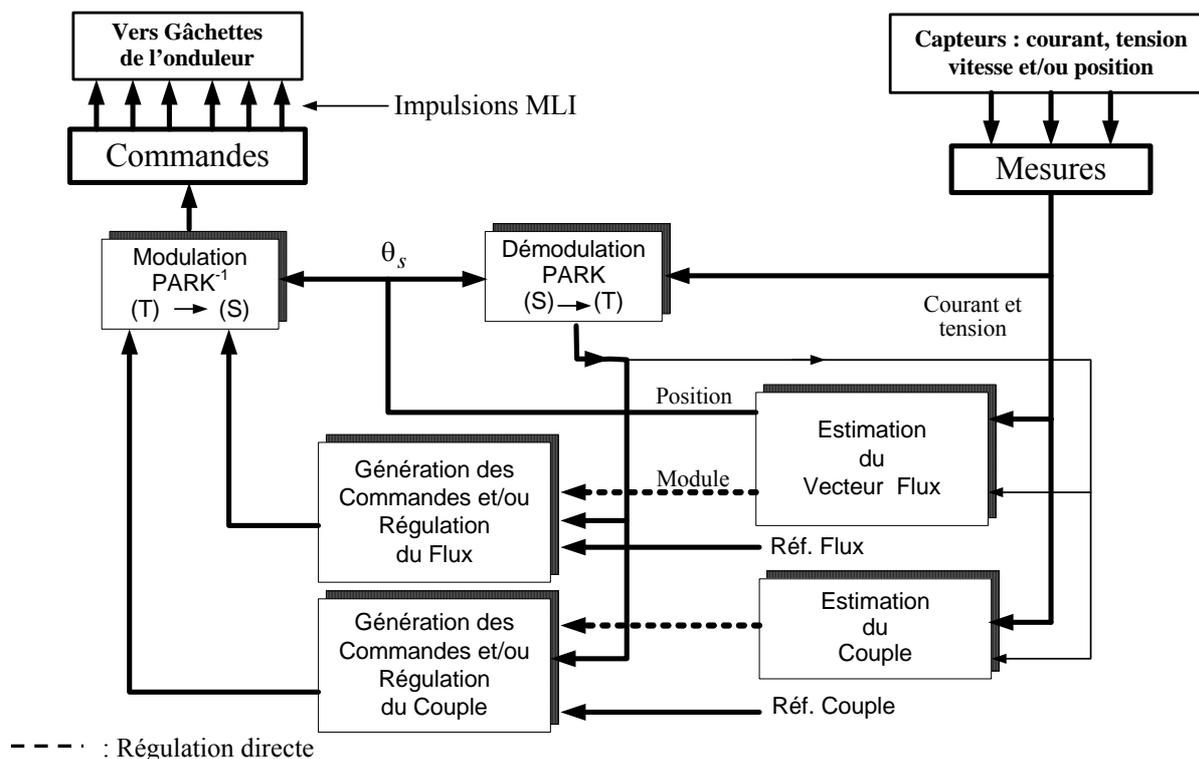


Fig. B.5– Structure générale d'une commande à flux orienté

B.2.2 Estimateurs de flux

Selon la méthode d'estimation du vecteur flux, la commande à flux orienté est dite directe ou indirecte, [4], [7], [13], [71].

B.2.2.1 Commande directe

Elle l'est si le vecteur flux est mesuré directement par des capteurs (rarement) ou bien estimé à partir des grandeurs mesurables. Dans ce cas, le flux peut être régulé par une contre réaction. Les estimateurs ou observateurs du flux sont construits à partir du modèle de la machine. Pour le cas des estimateurs, la dynamique d'estimation (en boucle ouverte) dépend des constantes de temps de la machine et elle ne peut être maîtrisée. Par contre, pour les observateurs, la dynamique d'observation est contrôlée, seulement la non linéarité du modèle de la machine demeure un handicap pour leur détermination, [11], [15], [82], [141], [182], [185]. L'hypothèse de la séparation des modes électromagnétiques et mécanique, compatible avec certains types de machines, favorise l'application des observateurs linéaires. Sinon, il y a lieu d'utiliser des observateurs non linéaires ou les filtres de Kalman étendu. Le temps de calcul exigé pour ce genre d'observateurs risque, en général, de compromettre l'estimation en temps réel, et donc la dynamique de la commande, [7], [71], [117], [175], [176], [178], [186].

B.2.2.2 Commande indirecte

Dans ce cas, le flux n'est ni mesuré ni reconstruit, [3], [11], [15], [17], [37], [82], [83], [122]. Son orientation est réalisée par la position déduite par intégration de la pulsation d'autopilotage en

se référant aux expressions (B.13), (B.15) et (B.16). Le flux peut ne pas être régulé, il est déduit de la vitesse à partir du bloc de *défluxage* (cf. fig. B.6)

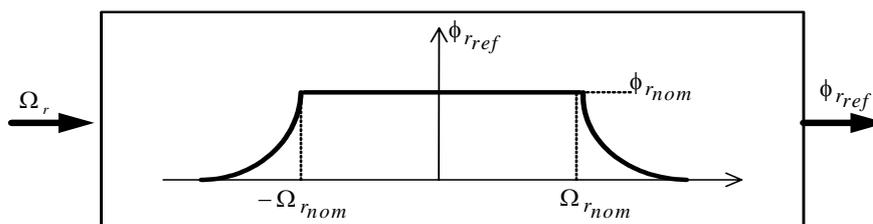


Fig. B.6– Bloc de défluxage

Ce bloc de défluxage permet l'exploitation optimale des capacités magnétiques de la machine en sous-vitesse ($\Omega_r < \Omega_{rnom}$) et en sur-vitesse ($\Omega_r > \Omega_{rnom}$). Il est défini par la relation non linéaire suivante :

$$\begin{cases} \phi_{rref} = \phi_{rnom} & \text{si } \Omega_r < \Omega_{rnom} \\ \phi_{rref} = \frac{\phi_{rnom} \cdot \Omega_{rnom}}{\Omega_r} & \text{si } \Omega_r > \Omega_{rnom} \end{cases} \quad (B.26)$$

avec :

ϕ_{rref} : flux rotorique de référence.

ϕ_{rnom} : flux rotorique nominal.

Ω_{rnom} : vitesse de rotation nominale.

B.2.3 Bloc de commande indirecte à flux orienté (IFOC)

Il est présenté par le schéma fonctionnel de la figure B.7 déduit des équations (B.12) – (B.14). Les valeurs désirées du couple et du flux, permettent de générer les courants de commande et la pulsation de l'autopilotage (donnés en * à la sortie).

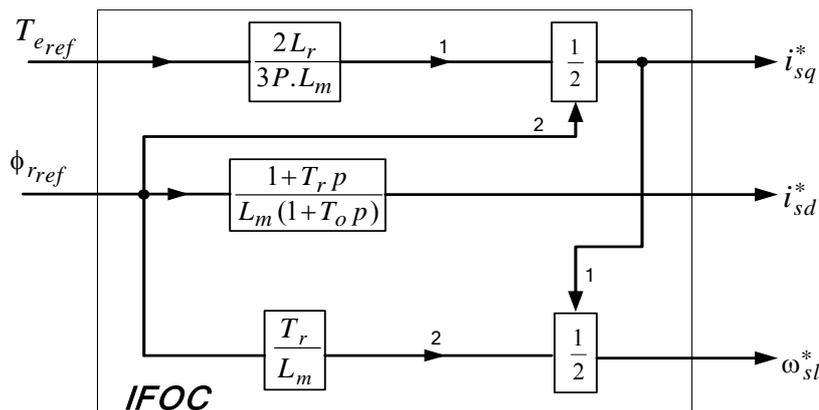


Fig. B.7– Schéma bloc de la commande à orientation indirecte du flux rotorique (IFOC)

Avec T_o est une constante de temps, faible devant T_r , introduite pour rendre le bloc de transfert physiquement réalisable. Si le flux de référence s'établit rapidement dans la machine, sa fonction de transfert devient constante telle que la relation (B.11). Les sorties du bloc IFOC peuvent directement contrôler une alimentation en courant comme indiqué dans la figure B.8.

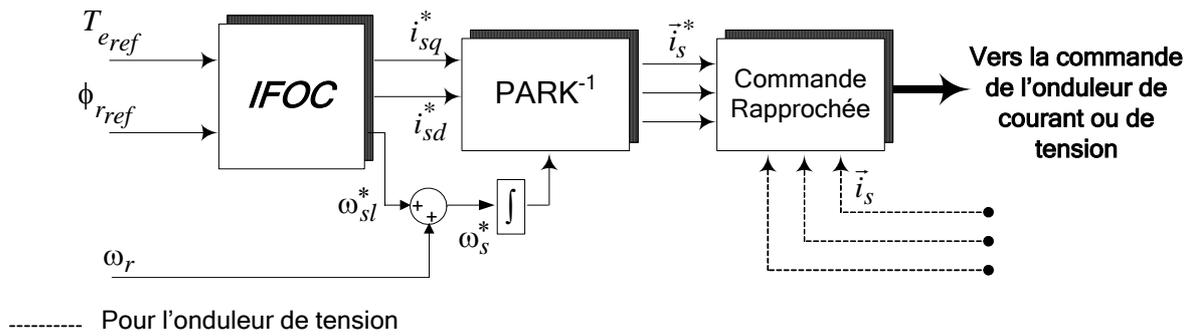


Fig. B.8– Implantation de la commande à flux orienté pour alimentation en courant

Pour une alimentation en tension, des blocs de compensation à action anticipative, dont les équations sont déduites de (B.21), sont à adjoindre au bloc *IFOC* moyennant des régulateurs PI (Proportionnel Intégral) comme montré sur la figure B.9, [4], [11-13], [15], [82], [178].

Il faut noter également que la structure du *IFOC*, définie dans la figure B.7, peut ne pas être adoptée dans certains cas de commande vectorielle de type ; à flux orienté directe, linéarisation entrée-sortie, adaptative, ...etc., [4], [11], [15], [175], [186].

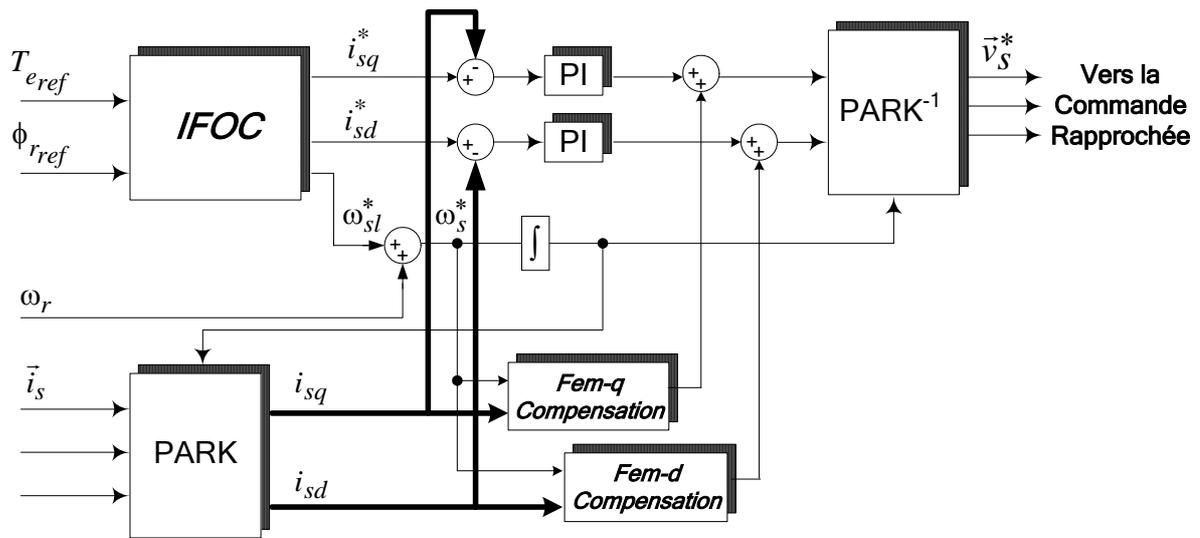


Fig. B.9– Implantation de la commande à flux orienté pour alimentation en tension

B.2.4 Bloc de commande de vitesse par orientation du flux

Comme la vitesse est mesurée, il est donc aisé de faire sa régulation par contre-réaction en utilisant un régulateur PI. D'autre part, le flux rotorique est difficile à mesurer, donc son contrôle le plus simple est du type réaction (cf. fig. B.10). Le schéma ainsi obtenu est appelé commande indirecte par flux orienté. La méthode indirecte est plus facile à implanter, mais elle est fortement dépendante aux variations des paramètres de la machine et en particulier la résistance rotorique qui change avec la température, [7], [11], [15], [18], [82], [122], [141], [178-184].

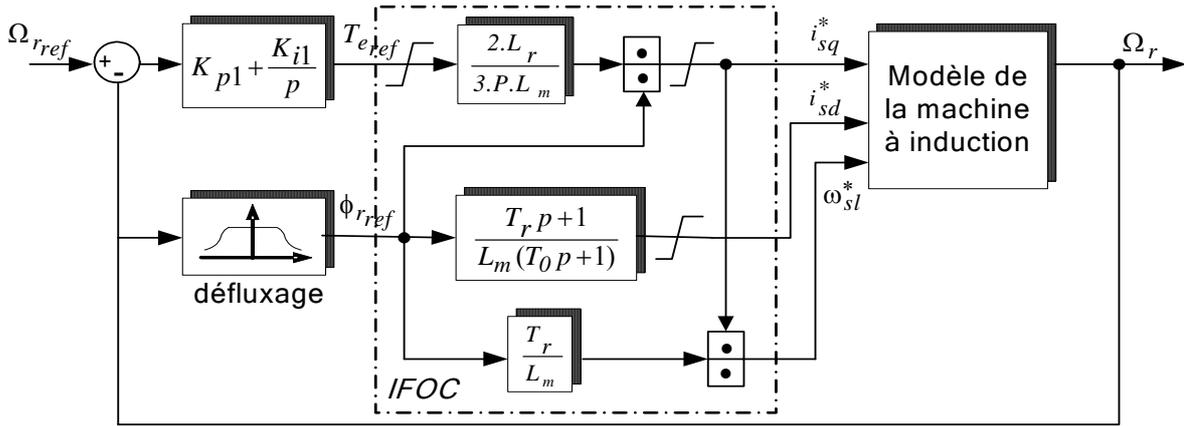


Fig. B.10– Bloc de commande de vitesse par orientation indirecte du flux rotorique

En considérant le bloc de commande de la figure B.10, la régulation de vitesse est testée sur la base analogique pour une machine asynchrone ayant les paramètres donnés en annexe C. Les résultats de simulation obtenus (cf. fig. B.11) avec un démarrage à vide de la machine pour une vitesse de référence $\Omega_{rref} = 100 \text{ rad/s}$ (mode normal) et en inversant le sens de rotation ($\Omega_{rref} = -100 \text{ rad/s}$), montrent bien une phase d'initialisation du flux rotorique représenté par ses deux composantes ϕ_{rd} et ϕ_{rq} . Après la phase d'initialisation, nous remarquons que le couple électromagnétique répond instantanément et suit la référence sans dépassement ni erreur statique.

La composante du courant statorique i_{sq} a l'allure du couple, tandis que la composante i_{sd} est constante pour assurer un flux constant, ainsi un découplage entre le flux et le couple est assuré. Le flux est insensible à la variation de la vitesse.

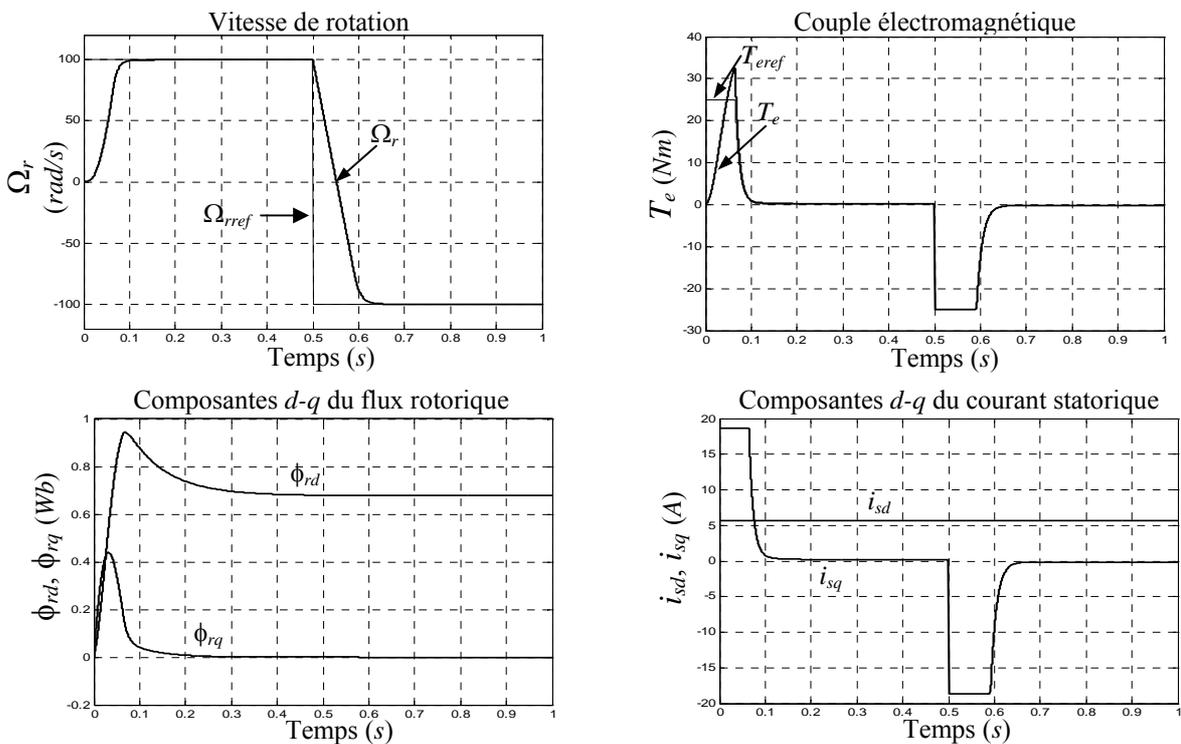


Fig. B.11– Résultats de simulation de la commande par flux orienté (mode normal)

Pour le fonctionnement en mode défluxé (cf. fig. B.12), nous avons simulé le système d'entraînement de la figure B.10 pour une vitesse de référence de $\Omega_{rref} = 200 \text{ rad/s}$ puis une inversion du sens de rotation pour une vitesse de $\Omega_{rref} = -200 \text{ rad/s}$.

Nous remarquons que la vitesse est obtenue sans dépassement malgré la dynamique du flux, ce qui montre une autre fois que l'approche analytique proposée pour la conception du régulateur PI et la détermination de ses paramètres est assez rigoureuse, [11], [77], [82], [122], [148]. Le temps de réponse de la vitesse est plus important que dans le cas du mode normal (cf. fig. B.11) à cause du défluxage qui se traduit par une diminution du flux rotorique.

Lors du démarrage nous constatons aussi un dépassement du couple électromagnétique dû à l'initialisation du flux et lorsque le sens de rotation est inversé il y a également un dépassement causé par le défluxage.

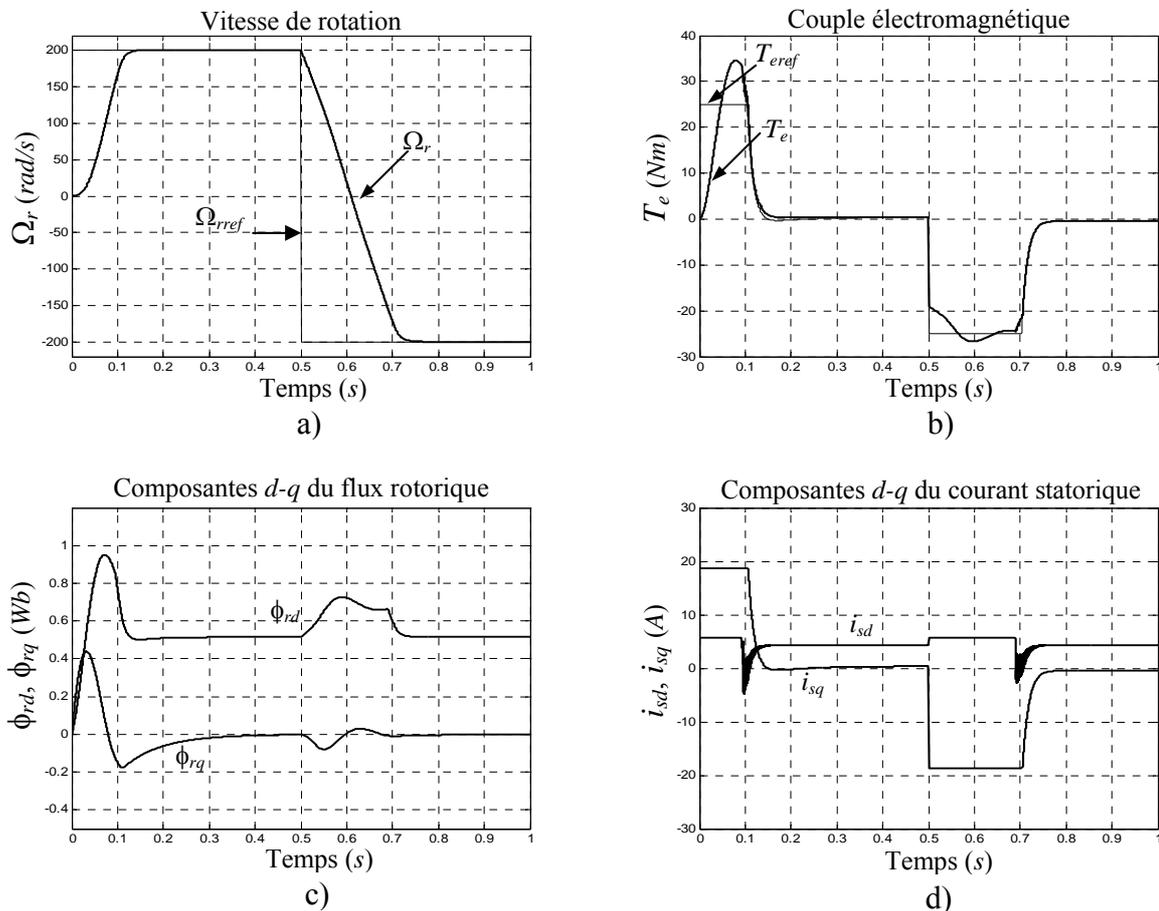


Fig. B.12– Résultats de simulation de la commande par flux orienté (mode défluxé)

Pour tester la robustesse de la régulation, nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence de 100 rad/s , puis la réponse à un échelon de couple ($T_l = 12 \text{ Nm}$) appliqué à l'instant $t = 0,5 \text{ s}$. Les résultats de simulation (cf. fig. B.13) montrent que lors de l'échelon de

charge, le couple suit parfaitement la référence avec une influence sur la vitesse qui rejoint par la suite sa valeur de référence. On constate que la variation du couple n'influe pas sur le flux. Ce qui prouve qu'il y a un découplage entre le flux et le couple. La composante directe du courant reste constante, tandis que la deuxième composante a la même allure que le couple.

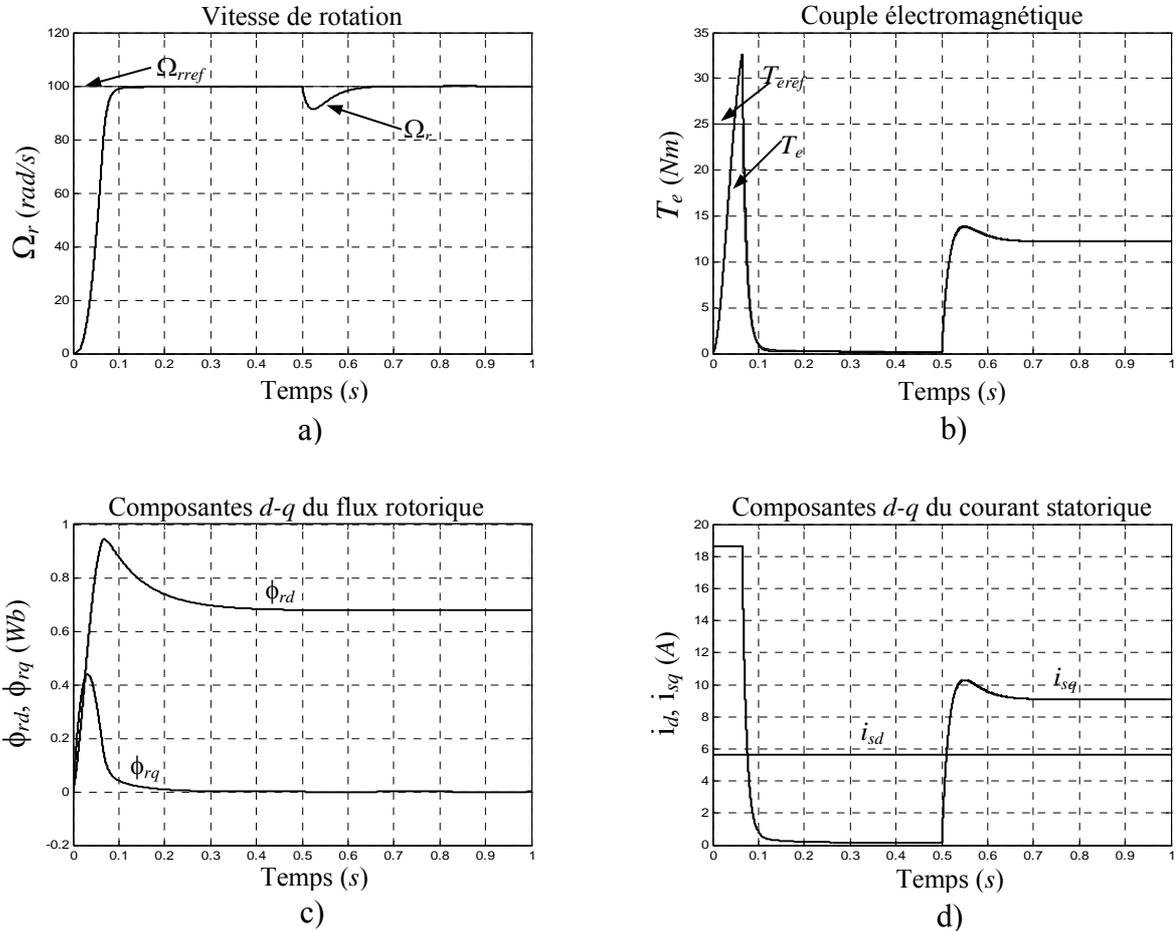


Fig. B.13– Réponse du système à une variation du couple de charge

De même, lorsque la résistance rotorique augmente de 50 % ou diminue de 50 % la vitesse répond pratiquement sans dépassement. Toutefois, il existe une différence entre le couple électromagnétique et celui de référence. Les résultats de simulation (cf. figs. B.14 & B.15) montrent aussi le couplage entre le flux et le couple introduit par la variation de la résistance rotorique. Par contre, pour le contrôle de la vitesse, la régulation est robuste vis-à-vis de cette variation paramétrique.

Note : les mêmes résultats de simulation sont obtenus avec tous les tests effectués pour le bloc de régulation de vitesse, en tenant compte de la remarque donnée en § B.2.3 c'est à dire en remplaçant l'équation (B.14) par l'équation (B.11).

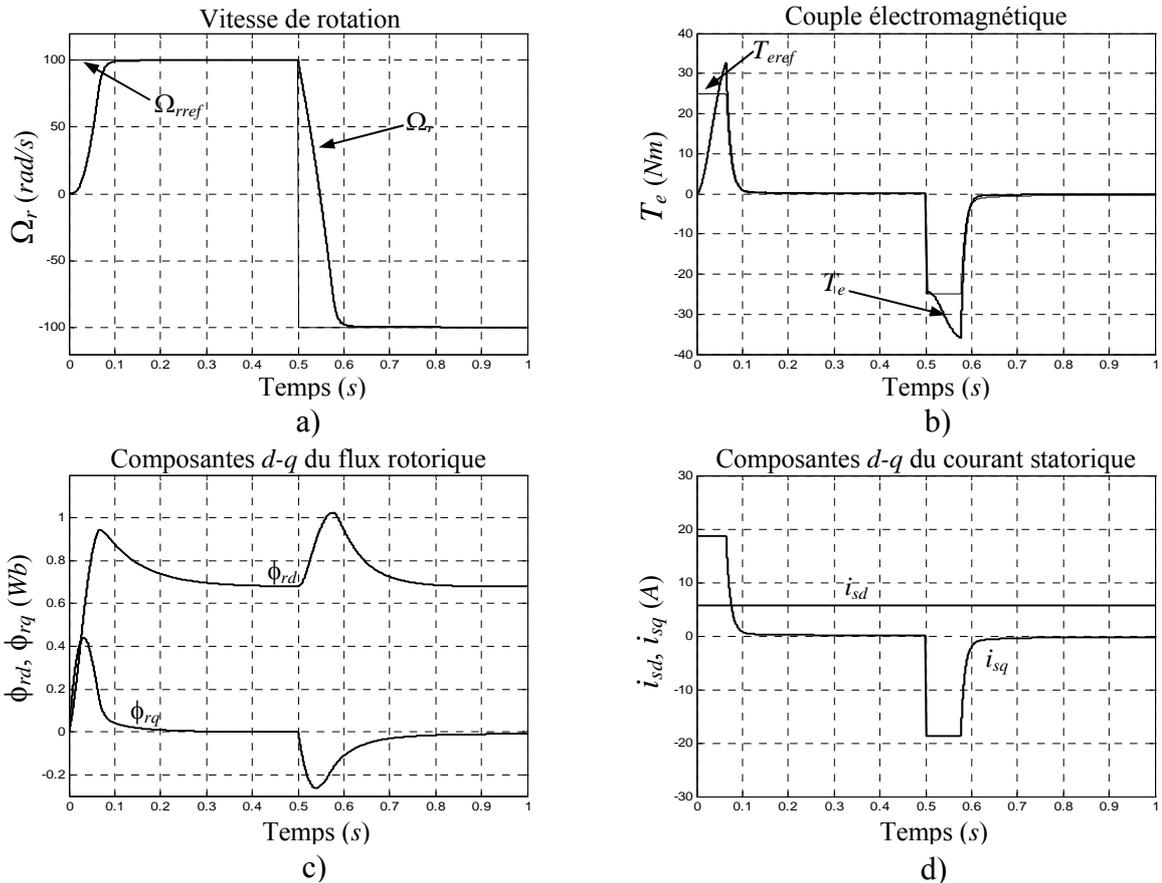


Fig. B.14– Réponse du système à une augmentation de 50 % de la résistance rotorique

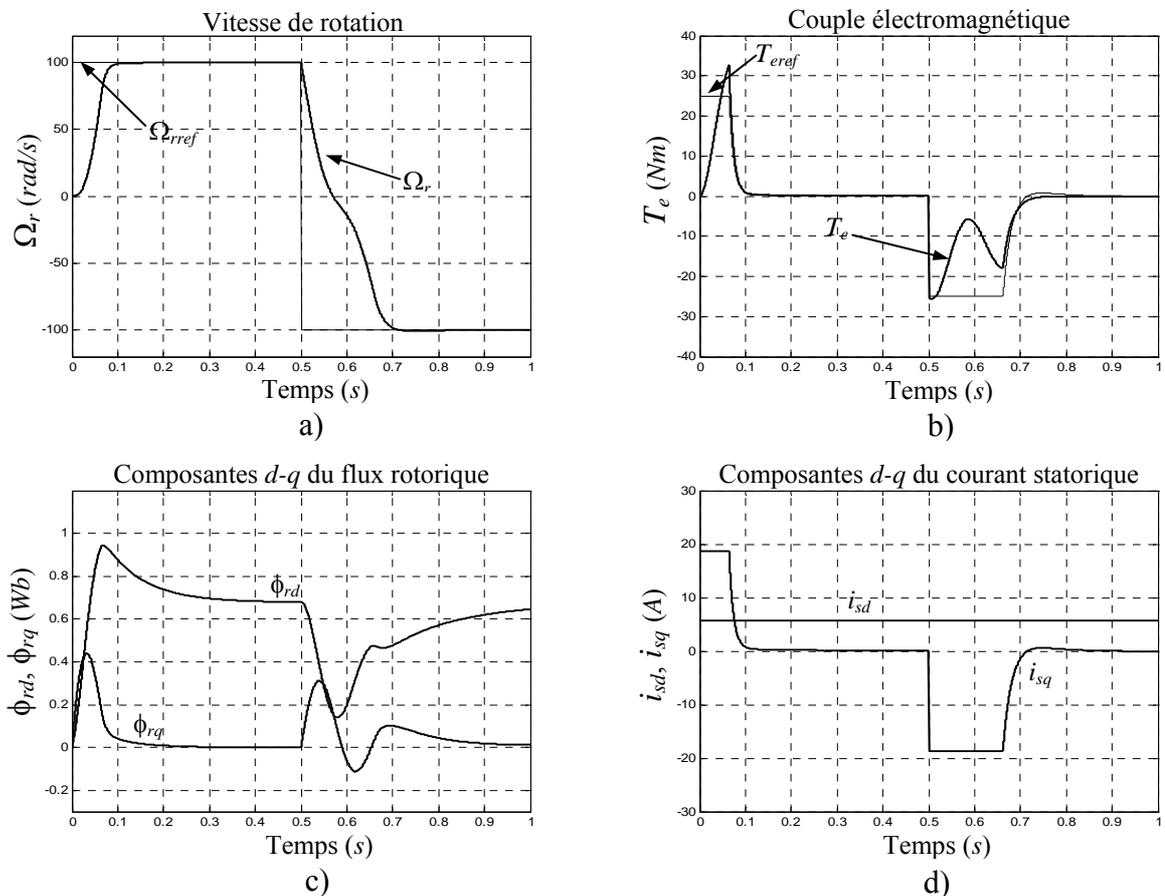


Fig. B.15– Réponse du système à une diminution de 50 % de la résistance rotorique

Annexe C

SPÉCIFICATIONS DES PARAMÈTRES DU SYSTÈME

Moteur Asynchrone (Machine de la Littérature), [26], [82].

Plaque signalétique

| | | | |
|--|---------------------|-------------------------------|---------|
| 4 KW | $220/380 \text{ V}$ | 50 Hz | $P = 2$ |
| $\Omega_{r_{nom}} = 1450 \text{ tr/m}$ | | $T_{e_{nom}} = 12 \text{ Nm}$ | |

Paramètres électriques

| | | |
|-------------------------|-------------------------|--------------------------|
| $L_s = 0.121 \text{ H}$ | $L_r = 0.121 \text{ H}$ | $L_m = 0.1198 \text{ H}$ |
| $R_s = 2.4 \ \Omega$ | $R_r = 1.452 \ \Omega$ | |

Paramètres mécaniques

| | |
|----------------------------|-----------------------------|
| $J = 0.013 \text{ kg.m}^2$ | $f = 0.002 \text{ Nm/rd/s}$ |
|----------------------------|-----------------------------|

Liaison CC et Filtre CA

| | |
|--------------------------|-----------------------|
| $R_F = 0.045 \ \Omega$ | $L_F = 1.2 \text{ H}$ |
| $C_F = 47 \ \mu\text{F}$ | |

Annexe D

RÉPONSES DU SYSTÈME AVEC LES DIFFÉRENTS SCHÉMAS DE MODULATION VECTORIELLE

D.1 RÉSULTATS DE SIMULATION

En premier lieu on a présenté les réponses de notre système d'entraînement pour les grandes vitesses. Pour cela on a pris comme exemple le 1^{er} schéma de modulation vectorielle proposé dans ce travail, c-à-d, le SVM-1, vérifiant ainsi d'une part que l'utilisation de la MLI vectorielle au lieu de la modulation à onde porteuse, améliore vraiment la situation en donnant de bonnes performances au système et en éliminant principalement le problème inhérent de découplage obtenu précédemment, (cf. fig. D.1). D'autre part, en choisissant cette 1^{ère} séquence (SVM-1) qui déroule en principe de la MLISC, on a pu bien démontrer l'efficacité de la modulation vectorielle. Tel que, en appliquant le concept des vecteurs d'espace, la même séquence a conduit à surmonter tous les inconvénients ou les problèmes de la MLISC. (La période d'échantillonnage T_s est fixée à 0.001 s)

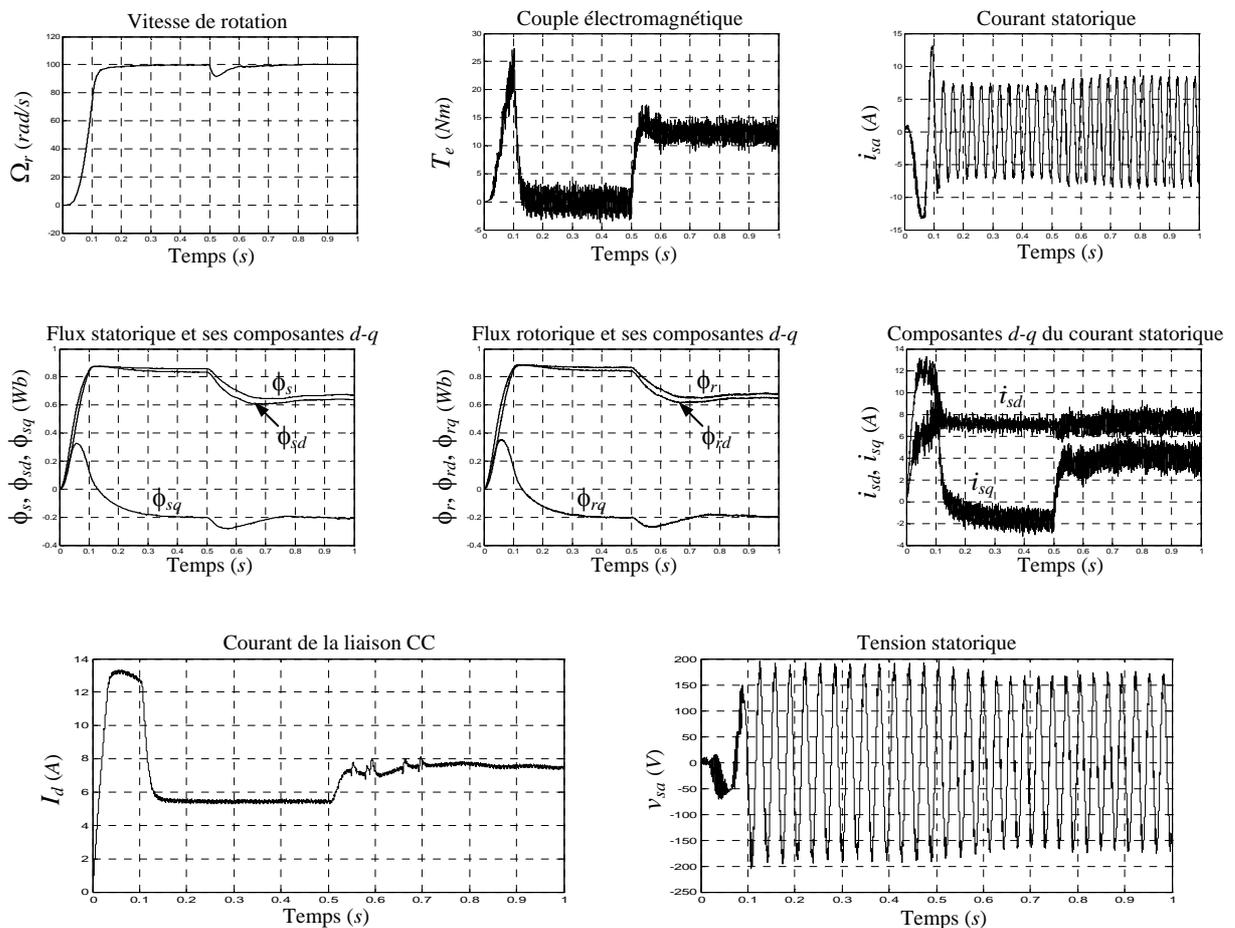
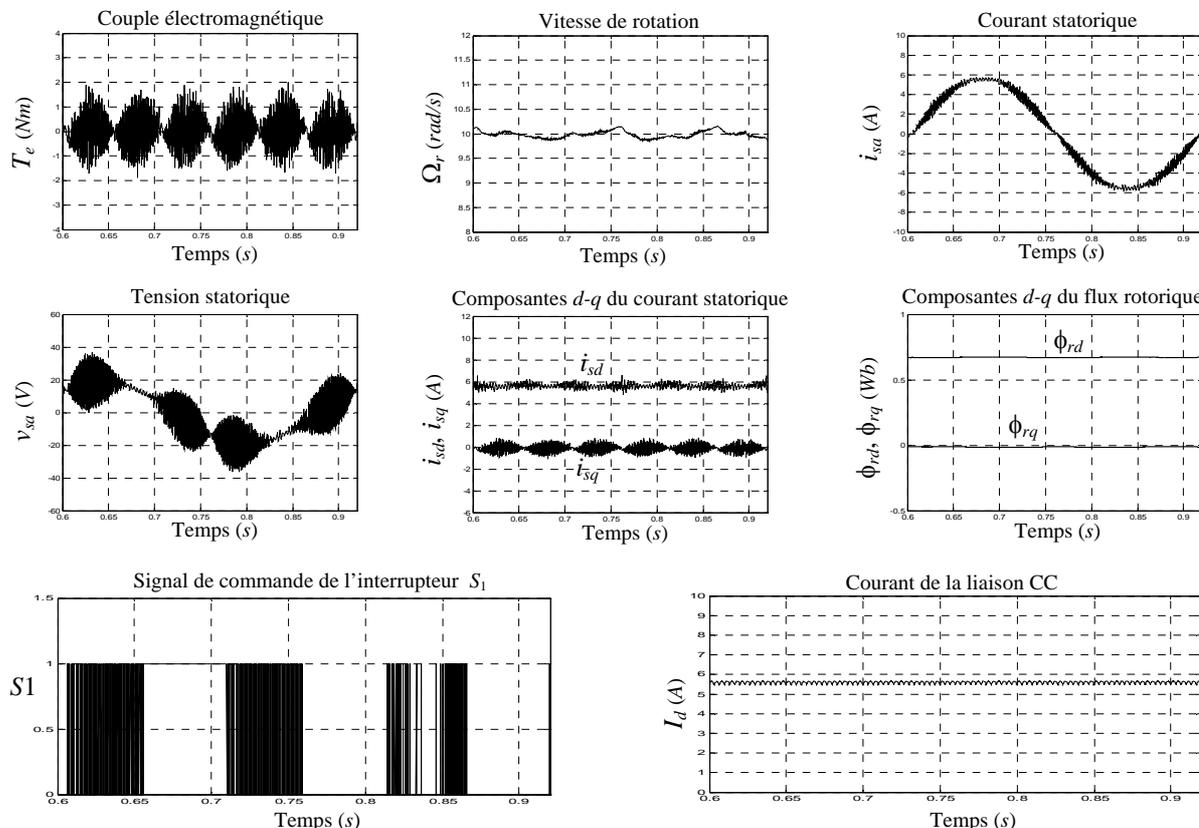


Fig. D.1– Réponses du système pour les grandes vitesses avec le schéma de modulation vectorielle SVM-1

Ces mêmes résultats de simulation sont aussi obtenus avec les autres schémas de modulation vectorielle. Alors, par la suite, et en donnant l'intérêt à comparer les réponses du système à faible vitesse d'entraînement, en terme d'évaluations des distorsions harmoniques dans les courants et tensions statoriques et par conséquent les ondulations et oscillations du couple/vitesse, on a présenté les résultats de simulation de la figure D.2. Les résultats ainsi obtenus sont très satisfaisants en donnant des réponses comparables à celles de la modulation sinusoïdale proposée (MLISP).

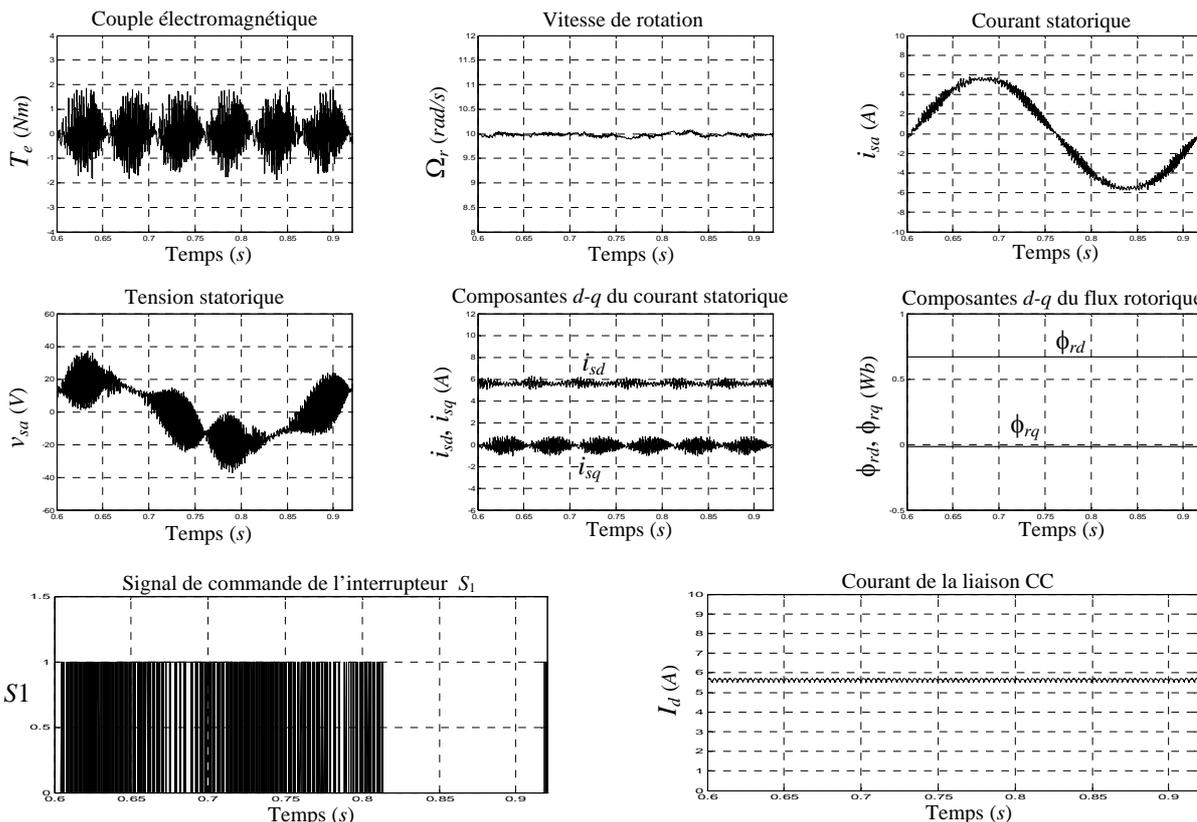
On a aussi remarqué que les modulations symétriques caractérisées principalement par la plus faible distorsion dans les courants, sont celles qui donnent encore la plus faible oscillation de vitesse. Néanmoins, aucun avantage supplémentaire n'est obtenu au niveau des ondulations du couple. D'un autre coté, la modulation symétrique type SVM-2 présente l'inconvénient d'avoir un nombre de commutations plus grand que la SVM-1. De même, de la figure D.2_g, on a constaté que la modulation SVM-6 a le plus grand nombre de commutations ce qui est due à l'application d'un seul vecteur nul pour toute la période d'échantillonnage.

Alors comme il n'y a aucune différence considérable entre les réponses du système obtenues avec ces différents schémas de modulation vectorielle, surtout au niveau des ondulations du couple, on a pris comme deuxième critère de performance les pertes de commutation, justifiant ainsi le choix de prendre la dernière séquence proposée dans ce travail (SVM-8) comme le meilleur schéma de modulation vectorielle. Ce dernier se caractérise par un nombre minimum de commutations et d'états et donc le mieux placé à donner le minimum de pertes de commutation.

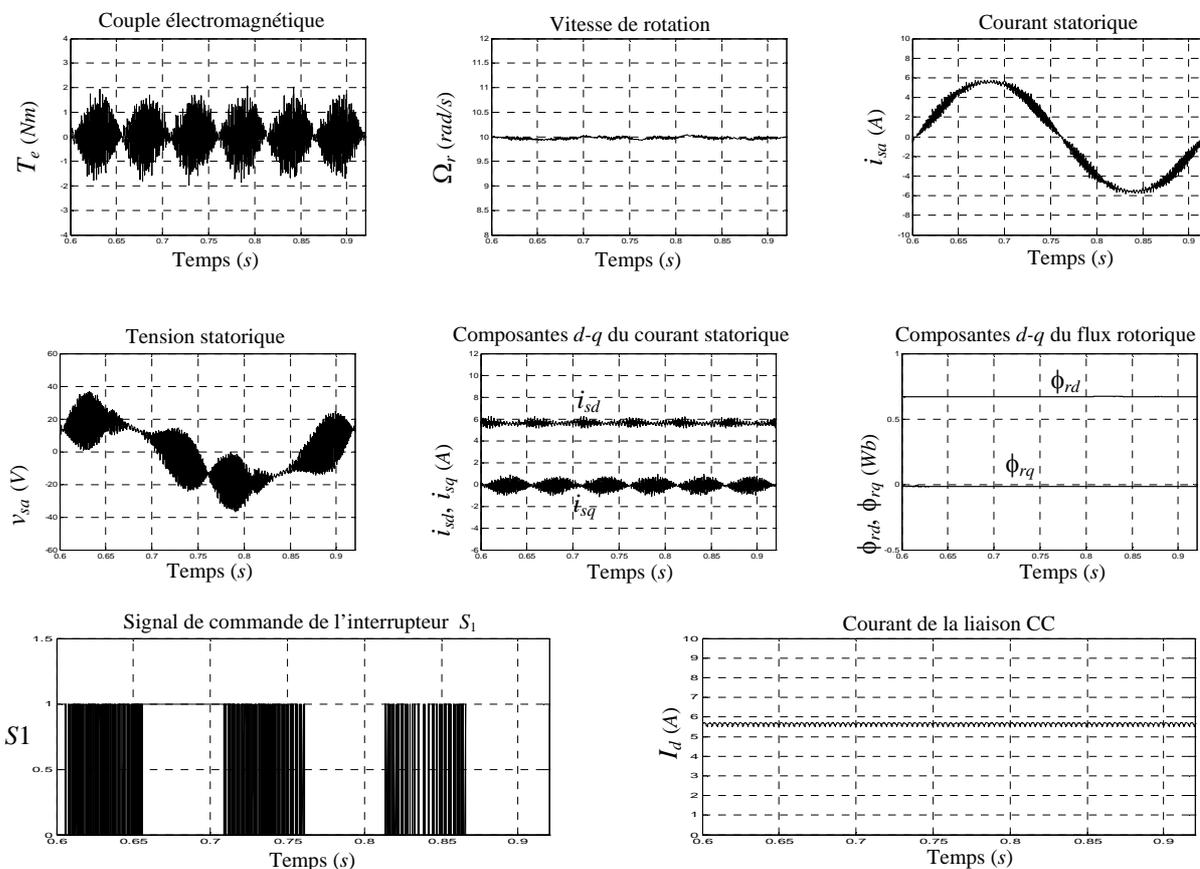


a) Schéma de modulation SVM-1

Fig. D.2– Réponses du système pour les faibles vitesses avec l'application de la modulation vectorielle

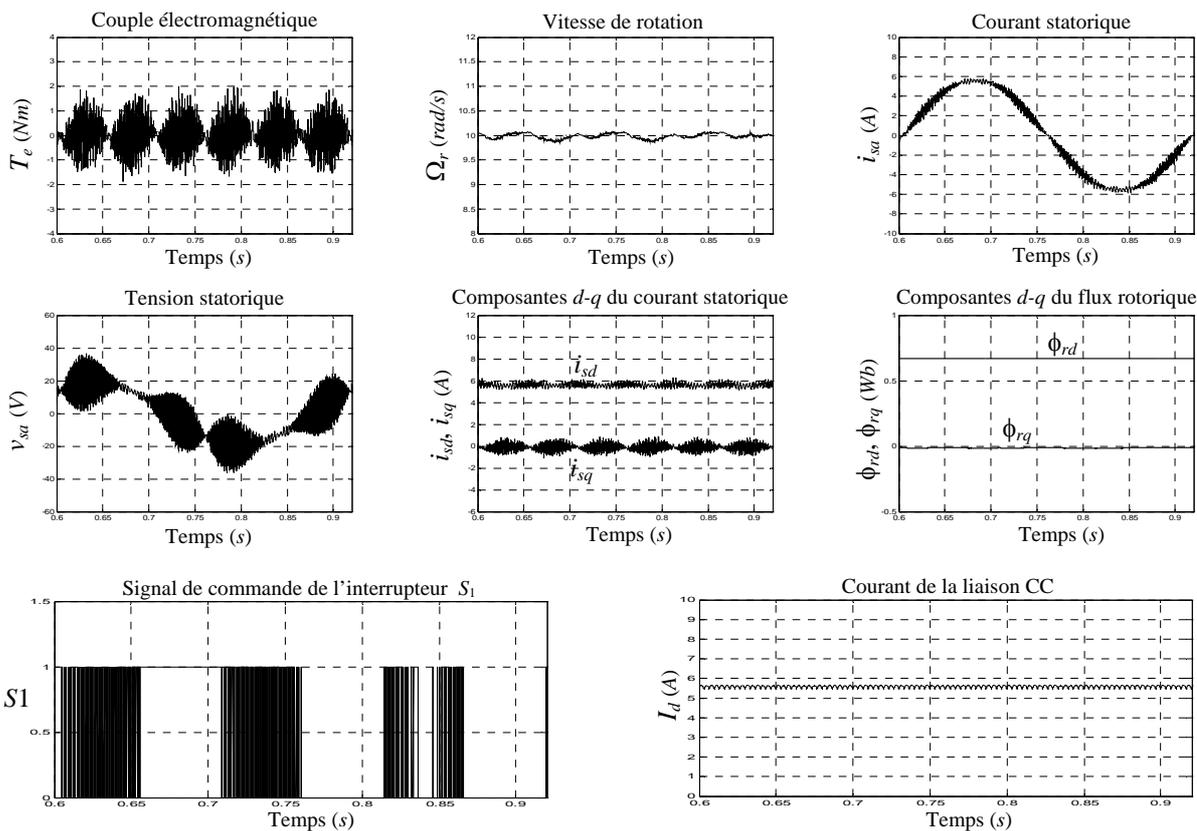


b) Schéma de modulation SVM-2

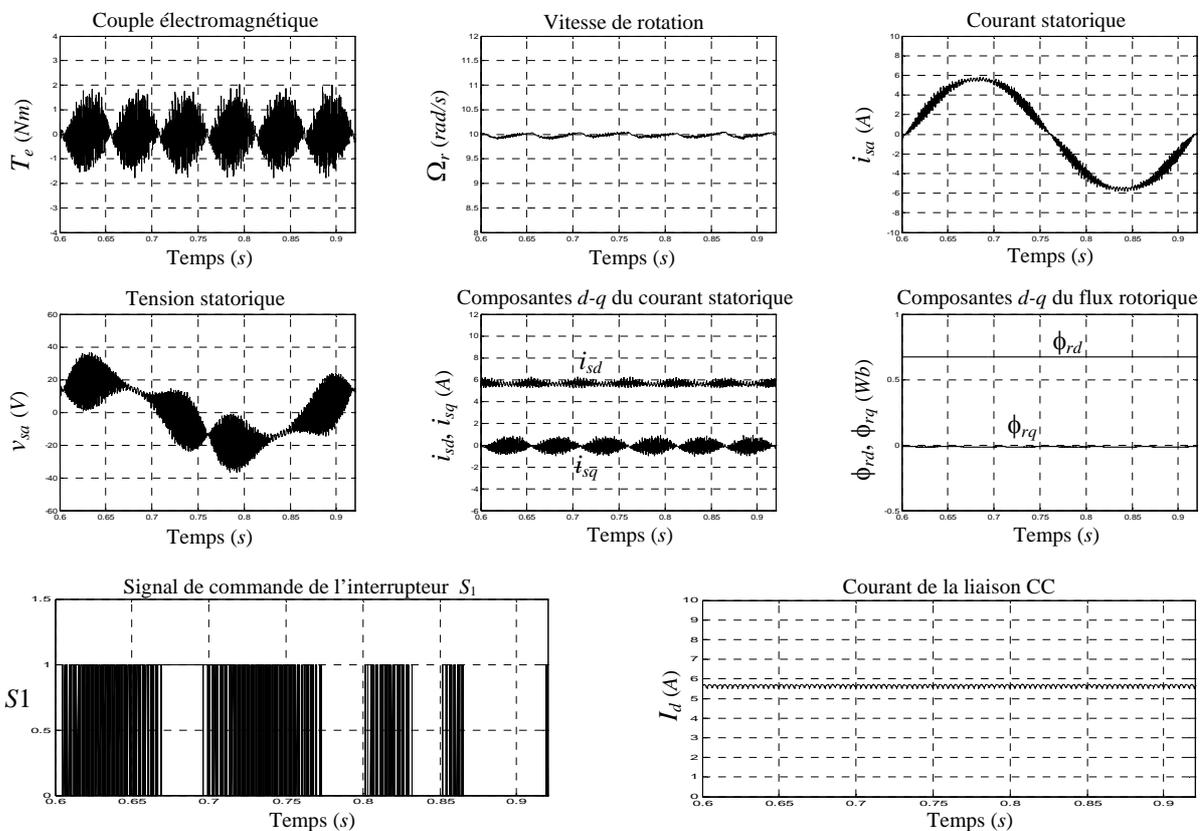


c) Schéma de modulation SVM-3

Fig. D.2– suite

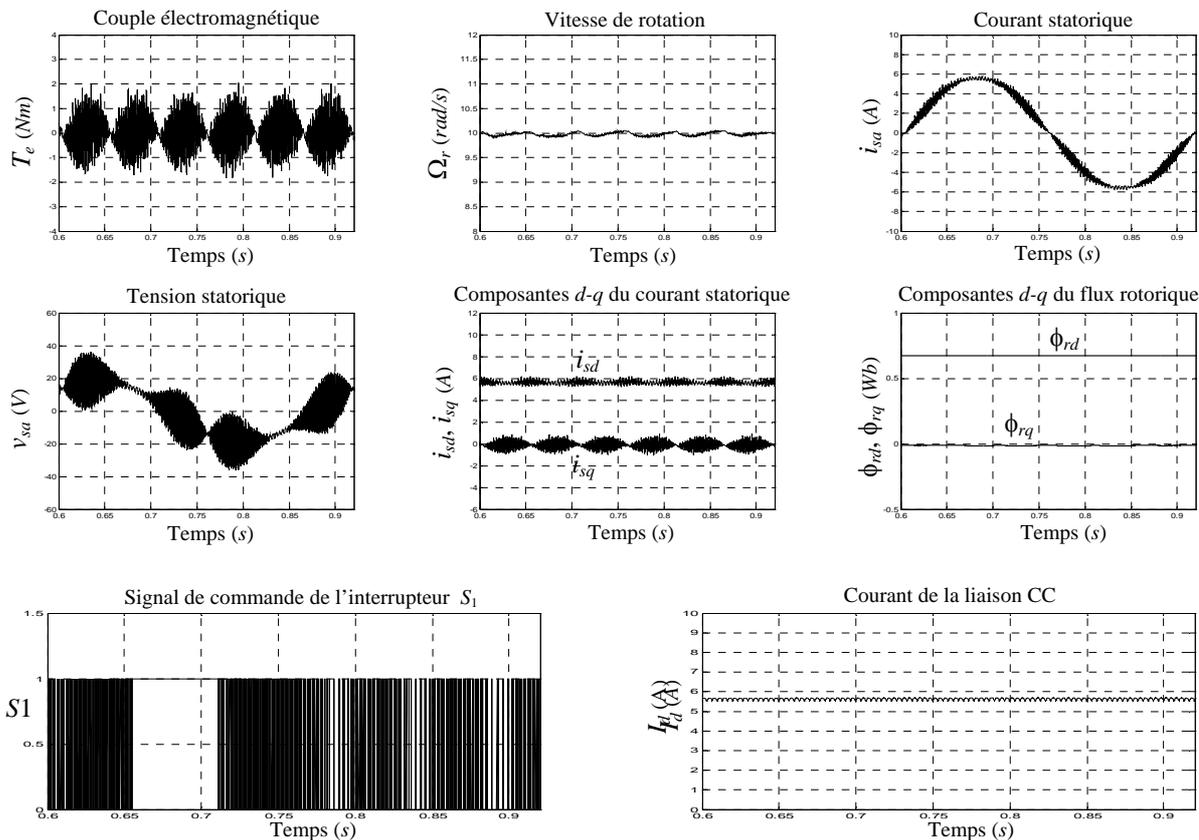


d) Schéma de modulation SVM-4

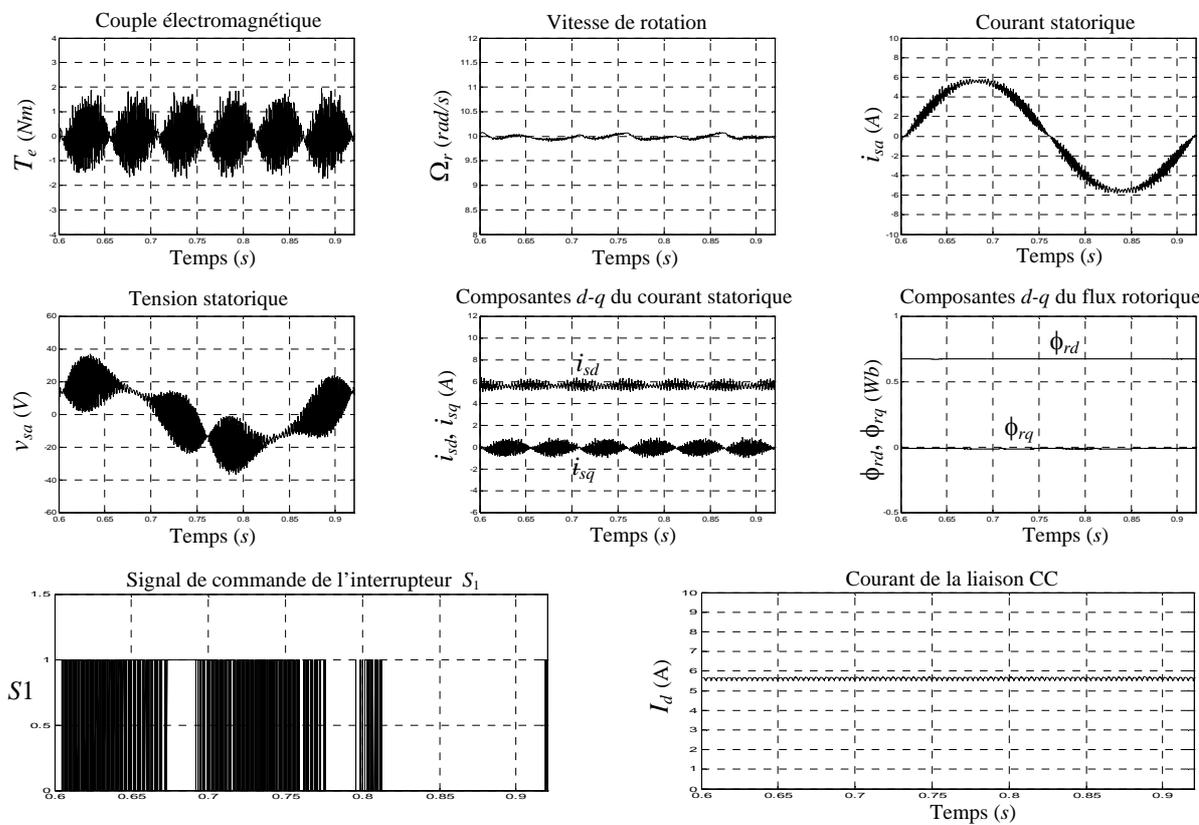


e) Schéma de modulation SVM-5

Fig. D.2– suite

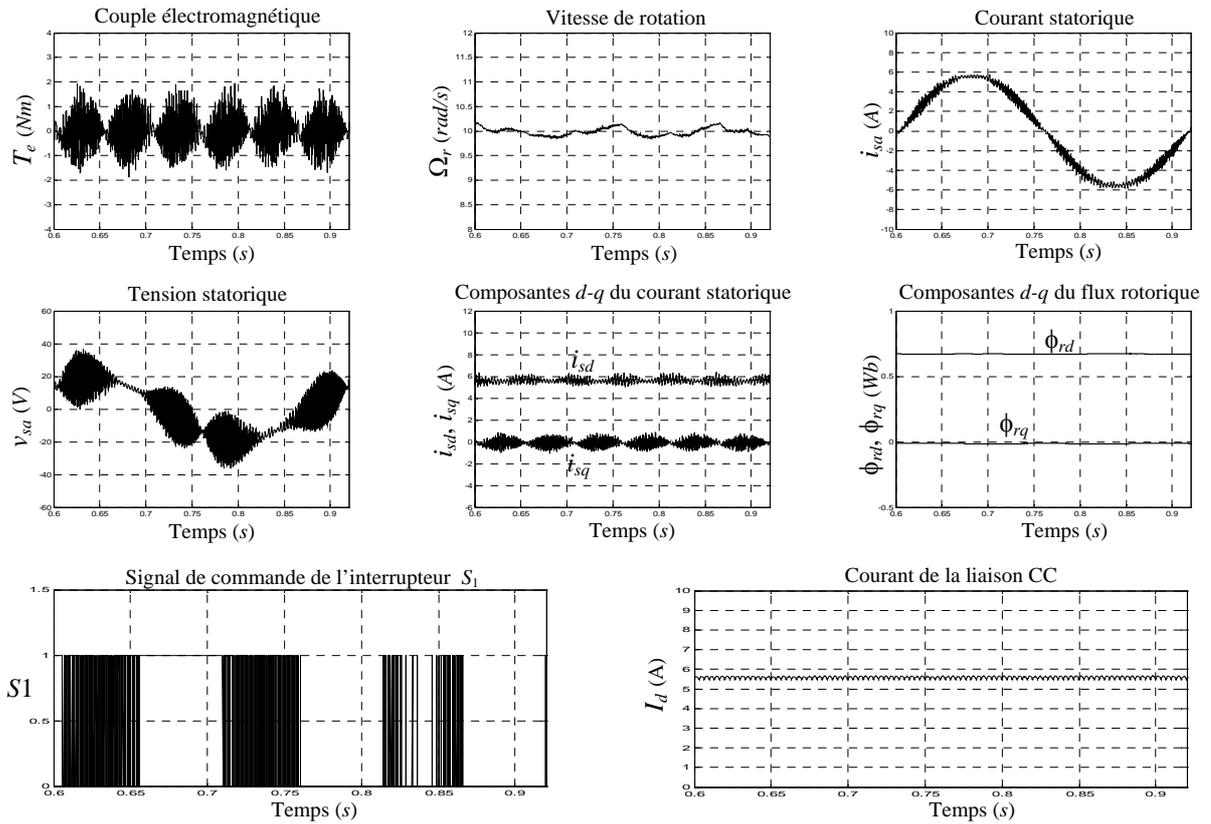


f) Schéma de modulation SVM-6



g) Schéma de modulation SVM-7

Fig. D.2– suite



h) Schéma de modulation SVM-8

Fig. D.2– suite

D.2 CRITÈRES DE PERFORMANCE

Pratiquement, afin de qualifier les bienfaits de certaines techniques SVM, des critères de performance sont utilisés comme outil pour la comparaison. Les références [21], [37], [50], [101], [104], [147], [162], [167-169] et [174] donne une révision générale des critères de performances qui fournissent les moyens de comparer les qualités de différentes méthodes MLI et soutiennent le choix d'un modulateur de largeur d'impulsion pour une application particulière.

Sans entrer dans les dérivations analytiques rigoureuses exigées, voici un aperçu des critères utilisés:

D.2.1 Courants Harmoniques

Les courants harmoniques déterminent principalement les pertes de cuivre, qui expliquent une partie importante des pertes totales dans la machine. Comme les courants de sortie de l'onduleur $i(t)$ (ou les courants et tensions statoriques) sont périodiques, ils peuvent donc être présentés par l'analyse de Fourier :

$$i(t) = \sum_{n=1}^{\infty} I_n e^{jn\omega t} \quad , \quad (D.1)$$

et donc la valeur efficace du courant harmonique est :

$$I_h = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [i(t) - i_1(t)]^2 dt} \quad , \quad (D.2)$$

qui dépend non seulement des performances du modulateur MLI, mais également de l'impédance interne de la machine.

D.2.2 Facteur d'Harmonique

De même, la qualité de ce courant peut être évaluée selon le facteur d'harmonique HF_n déterminant la contribution de la $n^{\text{ième}}$ harmonique sur le signal de sortie :

$$HF_n = I_n / I_1 \times 100 \quad , \quad (D.3)$$

avec I_n / I_1 : valeur efficace ; de la $n^{\text{ième}}$ harmonique/de la fondamentale.

D.2.3 Distorsion Totale d'Harmonique

Ce critère de performance fait la comparaison entre tous les harmoniques pris ensembles à la fondamentale. En tenant compte de l'équation (D.1) la distorsion totale d'harmonique sera donnée par :

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \quad (D.4)$$

Il est intéressant de noter ici que le THD du courant pour tous les schémas de modulation vectorielle diminue avec l'augmentation de l'indice de modulation. C'est en raison de l'augmentation de la composante fondamentale du courant avec l'augmentation de l'indice de modulation; les autres harmoniques d'ordre plus supérieur étant relativement constants.

D.2.4 Perte d'Harmonique et Distorsion du Couple

La présence des harmoniques d'ordre supérieur principalement affecte défavorablement les performances du moteur en générant des pertes harmoniques additionnelles et des vibrations mécaniques dues aux ondulations du couple. Cette distorsion du couple est définie par:

$$TD = \frac{\sqrt{\sum_{n \neq 1}^{\infty} T_n^2}}{T_{moy}} \quad , \quad (D.5)$$

avec T_n est l'amplitude de la $n^{\text{ième}}$ harmonique du couple et T_{moy} est la valeur moyenne du couple.

D.2.5 Pertes de Commutation

Pratiquement les dispositifs de commutation réagissent retardés à leurs signaux de commande à l'ouverture et à la fermeture entraînant de ce fait ce qu'on appelle les pertes de commutation. Ces temps de retard dépendent du type de semi-conducteur ; de son estimation de courant et de tension, des formes d'onde de commande des gâchettes, de la température de dispositif, et de la tension actuelle à commuter.

On assume que ces pertes de commutation sont proportionnelles au produit du courant circulant et la tension aux bornes de l'interrupteur à l'instant de commutation. Comme le courant traversant l'interrupteur est le courant continu I_d , il est considéré constant, ainsi les pertes sont proportionnelles à la tension pendant la commutation.

Comme première approximation, l'ondulation de commutation est négligée et les pertes sont estimées sur le nombre de commutations exigées pour chaque schéma de commutation et la tension à l'instant de la commutation, [104], [118], [147], [162], [168], [169], [174].

La perte de puissance moyenne au cours de la période T , dissipée dans un dispositif de commutation est donnée par :

$$\frac{1}{T} \int_0^T u_d(t) i_d(t) dt ,$$

avec $i_d(t)$ est le courant de dispositif et $u_d(t)$ est la tension aux bornes du dispositif. Ces pertes comportent les pertes de conduction et les pertes de commutation. Le calcul des pertes de commutation de dispositif employant analytiquement cette dernière équation est difficile, parce qu'aucune expression simple ne peut être trouvée pour les fonctions de courant et de tension pendant la transition de commutation. Cependant, les pertes de conduction peuvent être estimées facilement si les commutations sont supposées idéales et le courant I_d supposé aussi constant.

En fait, dans un onduleur de courant il y a toujours seulement deux commutateurs qui conduisent simultanément si la période de retard de commutation est ignorée : un ; dans la moitié supérieure et l'autre dans la moitié inférieure du pont onduleur. Le courant traversant chaque interrupteur est I_d supposé constant. Les pertes de conduction du pont ou les pertes de conduction totales dans un CSI à MLI sont donc obtenues de:

$$P_{cond} = 2I_d(U_{onD} + U_{onIGBT}) , \quad (D.6)$$

ou $P_{cond} = 2I_d U_{onGTO}$

avec U_{onD} et U_{onIGBT} ou U_{onGTO} sont des chutes de tension à travers la diode en série et l'IGBT ou le GTO, correspondant au courant d'entrée I_d . Il n'y a aucune manière de contribuer aux pertes de conduction par la méthode de modulation parce que de toute façon, tout le courant I_d doit circuler sans interruption dans les dispositifs de commutation. Réduire ainsi ces pertes, implique que des interrupteurs qui ont la chute de tension de conduction aussi bas que possible devraient être choisis.

Puisqu'il est difficile de trouver des expressions analytiques, les pertes de commutation étaient obtenues en soustrayant des pertes de conduction de toutes les pertes simulées du pont, [104], [112], [155], [167].

•
تموجات المزدوجة
• تطوير مخططات للتعديل أشعاعي (SVM) للتيارات

— بساطة وصلابة موجات التيار (CSI's)، بالإضافة إلى المحاسن الملازمة للمحركات الغير متزامنة ذات التحكم أشعاعي، تجعل من تنسيق هذه العناصر في نظام تشغيل موحد، حل جذاب من الناحية التقنية. وعليه، تمت دراسة مكنة غير متزامنة (أو مكنة تحريضية) مغذاة بموج تيار (CSI) ذاتي التبديل تسلسليا ومكون من أنصاف نواقل ذات قدرة على التبديل On-Off، كما تم اقتراح تحكم شعاعي غير مباشر (IFOC) لضبط سرعة التشغيل. غير أن، كفاءة التحكم في السرعة لهذا النوع من النظم يمكن أن تتأثر سلبيا بسبب الطبيعة التموجية العالية للمزدوجة داخل المحرك الغير متزامن. هذه الاهتزازات التموجية للمزدوجة ناتجة أساسا عن تيار الساكن للمحرك الذي يأخذ شكل شبه مربع والذي قد يؤدي إلى دوران اهتزازي داخل المحرك، خاصة عند السرعات المنخفضة جدا. وعليه، من أجل الحصول على تحكم مرن للمزدوجة مع تموجات ضعيفة وتردد للسرعة ضئيل، استوجب أولا تحليل المظاهر المسؤولة عن توليد تموجات المزدوجة، بعدها تمت هيكلية نظام التشغيل الكلي، تحضير نموذج كل جزء وتقييم توليد تموجات أو نبضات المزدوجة حيث تم فحصه بشكل جيد. تبعا، تم اقتراح تخفيض توافقات التيار كطريقة لحذف تموجات المزدوجة الملاحظة في موج التيار المغذي للألة غير المتزامنة عند السرعات المنخفضة، وذلك باستعمال تقنية فعالة مثل تعديل عرض النبضة (MLI) المطبق على تيار المحرك. من أجل دراسة هذا النظام، تم اقتراح تقنيتان لتعديل عرض النبضة (MLI) ذاتا موجات حاملة و من ثمة دراستها ومقارنتها بواسطة تمثيل عددي لمحرك غير متزامن ذو قفص سنجابي مغذى بموج تيار. بالمقارنة مع النتائج المحصل عليها مع طريقة التعديل التقليدية المعرفة بموجتين حاملتين، أثبتت نتائج التمثيل بان تقنية التعديل الجيبية المقترحة (MLISP) قد سمحت بتحسين استجابة النظام، التحكم في المزدوجة وإنقاص تموجات المزدوجة من أجل جميع قيم السرعات. يهتم الجزء الثاني من هذا العمل بتخفيض حدة تموجات المزدوجة والتحسين في النتائج القياسية للنظام وذلك باستعمال التعديل أشعاعي للتيارات (SVPWM ou SVM).

عمليا، الطريقة SVM المطبقة على موج التيار هي تقنية مناسبة وإن كانت في حلقة مفتوحة، ومقارنة بـ MLI الجيبية (MLIS)، فإن التعديل أشعاعي يوفر قدرة كبيرة للموج ويحسن من الخصائص التوافقية المرافقة. تمت دراسة النموذج الناتج باستعمال التمثيل العددي، حيث تم تقييم ومناقشة النتائج المحصل عليها باستعمال طريقتي التعديل السابقتين حيث استنتجنا أن التحكم المقترح والمعتمد على مخطط تعديل SVM قد منح نتائج قياسية أفضل عند السرعات المنخفضة والمرتفعة معا مع الاحتفاظ بالنتائج القياسية الديناميكية الجيدة للتحكم أشعاعي (IFOC). إضافة إلى ذلك، سمحت هذه التقنية بالتقليل من ضياعات التبديل وتوليد تموجات ضعيفة للمزدوجة بمقدار يكافئ التموجات المنتجة في حالة استعمال التعديل MLISP الذي تطلب عدد أكبر لعمليات التبديل. من جهة أخرى، وبفضل استعمال تقنية التعديل الجديدة، تم التخلص من مشكل ازدواج مركبتي التيار $d-q$. بالإضافة إلى ذلك تمت دراسة تأثير عناصر الألة على النتائج القياسية للتحكم أشعاعي للمحرك غير المتزامن من أجل طريقتي التعديل المقترحتين. ولقد خلصت الدراسة كذلك إلى أن التقليل من المركبات الأساسية لتموجات المزدوجة الناتجة عند استعمال طرق التعديل المقترحة في حالة الحلقة المفتوحة، لم يكن معتبرا بشكل كافي، مما يؤكد بأن تخفيض توافقات التيار لا يعطي التأثير المرغوب فيه لتقليل تموجات المزدوجة. **كلمات مفاتيح:**— المحرك غير المتزامن، التحكم أشعاعي، تموجات المزدوجة، موج التيار، MLI ذات موجات حاملة، تعديل شعاعي.

CONTROL STEADY OF ASYNCHRONOUS MACHINE - CURRENT SOURCE INVERTER UNIT :

- TORQUE RIPPLE REDUCTION
- DEVELOPMENT OF CURRENT SPACE VECTOR MODULATION (SVM) SCHEMES

Abstract— The simplicity and robustness of current source inverters (CSI's), as well as the inherent advantages of vector controlled asynchronous motors; make the combination of these elements into a drive system an attractive solution.

Thus, an asynchronous machine (or an induction machine) fed by an auto-sequentially commutated current source inverter (CSI), with semiconductors having turn-Off capability, was investigated and an indirect field oriented control (IFOC) is proposed for controlling the drive speed.

However the speed performance control of such system can be deteriorated by the severe pulsating nature of induction motor torque. Such torque ripples are mainly caused by the quasi-square wave stator current which may make the motor shaft rotate in jerks at very low speed.

In order to achieve smooth torque control with reduced pulsating torque and minimized speed vibration, the phenomena responsible of torque ripple generation were analysed first. Afterwards, the configuration of the whole system drive is considered and the model of each part was derived, and examination of torque pulsation production has been well verified. Later on, harmonic current reduction has been proposed as a mean of eliminating the torque pulsations observed in the CSI driven induction motor at low speeds by using an effective method such as pulse width modulation (PWM) applied to motor line current.

To investigate this, two carrier based PWM methods are proposed, developed and compared by means of computer simulation on a 4 Kw squirrel caged induction motor fed by a current source inverter. Simulation results show that the proposed PWM strategy with one carrier signal improves the system response, the torque control and torque ripple reduction at high and low speed region with respect to those of the classical PWM methods characterised by two carrier signals.

The second part of this work addresses the minimization of torque pulsation and the improvement of system performances using space current vector modulation (SVPWM or SVM).

In effect, the SVM method applied to CSI is a performant open loop current vector modulation strategy. Compared with the sinusoidal PWM (SPWM), it provides large inverter capacity and better harmonic characteristics.

The effectiveness of the resulting model was evaluated using numerical simulation and the obtained results with the two PWM strategies are discussed. It is concluded that the proposed control, based on SVM schemes, produced better performances in both high and low speed and preserve the good dynamic performances of FOC. It also offers reduced switching losses while achieving low levels of torque ripple and speed vibration that are comparable with those produced by the SPWM at a higher switching number. In addition, owing to the new modulation strategy, the $d-q$ current coupling problem is totally eliminated. Also, the influence of parameter changes on the vector controlled induction motor performance has been presented for both PWM methods.

However, the minimization in main torque ripple components obtained by the proposed open loop PWM methods is not sufficiently important, which bear out that the harmonic current reduction method is unlikely to have the desired effect.

Key-Words: induction motor, vector control, torque ripple, current source inverter, carrier based PWM, space vector modulation.