

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



المدرسة الوطنية المتعددة التخصصات
Ecole Nationale Polytechnique

Ecole Nationale Polytechnique
Département Automatique
Laboratoire de Commande des Processus



Thèse de Doctorat en Sciences

Spécialité : Automatique

Présentée par
Ameur Khaldi

Modélisation et Commande d'une Machine

Asynchrone Alimentée par Convertisseurs Matriciels

Soutenue le 12 novembre 2023 devant le jury composé de :

| | | |
|----------------------------|----------------------------------|--------------|
| M. Mohamed TADJINE | Professeur, ENP Alger | Président |
| M. El Madjid BERKOUK | Professeur, ENP Alger | Directeur |
| M. Mohand Oulhadj MAHMOUDI | Professeur, ENP Alger | Co-directeur |
| M. Abdelaziz TALHA | Professeur, USTHB Alger | Examineur |
| M. Khelifa BENMANSOUR | Professeur, ESDAT Alger | Examineur |
| M. Djamel BOUDANA | Professeur, ENP Alger | Examineur |
| M. Laid TABBACHE | Professeur, EMP Alger | Examineur |
| M. Abdellah KOUZOU | Professeur, Université de Djelfa | Invité |

ENP 2023

Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieure et de la Recherche Scientifique



المدرسة الوطنية المتعددة التخصصات
Ecole Nationale Polytechnique

Ecole Nationale Polytechnique

Département Automatique

Laboratoire de Commande des Processus

مخبر التحكم في العمليات التصنيعية



Laboratoire de Commande des Processus

Thèse de Doctorat en Sciences

Spécialité : Automatique

Présentée par

Ameur Khaldi

Modélisation et Commande d'une Machine

Asynchrone Alimentée par Convertisseurs Matriciels

Soutenue le 12 novembre 2023 devant le jury composé de :

M. Mohamed TADJINE

M. El Madjid BERKOUK

M. Mohand Oulhadj MAHMOUDI

M. Abdelaziz TALHA

M. Khelifa BENMANSOUR

M. Djamel BOUDANA

M. Laid TABBACHE

M. Abdellah KOUZOU

Professeur, ENP Alger

Professeur, ENP Alger

Professeur, ENP Alger

Professeur, USTHB Alger

Professeur, ESDAT Alger

Professeur, ENP Alger

Professeur, EMP Alger

Professeur, Université de Djelfa

Président

Directeur

Co-directeur

Examineur

Examineur

Examineur

Examineur

Invité

ENP 2023

REMERCIEMENTS

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

Je tiens tout particulièrement à exprimer mes sincères remerciements à Monsieur El Madjid BERKOUK, et Monsieur Mohand Oulhadj MAHMOUDI, Professeurs à l'Ecole Nationale Polytechnique, pour m'avoir encadré pendant ces longues années de thèse et surtout les conseils avisés qu'ils m'ont prodigué, témoignant de leurs qualités scientifiques et humaines.

Je remercie Monsieur Mohamed TADJINE, Professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, qui ma fait l'honneur de présider le jury.

Pour leur participation à l'évaluation scientifique de ces travaux, je tiens également à remercier Messieurs Abdelaziz TALHA, Professeur à bab ezzouar. Khelifa BENMANSOUR, Professeur à l'ESDAT Alger, Djamel BOUDANA Professeur à l'Ecole nationale Polytechnique d'Alger. Laid TABBACHE Professeur à l'Ecole militaire Polytechnique d'Alger.

J'exprime aussi ma reconnaissance envers Monsieur Abdellah KOUZOU Professeur à Université de Djelfa, dont les conseils et les encouragements mais aussi le temps qui ma consacré pour m'aider dans la rédaction de mes articles, m'ont été d'un apport certain.

Je remercie Mes parents pour tout ce qu'ils ont fait. Ils se son beaucoup sacrifiés pour m'offrir les conditions nécessaires afin que je puisse devenir ce que je suis. Qu'ils trouvent dans ce manuscrit toute ma reconnaissance et le signe que je suis enfin arrivé au bout.

Un grand merci à Ma femme, pour son soutien, ses encouragements et la patience dont elle a su s'armer tout au long de ces années de thèse. Ma reconnaissance envers elle est inexprimable.

DEDICACES

A ma tendre épouse khaldi soumia qui m'a toujours encouragé et supporté tout au long de ce travail et elle m'a de plus offert le plus beau cadeau du monde : deux merveilleux petit lutins, Sami et Ali.

A mon père et ma mère, que dieu leur porte longue vie,

A mes sœurs et frères qui ont su tous me rappeler l'importance de ma tâche.

الملخص: في هذا البحث تمت دراسة المحرك ثلاثي الطور الذي تغذيه موجات المصفوفة ، وهناك نوعان من موج المصفوفة المباشر وغير المباشر ، المموج المباشر يربط مباشرة ثلاثة من الطور إلى ثلاث عبر تسعة مفاتيح ثنائية الاتجاه ويتكون المموج غير المباشر من مقوم حالي متصل بمموج مصدر الجهد بدون مكثف لوصلة ضخمة. يضمن نقل الطاقة في الاتجاهين، حيث يتم التحكم فيه عن طريق التحكم الشعاعي بهدف الحصول على عامل استطاعة يساوي الواحد تقريباً وتحسين شكل موجة الدخول عن طريق تقليل محتوى التوافقيات .

من ناحية أخرى ، يتم استخدام إستراتيجية التحكم المباشر في عزم الدوران لضمان التحكم في المحرك ثلاثي الطور ، حيث يتم إرسال الجهد المناسب المطبق على المحرك من خلال التحكم في المموج المصفوفي.

الكلمات الرئيسية: مموج مصفوفي غير مباشر، محول مصفوفي مباشر، التحكم المباشر في عزم الدوران، المحرك اللامتزامن ثلاثي الطور، المموج ذو ثلاث مستويات، تحكم شعاعي.

Abstract: In this work, the three-phase induction machine (IM) fed by matrix converters (MC) are studied, there are two kinds of (MC) direct and an indirect matrix converter (DMC and IMC), the DMC connects directly three phase to three phase via nine bidirectional switches and the IMC converter consists of a current rectifier connected to voltage source inverter (VSI) without a bulky DC link capacitor interface. The rectifier ensures the bidirectional power transfer, where it is controlled by the space vector modulation (SVM) with the aim to obtain nearly a unity input power factor and to improve the input current waveform by the minimization of the harmonics content. On the other hand, the direct torque control (DTC) strategy is used to ensure the control of the three-phase IM, where the appropriate voltage vectors applied on the IM are generated via the control of the MC.

Keywords: indirect matrix converter, direct matrix converter , direct torque control, induction machine, three-level inverter, space vector modulation.

Résumé : Dans ce travail, la machine à induction triphasée alimentée par des convertisseurs matriciels (MC) est étudiée, il existe deux types de convertisseurs matriciels directs et indirects (DMC et IMC), le DMC connecte directement trois phases à trois phases via neuf commutateurs bidirectionnels et le convertisseur IMC consiste en un redresseur de courant connecté à un onduleur de tension (VSI) sans condensateur encombrante. Le redresseur assure le transfert de puissance bidirectionnel, où il est contrôlé par la modulation vectorielle (SVM) dans le but d'obtenir un facteur de puissance d'entrée proche de l'unité et d'améliorer la forme d'onde du courant d'entrée par la minimisation du contenu en harmoniques. D'autre part, la stratégie de contrôle direct de couple (DTC) est utilisée pour assurer le contrôle de la MAS triphasé, où les vecteurs de tension appropriés appliqués sur la MAS sont générés via le contrôle du MC.

Mots clés : convertisseur matriciel indirect, convertisseur matriciel direct, commande directe du couple, onduleur à trois niveaux, MLI vectorielle.

Table des matières

Table des matières

LISTE DES SYMBOLES

LISTE DES FIGURES

LISTE DES TABLEAUX

| | |
|-----------------------------------------------------------------------------|----|
| INTRODUCTION GENERALE : | 19 |
| CHAPITRE 1 : ETAT DE L'ART | 24 |
| 1. Etat de l'art | 24 |
| 1.1. Introduction | 24 |
| 1.2. Les variateurs de vitesse (AC/DC/AC) : | 25 |
| 1.2.1. L'étage (AC/DC) : | 26 |
| 1.2.2. L'étage (DC/AC) : | 26 |
| 1.3. Les cycloconvertisseurs : | 29 |
| 1.3.1. Le cycloconvertisseur monophasé : | 30 |
| 1.3.2. Le cycloconvertisseur d'indice de pulsation égal à 3 : | 30 |
| 1.3.3. Le cycloconvertisseur d'indice de pulsation égal à 6 : | 31 |
| 1.4. Différentes topologies d'un convertisseur matriciel : | 32 |
| 1.4.1. Le convertisseur matriciel 'direct' : | 33 |
| 1.4.2. Le convertisseur matriciel 'indirect' : | 33 |
| 1.4.3. Le convertisseur matriciel 'sparse' : | 34 |
| 1.4.4. Le convertisseur matriciel 'very sparse' : | 34 |
| 1.4.5. Le convertisseur matriciel 'ultra sparse' : | 35 |
| 1.4.6. Le convertisseur matriciel 'à étage inverseur' : | 36 |
| 1.5. Interrupteurs bidirectionnels (4 segments) : | 36 |
| 1.5.1. Techniques de commutation pour le convertisseur matriciel indirect : | 38 |
| 1.5.2. Gestion des commandes des interrupteurs : | 39 |
| 1.6. Conception du filtre d'entrée du convertisseur matriciel : | 40 |
| 1.7. Protection du convertisseur matriciel : | 41 |
| 1.8. Conclusion : | 42 |
| CHAPITRE 2 : CONVERTISSEUR MATRICIEL INDIRECT | 44 |
| 2.1. Introduction : | 44 |

| | |
|------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| 2.2. Convertisseur matriciel indirect: | 45 |
| 2.2.1. Contrôle de l'étage redresseur : | 46 |
| 2.2.2. Contrôle de l'étage onduleur : | 50 |
| 2.2.3. Synchronisation entre les deux étages: | 53 |
| 2.3. Résultats et interprétations : | 54 |
| 2.4. Principes généraux sur la commande directe de couple : | 58 |
| 2.4.1. Contrôle du vecteur flux statorique : | 58 |
| 2.4.2. Régulation du flux statorique : | 60 |
| 2.4.3. Régulation du couple électromagnétique : | 61 |
| 2.4.4. Table de sélection des vecteurs tension de l'onduleur : | 61 |
| 2.4.5. Estimation des grandeurs : | 63 |
| 2.4.6. Estimation du flux statorique : | 63 |
| 2.4.7. Estimation du couple électromagnétique : | 64 |
| 2.5. Résultats de simulation : | 64 |
| 2.6. Conclusion : | 67 |
| CHAPITRE 3: CONVERTISSEUR MATRICIEL DIRECT | 69 |
| 3.1. Introduction : | 69 |
| 3.2. Convertisseur matriciel direct: | 70 |
| 3.3. La modulation vectorielle pour le convertisseur matriciel direct : | 71 |
| 3.3.1. Représentation des grandeurs de référence dans le plan vectoriel: | 71 |
| 3.3.2. Représentation des états du convertisseur matriciel dans le plan vectoriel: | 71 |
| 3.3.3. Détermination des configurations correspondantes : | 75 |
| 3.4. Résultats et interprétations : | 78 |
| 3.5. Principe de la DTC avec le convertisseur matriciel direct : | 81 |
| 3.6. Résultats de simulation : | 85 |
| 3.7. Conclusion : | 89 |
| CHAPITRE 4: CONVERTISSEUR MATRICIEL INDIRECT A TROIS NIVEAUX | 91 |
| 4.1. Introduction | 91 |

| | |
|----------------------------------------------------------------------------------------|------------|
| 4.2. Convertisseur matriciel indirect à trois niveaux : | 92 |
| 4.2.1. L'étage onduleur : | 94 |
| 4.3. Résultats et interprétations : | 101 |
| 4.4. Algorithme DTC appliqué à la machine asynchrone alimentée par IMC3 : | 104 |
| 4.4.1. Contrôle du couple et du flux..... | 104 |
| 4.5. Résultats de simulation : | 108 |
| 4.6. Conclusion : | 111 |
| CONCLUSION GENERALE : | 114 |
| BIBLIOGRAPHIE : | 118 |
| ANNEXE A: | 132 |
| ANNEXE B : | 136 |

Liste des symboles

LISTE DES SYMBOLES

| | |
|---------------------------------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------|
| r : | Le taux de modulation |
| r_f : | Le rapport entre le fondamental de la tension de sortie et le fondamental de la tension d'entrée. |
| f_c : | Fréquence de coupure |
| L_f : | Inductance du filtre |
| C_f : | Condensateur du filtre |
| ω_n : | Pulsation de résonance |
| V_a, V_b, V_c | Les tensions simples d'entrée |
| I_E : | Amplitude du courant d'entrée |
| V_E : | Amplitude de tension d'entrée |
| θ_c : | Le déphasage entre le fondamentale de courant de phase d'entrée et la tension simple correspondante |
| I_a, I_b, I_c | Les courants d'entrée |
| I_p : | Courant du bus continu |
| V_{pn} | Tension continue intermédiaire fictive |
| d_u, d_v : | Rapports cyclique du vecteur courant d'entrée |
| m_R : | Le taux de modulation |
| $\cos(\theta_c)$: | Le facteur de puissance d'entrée. |
| V_{AO}, V_{BO}, V_{CO} | Les tension entre les points A ,B et C et le point O |
| V_{AS}, V_{BS}, V_{CS} | Les tension simples de sortie entre les points A ,B et C et le point s |
| I_A, I_B, I_C | Les courants de sortie |
| $d_{\alpha}, d_{\beta}, d_{ov}$ | Rapports cycliques du vecteur tension de sortie de référence |
| m_v : | Le taux de modulation de l'onduleur |
| T_S : | La période d'échantillonnage |
| V_S | Tension statorique |
| R_s : | Résistance d'une phase statorique |
| I_s : | Courant d'une phase statorique |
| $I_{s\alpha}, I_{s\beta}$: | Courants statorique sur l'axe $(\alpha\beta)$ |

| | |
|-----------------------------------------|--------------------------------------------------------------------|
| $\varphi_{S\alpha}, \varphi_{S\beta}$: | Flux statorique sur l'axe ($\alpha\beta$) |
| φ_s : | Flux statorique |
| φ_r : | Flux rotorique |
| p : | Nombre de paires de pôles |
| σ : | Coefficient dispersion |
| γ : | La position relative entre φ_s et φ_r |
| T_{em} : | Le couple électromagnétique |
| $\Delta\varphi_s$: | La bande d'hystérésis du contrôleur du flux |
| ΔT_{em} : | La bande d'hystérésis du contrôleur du couple |
| C_φ : | Sortie logique du correcteur du flux |
| C_τ : | Sortie logique du correcteur du couple |
| $d^I, d^{II}, d^{III}, d^{IV}$: | Les rapports cycliques des quatre configurations actives. |
| K_v : | Secteur de tension de sortie. |
| K_i : | Secteur de courant d'entrée. |
| α_s : | Angle de phase du vecteur tension de sortie |
| β_E : | Angle de phase du vecteur courant d'entrée |
| \emptyset_E : | Le déphasage entre le vecteur tension et celui du courant d'entrée |
| d_1, \dots, d_{10} : | Rapports cycliques du vecteur tension de sortie de référence |
| θ_s : | La position du flux statorique |
| ε_φ : | L'erreur du flux statorique |
| ε_T : | L'erreur du couple statorique |

Liste des figures

LISTE DES FIGURES

| | |
|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Figure 1-1. Synoptique d'un variateur de vitesse..... | 24 |
| Figure 1-2 : Variateur de vitesse conventionnel..... | 25 |
| Figure 1-3 : Onduleur à deux niveaux..... | 26 |
| Figure 1-4 : Forme d'onde de la tension de sortie de l'onduleur à deux niveaux..... | 28 |
| Figure 1-5 : Forme d'onde de la tension de sortie de l'onduleur à 5 niveaux..... | 28 |
| Figure 1-6 : Forme d'onde créée par un cycloconvertisseur..... | 30 |
| Figure 1-7 : Cycloconvertisseur monophasé..... | 30 |
| Figure 1-8 : Cycloconvertisseur d'indice de pulsation égal à 3..... | 31 |
| Figure 1-9 : Cycloconvertisseur d'indice de pulsation égal à 6..... | 31 |
| Figure 1-10 : Le convertisseur matriciel 'direct'..... | 33 |
| Figure 1-11 : Le convertisseur matriciel indirect..... | 34 |
| Figure 1-12 : Le convertisseur matriciel 'Sparse'..... | 35 |
| Figure 1-13 : Le convertisseur matriciel 'Very Sparse'..... | 35 |
| Figure 1-14: Le convertisseur matriciel 'ultra Sparse'..... | 35 |
| Figure 1-15 : Le convertisseur matriciel 'à étage inverseur'..... | 36 |
| Figure 1-16 : Interrupteur à quatre segments..... | 37 |
| Figure 1-17 : Schéma de base pour l'étude de la commutation..... | 39 |
| Figure 1-18 : Séquence de commutation en courant en quatre étapes..... | 40 |
| Figure 1-19 : Filtre d'entrée..... | 41 |
| Figure 1-20 : Circuit 'clamp'..... | 42 |
| Figure 2-1 : Le convertisseur matriciel indirect..... | 45 |
| Figure 2-2: La partie redresseur du cconvertisseur matriciel indirect..... | 46 |
| Figure 2-3: Diagramme vectoriel des courants d'entrée..... | 47 |
| Figure 2-4: Generation du vecteur courant d'entrée de reference..... | 49 |
| Figure 2-5: L'onduleur du cconvertisseur matriciel indirect..... | 50 |
| Figure 2-6: Diagramme vectoriel des tensions de sortie..... | 50 |
| Figure 2-7 : Generation du vecteur tension de sortie de reference..... | 52 |
| Figure 2-8: Le schéma de commutation du convertisseur matriciel indirect..... | 54 |
| Figure 2-9 : Caractéristiques de taux harmonique thd et r_f en fonction de taux de modulation r | 55 |
| Figure 2-10 : Tension composée de sortie et son spectre harmonique..... | 55 |
| Figure 2-11 : Tension simple de sortie et son spectre harmonique..... | 56 |

| | |
|-------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Figure 2-12 : Courant de phase de sortie et son spectre harmonique..... | 56 |
| Figure 2-13 : Tension et courant d'entrée | 57 |
| Figure 2-14 : Tension de bus continu..... | 57 |
| Figure 2-15 : Evolution des flux..... | 59 |
| Figure 2-16 : Exemple d'évolution du flux φ_s en fonction de V_s | 59 |
| Figure 2-17 : Effets de la sélection du vecteur tension sur le couple et le flux statorique..... | 60 |
| Figure 2-18 : Correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions correspondants | 61 |
| Figure 2-19 : Schéma bloc de la commande directe du couple..... | 62 |
| Figure 2-20 : La vitesse..... | 65 |
| Figure 2-21 : Le couple..... | 65 |
| Figure 2-22 : Le Flux..... | 66 |
| Figure 2-23 : La trajectoire circulaire du flux..... | 66 |
| Figure 2-24 : Le courant et la tension côté réseau..... | 67 |
| Figure 3-1 : Convertisseur matriciel direct..... | 70 |
| Figure 3-2 : Vecteurs tension de sortie pour les configurations actives et le zéro..... | 73 |
| Figure 3-3 : Vecteurs courant d'entrée pour les configurations actives et le zéro..... | 73 |
| Figure 3-4 : Modulation vectorielle du vecteur de tension de sortie de référence..... | 75 |
| Figure 3-5 : Modulation vectorielle du vecteur de courant d'entrée de référence..... | 76 |
| Figure 3-6 : Caractéristiques de taux harmonique thd et rf en fonction de taux de modulation r | 78 |
| Figure 3-7 : Tension composée de sortie et son spectre harmonique..... | 79 |
| Figure 3-8 : Tension simple de sortie et son spectre harmonique..... | 79 |
| Figure 3-9 : Courant de phase de sortie et son spectre harmonique..... | 80 |
| Figure 3-10 : Tension et courant d'entrée | 80 |
| Figure 3-11 : Représentation vectorielle des vecteurs tension de sortie..... | 81 |
| Figure 3-12. Comparateur à hystérésis de la valeur moyenne de $\sin \varphi_E$ | 82 |
| Figure 3-13 : Représentation du contrôle du facteur de puissance d'entrée..... | 83 |
| Figure 3-14 : Schéma bloc de la commande direct du couple proposée..... | 84 |
| Figure 3-15 : La vitesse..... | 86 |
| Figure 3-16 : Le couple..... | 86 |
| Figure 3-18 : Le Flux..... | 87 |
| Figure 3-19 : La trajectoire circulaire du flux..... | 87 |

| | |
|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| Figure 3-20 : Le courant et la tension côté réseau..... | 88 |
| Figure 4-1 : Le convertisseur matriciel indirect à trois niveaux..... | 92 |
| Figure 4-2 : L'état équivalent du convertisseur matriciel à trois niveaux..... | 93 |
| Figure 4-3 : Onduleur de tension à trois niveaux à structure NPC..... | 94 |
| Figure 4-4 : Présentation vectorielle de la tension de sortie..... | 95 |
| Figure 4-5 : Diagramme vectoriel des tensions de sortie dans le secteur 1 basé sur NTV SVM | 97 |
| Figure 4-6 : Les séquences de modulation d'IMC3..... | 100 |
| Figure 4-7 : Caractéristiques de taux harmonique thd et rf en fonction de taux de modulation r | 101 |
| Figure 4-8 : Tension composée de sortie et son spectre harmonique..... | 102 |
| Figure 4-9 : Tension simple de sortie et son spectre harmonique..... | 102 |
| Figure 4-10 : Courant de phase de sortie et son spectre harmonique..... | 102 |
| Figure 4-11 : Tension et courant d'entrée..... | 103 |
| Figure 4-12 : Tension de bus continu..... | 103 |
| Figure 4-13 : Comparateur à hystérésis à 3 niveaux..... | 104 |
| Figure 4-14 : Comparateur à hystérésis à 5 niveaux..... | 105 |
| Figure 4-15 : (a), (b) Evolution du vecteur du flux dans la repère $\alpha\beta$ | 106 |
| Figure 4-16 : La vitesse..... | 108 |
| Figure 4-17 : Le couple..... | 109 |
| Figure 4-18 : Le Flux..... | 109 |
| Figure 4-49 : La trajectoire circulaire du flux..... | 110 |
| Figure 4-20 : Le courant et la tension côté réseau..... | 110 |
| Figure A-1 : Différentes configurations d'un bras de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC..... | 132 |
| Figure B-1 : Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse..... | 136 |

Liste des tableaux

LISTE DES TABLEAUX

| | |
|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| Tableau 2-1 : Etats des interrupteurs et vecteurs de commutation du redresseur..... | 48 |
| Tableau 2-2 : Etats des interrupteurs et vecteurs de commutation de l'onduleur..... | 51 |
| Tableau 2-3 : Commutation de la DTC..... | 62 |
| Tableau 3-1 : Les différentes configurations utilisées dans la SVM..... | 74 |
| Tableau 3-2 : Les différentes configurations utilisées dans la SVM..... | 76 |
| Tableau 3-3 : Configurations de commutation du convertisseur de matriciel utilisé dans le schéma de contrôle DTC proposé..... | 82 |
| Tableau 3-4 : Commutation du convertisseur de matriciel pour la DTC..... | 84 |
| Tableau 4-1 : Les états de commutation de l'onduleur à trois-niveaux à structure NPC..... | 95 |
| Tableau 4-2 : Équations des rapports cycliques pour les vecteurs virtuels sélectionnés dans Chaque triangle..... | 98 |
| Tableau 4-3 : Sélection des vecteurs la DTC basée sur IMC3..... | 107 |
| Tableau 4-4 : Comparaison entre IMC3, IMC et DMC utilisant la DTC..... | 111 |

Introduction générale

INTRODUCTION GENERALE :

La vitesse variable est un besoin qui se généralise dans tous les secteurs de l'industrie et des transports. C'est en effet, la solution qui permet de contrôler un processus ou un système avec la dépense minimale d'énergie.

L'électronique de puissance est une technologie qui facilite la conversion de l'énergie électrique entre la source et la charge sur la base des connaissances combinées des systèmes énergétiques, de l'électronique et du contrôle. En raison de la nature différente de la tension d'alimentation et de la fréquence (source) et des exigences variables des applications modernes (charges), la conversion de puissance est essentielle pour assurer un fonctionnement correct et économe en énergie de l'équipement. Une interface électronique de puissance est constituée d'un convertisseur et d'un contrôleur. Le convertisseur est un circuit électronique formé de dispositifs à semi-conducteurs de haute puissance, d'éléments de stockage d'énergie et de transformateur. Le processus de conversion commence lorsque le contrôleur, qui est un circuit électronique numérique ou analogique de faible puissance, actionne les dispositifs de commutation dans le convertisseur selon une stratégie qui est spécifiquement dérivée pour contrôler les caractéristiques de stabilité et de réponse du système global.

Le développement de l'électronique de puissance a été étroitement lié au développement de dispositifs semi-conducteurs de puissance capables de gérer des puissances plus élevées. L'invention du thyristor ou redresseur commandé par le silicium (SCR) par le laboratoire de Bell en 1956, qui a été plus tard commercialisée par General Electric en 1958, a marqué le début de l'ère électronique de puissance moderne [1-3].

La commande électronique des moteurs électriques à vitesse variable a apporté aux processus industriels d'énormes avantages, en accroissant leurs possibilités et leurs performances, en facilitant leur automatisation, en réduisant leur maintenance, leur consommation en énergie et en augmentant leur taux de disponibilité.

Dans les entraînements électriques, le convertisseur de puissance joue un rôle prépondérant pour les performances et la fiabilité [4-7]. Les convertisseurs classiques les plus utilisés ont un circuit intermédiaire à tension continue stabilisée par un gros condensateur électrolytique et qui est une des causes principales des pannes [8-10]. Un autre type de convertisseurs, dits

matriciels, fonctionne sans condensateur et est par nature bidirectionnels (ces convertisseurs peuvent restituer de l'énergie électrique au réseau) [11-12].

Le convertisseur matriciel est une topologie de convertisseur AC-AC direct capable de convertir directement l'énergie d'une source AC en une charge AC sans avoir besoin d'un élément de stockage d'énergie volumineux et de durée de vie limitée [13-15]. En raison des avantages significatifs offerts par le convertisseur matriciel, tel que le facteur de puissance réglable, la capacité de régénération et les formes d'onde d'entrée / sortie sinusoïdales de haute qualité [16-17].

Il existe deux topologies de convertisseurs matriciels : le convertisseur matriciel direct (DMC) et le convertisseur matriciel indirect (IMC).

Le convertisseur matriciel direct (DMC) a été introduit pour la première fois par Gyugyi [37]. Il connecte directement trois entrées à trois phases de sortie via neuf commutateurs bidirectionnels où essentiellement la modulation vectorielle est utilisée pour assurer son contrôle [86]. Le concept conventionnel de modulation vectorielle (SVM), qui était utilisé pour le contrôle des topologies d'onduleurs, a été étendu pour assurer le contrôle des convertisseurs matriciels dans le but d'obtenir des formes d'onde améliorées des courants d'entrée et de sortie du DMC [4].

Dans [89], le convertisseur matriciel direct est utilisé avec le contrôle direct du couple où une nouvelle table de commutation a été développée pour ce contrôle prenant en compte l'angle de déplacement d'entrée comme troisième variable de contrôle. D'autre part, le schéma de convertisseur matriciel indirect (IMC) a été introduit pour la première fois par Huber et Borojevic [6]. Il est constitué d'un redresseur de courant connecté à un onduleur de tension sans circuit encombrant intermédiaire [4]. L'article [81] étudie l'application de la stratégie DTC conventionnelle pour la machine à induction basée sur l'IMC. La DTC classique est basé sur le contrôle de l'étage onduleur, où l'étage redresseur, il est utilisé pour produire la tension du bus DC à l'entrée de l'étage DC-AC, en même temps, il peut également être contrôlé pour assurer une forme d'onde de courant d'entrée et un facteur de puissance d'entrée améliorés.

Pour améliorer la qualité de la tension de sortie, le convertisseur matriciel indirect à trois niveaux (IMC3) a été suggéré et étudié par les auteurs dans [18]. Cette topologie a la capacité de générer des tensions de sortie à plusieurs niveaux. Le convertisseur matriciel multi niveau

est capable de produire des formes d'onde de sortie de meilleure qualité que le convertisseur matriciel conventionnel en termes de contenu harmonique, Néanmoins, les topologies de convertisseurs multi niveaux présentent certains inconvénients : le nombre élevé de dispositifs semi-conducteurs de puissance, les stratégies de modulation compliquées et la difficulté à équilibrer les tensions des condensateurs. [19-20].

Cette thèse s'intéresse à la conversion directe AC/AC entre un réseau alternatif triphasé et une machine asynchrone à l'aide des convertisseurs matriciels.

Elle contient quatre chapitres, qui abordent différents aspects du projet :

Le chapitre 1 donne un aperçu technologique des topologies des convertisseurs matriciels. Ce chapitre traite en détail du concept des topologies des convertisseurs matriciels directs et indirects, les principes du commutateur bidirectionnel, les méthodes de commutation, la conception du filtre d'entrée et les problèmes de protection.

Le chapitre 2 examine le concept de la topologie du convertisseur matriciel indirect et la technique de modulation,

Dans un second temps, nous utilisons la commande directe du couple pour générer les vecteurs de tensions puis on combine les avantages du convertisseur matriciel et ceux de la commande directe du couple. Une simulation a été effectuée pour montrer les performances statiques et dynamiques, du système global étudié ainsi qu'une interprétation des résultats obtenus.

Le chapitre, 3 dans un premier temps, nous présentons le contrôle d'un convertisseur matriciel direct (DMC), une stratégie de contrôle a été développée en utilisant la technique de modulation vectorielle.

Dans un second temps, nous employons la DMC avec la commande directe du couple, et nous développons une nouvelle table de commutation. Une simulation numérique du système global a été effectuée et les résultats numériques sont présentés.

Dans le chapitre 4 nous présentons la topologie du convertisseur matriciel indirect à trois niveaux (IMC3). Les principes de fonctionnement et les modulations vectorielles sont examinés dans ce chapitre. Le problème d'équilibrage du point neutre du convertisseur et les méthodes de contrôle associées sont également abordés.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous appliquons la commande directe du couple à l'IMC3. Les performances de la méthode de contrôle proposée sont analysées et discutées sur la base d'une simulation numérique.

On terminera par une conclusion du travail réalisé ainsi que quelques idées en perspectives.

Etat de l'art

CHAPITRE 1 : ETAT DE L'ART

1. Etat de l'art :

1.1. Introduction :

Une des applications industrielles en plein essor est l'alimentation des moteurs électriques, par variateur de vitesse, grâce à l'utilisation des convertisseurs de l'électronique de puissance. Un variateur permet d'asservir le couple ou la vitesse des machines tournantes, tout en ayant un très bon rendement.

Comme le montre le synoptique de la Figure 1-1, le convertisseur d'un variateur de vitesse relie une source électrique alternative (monophasée ou triphasée) à un moteur (le plus souvent alternatif) par l'intermédiaire d'un dispositif de filtrage situé de part et d'autre du convertisseur.

Ces variateurs sont conçus autour d'une même architecture. Des grandeurs importantes (comme le couple, la vitesse de la machine tournante, les tensions ou les courants) sont traitées par un organe de commande permettant de piloter le convertisseur et ainsi réguler la ou les grandeurs souhaitées. Un dispositif de protection est connecté au convertisseur afin de réduire au maximum tout risque de destruction du système.

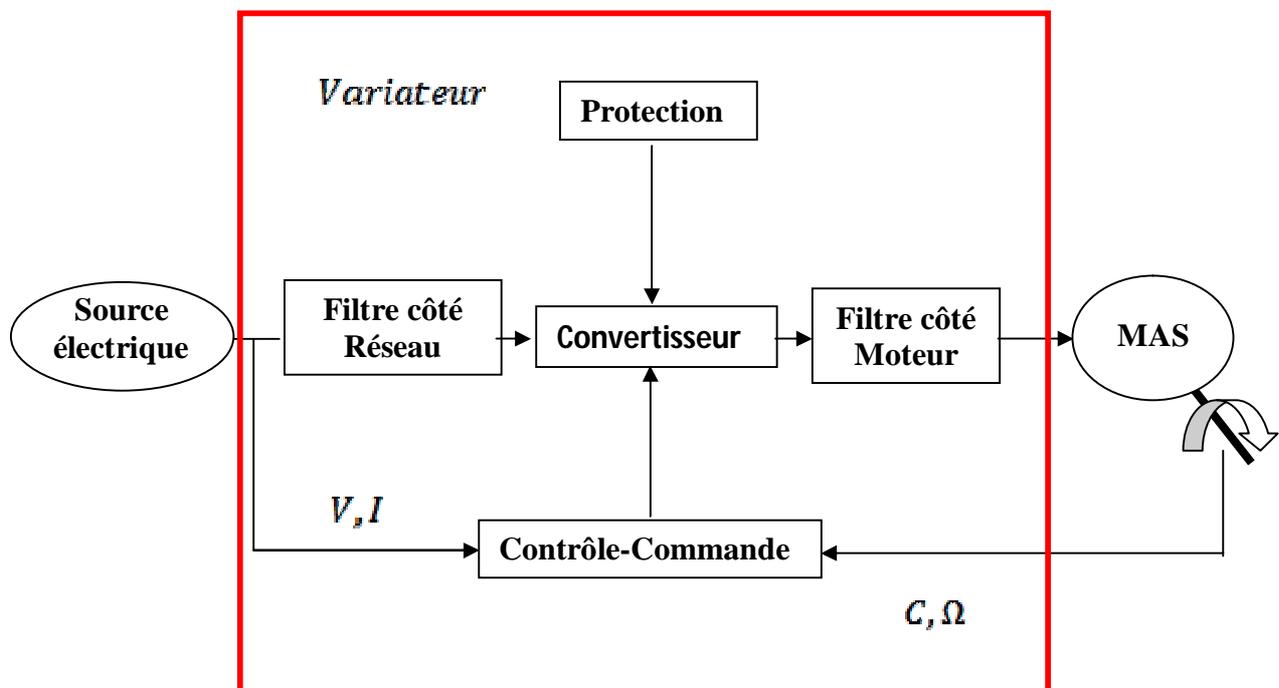


Figure 1-1 : Synoptique d'un variateur de vitesse.

Il existe plusieurs topologies de convertisseurs. La première famille assure une conversion alternatif-continu suivie d'une conversion continu-alternatif (AC/DC/AC). C'est celle qui est actuellement la plus répandue dans l'industrie. La seconde famille assure une conversion directe alternatif-alternatif (AC/AC). Cette conversion directe peut être assurée, soit par des cycloconvertisseurs, soit par des convertisseurs matriciels [21].

1.2. Les variateurs de vitesse (AC/DC/AC) :

Les variateurs (AC/DC/AC) (Figure 1-2) sont composés de deux convertisseurs connectés par un étage intermédiaire continu (bus DC), constitué de condensateurs. Cette topologie permet d'assurer une conversion indirecte de type AC/DC/AC. Le premier convertisseur est un redresseur à diodes, non commandable, très robuste et peu coûteux. Il génère une tension continue aux bornes du bus DC, à partir d'un réseau d'entrée monophasé (pour les faibles puissances) ou triphasé (pour les plus fortes puissances). Cet étage intermédiaire continu est connecté à un onduleur de tension triphasé, commandé en Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI), permettant ainsi de faire varier l'amplitude et la fréquence du fondamental des tensions qui seront appliquées au moteur.

Cette topologie permet de produire les tensions souhaitées aux bornes de la machine quelles que soient les éventuelles perturbations sur le réseau.

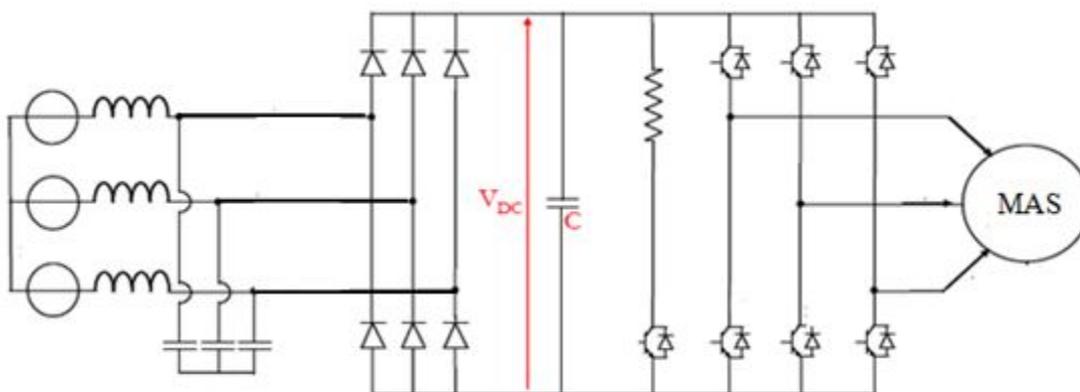


Figure 1-2 : Variateur de vitesse conventionnel

1.2.1. L'étage (AC/DC) :

L'étage redresseur à diodes n'est pas réversible en puissance et on ne peut réinjecter sur le réseau d'entrée l'énergie provenant d'une phase de freinage électrique. Cette énergie de freinage va conduire à augmenter dangereusement la tension du bus continu. Il est donc nécessaire d'introduire sur le bus continu, un bras de freinage constitué d'un interrupteur en série avec une résistance. Cette fonction est essentielle pour assurer la sécurité de la chaîne de conversion, car elle permet de maintenir la tension du bus continu à une valeur acceptable.

La topologie décrite à la Figure 1-2 conduit à des courants de ligne fortement pollués.

Pour obtenir de très faible THD, le redresseur à diode peut être remplacé par un redresseur MLI. Cette solution permet d'imposer la forme des courants réseaux indépendamment des tensions appliquées à la machine, et donc de réduire fortement la taille des éléments du filtre d'entrée. Cette solution rend le variateur réversible en puissance et permet donc de supprimer le bras de freinage sur le bus continu. En revanche, le redresseur MLI étant une structure commandée, son coût sera naturellement plus élevé qu'un pont à diode [23].

1.2.2. L'étage (DC/AC) :

Un convertisseur DC-AC est appelé onduleur. Ce convertisseur a la capacité de produire des formes d'onde de sortie sinusoïdales contrôlables en termes d'amplitude et de fréquence, à partir d'une alimentation continue. La figure 1-3 montre le schéma de principe d'un onduleur triphasé conventionnel.

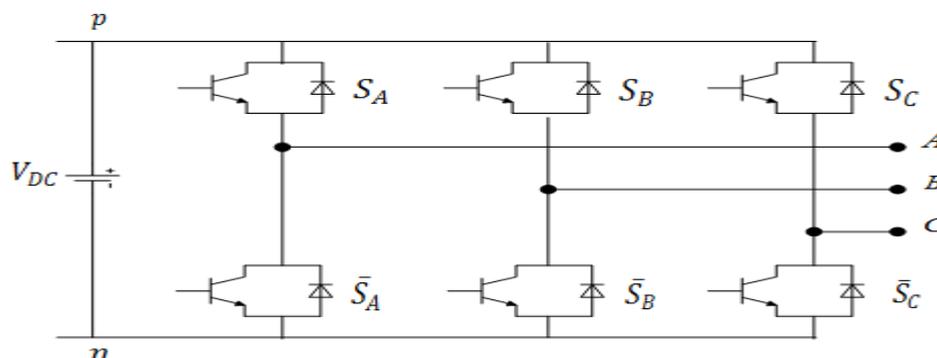


Figure 1-3 : Onduleur à deux niveaux

Selon le type d'alimentation, les onduleurs peuvent être classés en deux types: onduleur de tension (VSI) et commutateur de courant (CSI). L'alimentation électrique d'un VSI est une source de tension alors qu'un CSI est alimenté par une source de courant. Pour générer des formes d'onde de sortie à partir d'une alimentation continue, les commutateurs de l'onduleur sont activés et désactivés selon une séquence spécifiée par une stratégie de modulation, telle qu'une modulation de largeur d'impulsion basée sur la porteuse, ou une modulation vectorielle.

Les formes d'onde de sortie générées par l'onduleur sont composées de valeurs discrètes avec transition rapide, comme illustré à la Figure 1-4.

Le VSI génère les formes d'onde de tension de sortie composées de valeurs discrètes avec des transitions rapides de $\frac{dV}{dt}$. L'utilisation des onduleurs est largement observée dans les applications industrielles à moyenne tension, tel que les alimentations sans interruption et le chauffage par induction, où des signaux de sortie de haute qualité sont nécessaires [24-25].

Dans les applications hautes tension et haute puissance, les onduleurs peuvent également être utilisés pour contrôler la puissance réactive et améliorer la stabilité du système.

Cependant, la transition rapide de $\frac{dV}{dt}$ dans les formes d'onde de tension de sortie générées par le VSI a causé des problèmes de claquage d'isolation du roulement et de l'enroulement du moteur [26-27].

En conséquence, des topologies de convertisseurs multi niveaux ont été développées pour pallier les insuffisances des VSI à deux niveaux dans les applications à moyenne et haute tension. Les convertisseurs multi niveaux sont capables de construire les formes d'onde de tension de sortie avec des pas de tension plus faibles. La figure 1-5 montre les formes d'onde de tension de sortie d'un VSI à cinq niveaux. La forme d'onde de la tension de sortie générée par un VSI à cinq niveaux consiste en de multiples étapes de tension avec un dV inférieur, ce qui impose évidemment une contrainte plus faible qu'un VSI à deux niveaux sur l'isolation du roulement et de l'enroulement du moteur.

En outre, en construisant les formes d'onde de sortie avec plusieurs pas de tension, les formes d'onde de sortie ressemblent clairement aux formes d'onde sinusoïdales souhaitées, la distorsion harmonique de sortie est améliorée.

Les structures de convertisseur multi niveau permettent de réduire la contrainte de tension sur les semi-conducteurs de puissance [28-30].

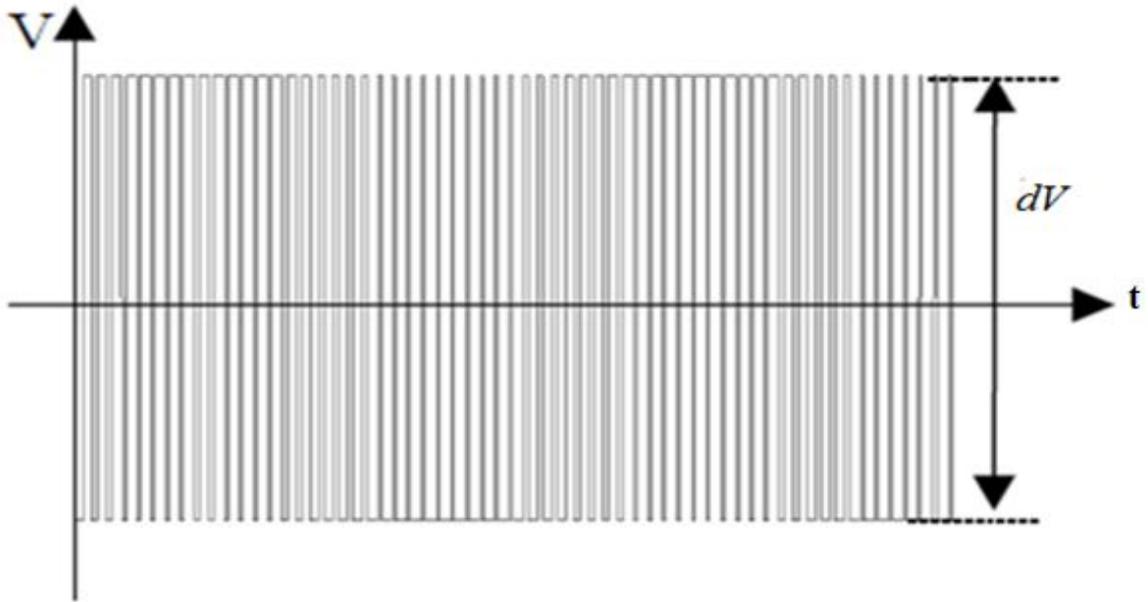


Figure 1-4 : Forme d'onde de la tension de sortie de l'onduleur à deux niveaux

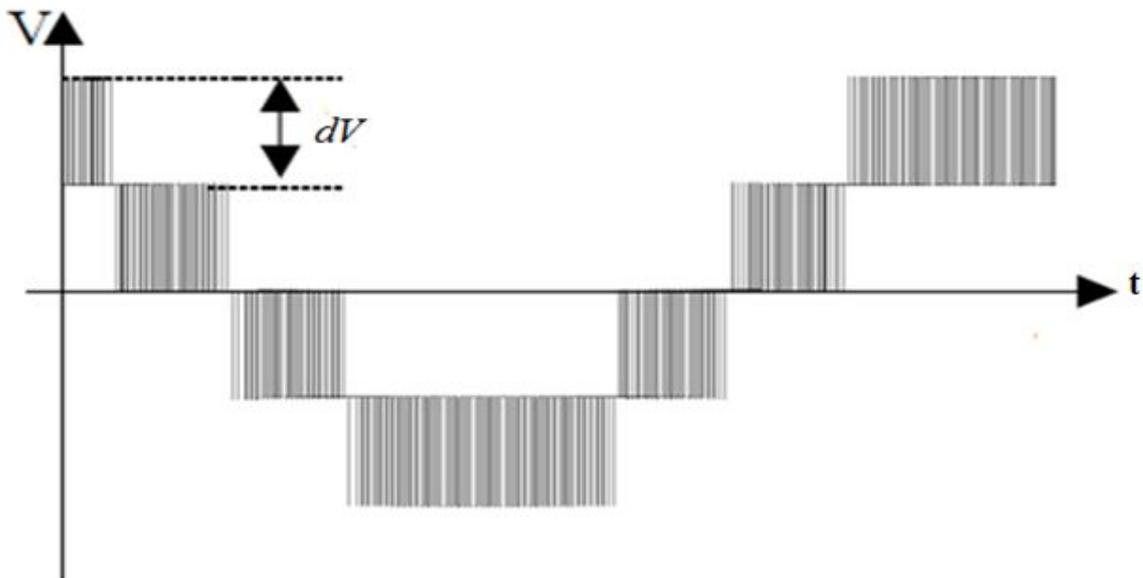


Figure 1-5 : Forme d'onde de la tension de sortie de l'onduleur à 5 niveaux

Néanmoins, les topologies de convertisseur multi niveau présentent certains inconvénients: le nombre élevé de semi-conducteurs de puissance, les stratégies de modulation complexes et la difficulté à équilibrer les tensions des condensateurs. Malgré ces inconvénients, les topologies de convertisseurs multi niveaux continuent de faire l'objet de recherches approfondies. Les réductions de coûts dans les semi-conducteurs de puissance et les progrès de la technologie de calcul numérique ont permis de mettre en œuvre des topologies de convertisseurs multi niveaux [31-32].

Mais le principal inconvénient de la topologie de convertisseur (AC/DC/AC) est la nécessité d'un élément de stockage d'énergie important (par exemple un condensateur électrolytique) dans le bus DC. Par rapport aux autres composants électroniques, les condensateurs électrolytiques ont une durée de vie plus courte. En conséquence, la durée de vie globale du convertisseur est réduite, entraînant une augmentation des coûts de maintenance. En outre, les éléments de stockage d'énergie sont encombrants et peu fiables à des températures extrêmes, ce qui rend la topologie du convertisseur inappropriée pour certaines applications, telles que les applications aérospatiales où la taille, le poids et la fiabilité du système sont des facteurs critiques. Afin d'éliminer le besoin d'un élément de stockage d'énergie, la technologie de conversion directe AC-AC a acquis un intérêt considérable pour la recherche

1.3. Les cycloconvertisseurs :

Les cycloconvertisseurs sont des variateurs de fréquence, fonctionnant en commutation naturelle. Ils ne constituent donc qu'une partie de l'ensemble des convertisseurs directs de fréquence, et permettent de varier la valeur et la fréquence des tensions de sortie d'une manière continue [22].

Pour N phases à l'entrée et P phases à la sortie, il faut $N \times P$ interrupteurs bidirectionnels. Ces interrupteurs bidirectionnels sont une association de deux thyristors (en anti parallèle), ou un triac, dont la commutation au blocage se fait de manière naturelle avec le passage par zéro du courant qui les traverse

Contrairement aux convertisseurs indirects (redresseurs-onduleurs), un cycloconvertisseur à thyristors ne peut générer qu'une fréquence inférieure à celle de l'entrée.

Les tensions de sortie sont élaborées à partir de portions de sinusoïdes du réseau d'alimentation, un découpage adéquat permettant d'obtenir des signaux ayant une fréquence et une amplitude déterminées tout en présentant un taux d'harmoniques raisonnable. Ainsi, par exemple, à partir d'un réseau triphasé de fréquence f_e , on peut créer un signal de fréquence $f_e/6$, comme le présente la Figure 1-6.

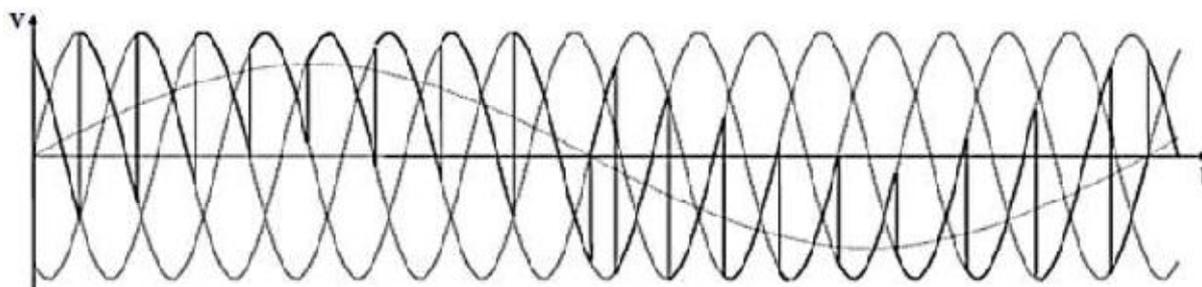


Figure 1-6 : Forme d'onde créée par un cycloconvertisseur

1.3.1. Le cycloconvertisseur monophasé :

Il contient quatre thyristors comme représenté figure 1-7. Les thyristors Th1 et Th3 forment le groupe positif alors que Th2 et Th4 constituent le groupe négatif. Si les thyristors des groupes positif et négatif conduisent simultanément, alors ils court-circuitent l'alimentation. Pour éliminer cette possibilité, on peut insérer une bobine d'absorption entre les groupes pour limiter le courant de circulation.

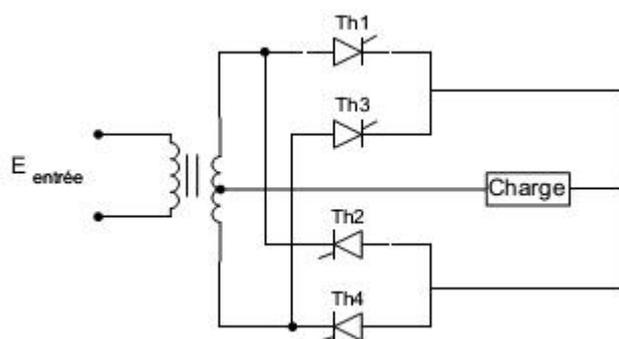


Figure 1-7 : Cycloconvertisseur monophasé

1.3.2. Le cycloconvertisseur d'indice de pulsation égal à 3 :

Comme indiqué à la figure 1-8, ils sont constitués par des groupes de redresseurs type P3. Le groupe positif conduit le courant positif et le groupe négatif conduit le courant négatif, la différence des tensions instantanées V_{Ap} et V_{An} génère un courant appelé "courant de circulation" qu'il faut limiter par l'insertion d'une inductance à noyau ferromagnétique entre les deux groupes positif et négatif. Cette solution est coûteuse et encombrante et des pertes supplémentaires créées dans l'inductance par le courant de circulation.

Afin d'éviter tout court-circuit entre les phases d'alimentation du cycloconvertisseur dans le cas où cette inductance est supprimée, il faut qu'à chaque instant un seul groupe de redresseur conduit. Le changement de groupe se fait après avoir considéré un temps mort de passage par zéro de courant du moteur afin d'éviter tout risque de court-circuit.

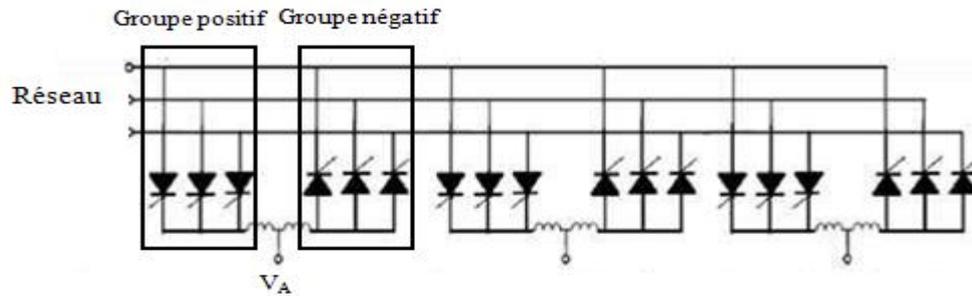


Figure 1-8 : Cycloconvertisseur d'indice de pulsation égal à 3

1.3.3. Le cycloconvertisseur d'indice de pulsation égal à 6 :

Ce sont les dispositifs les plus couramment utilisés. Ils sont constitués de redresseurs de type PD3. Plus l'indice de pulsation est grand, plus la forme d'onde de sortie se rapproche de la forme sinusoïdale désirée. En général, la fréquence de sortie est limitée à la moitié ou au tiers environ de la fréquence d'entrée.

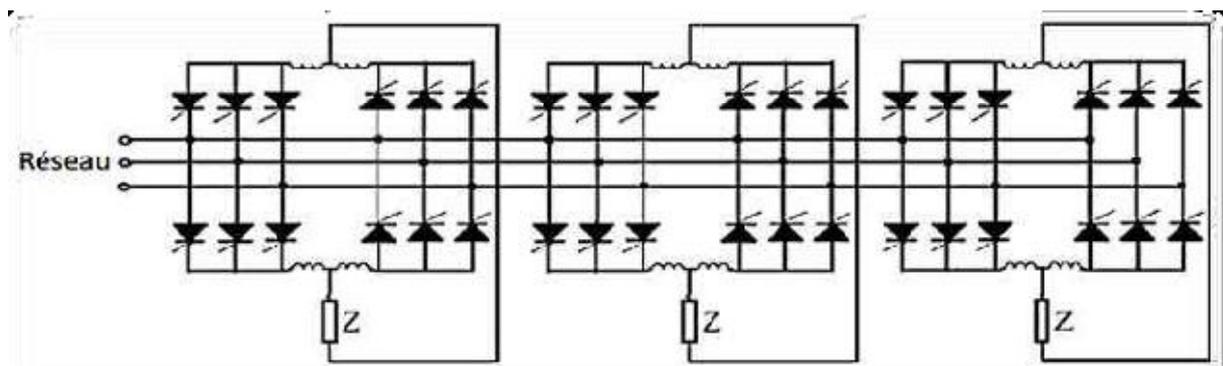


Figure 1-9 : Cycloconvertisseur d'indice de pulsation égal à 6

Le cycloconvertisseur a les avantages suivants :

- absence de l'élément de stockage de l'énergie
- il travaille en commutation naturelle.
- il est réversible, il permet une variation continue de la fréquence et de l'amplitude des tensions de sortie.
- il travaille à des puissances élevées.

Mais le cycloconvertisseur présente certains inconvénients :

- le grand nombre des thyristors nécessaires. Par exemple, pour un cycloconvertisseur de pulsation égal à 6, il faut donc 12 thyristors pour une sortie monophasée, 36 pour une sortie triphasée.

- la consommation de puissance réactive. Comme dans tous les redresseurs fonctionnant avec un fort retard au déblocage des semi-conducteurs, la consommation de puissance réactive à la fréquence fondamentale est importante.

- La fréquence de sortie est limitée au tiers de la fréquence d'entrée.

Tous ces inconvénients limitent son utilisation.

1.4. Différentes topologies d'un convertisseur matriciel :

Avec le développement rapide des semi-conducteurs entièrement contrôlés, un cycloconvertisseur à commutation forcé ou « convertisseur matriciel » a été développé en tant que technique prometteuse pour la conversion directe de puissance AC-AC [34-35].

En utilisant les interrupteurs à quatre segments pour connecter directement les entrées aux sorties, la topologie du convertisseur matriciel est capable de générer des tensions de sortie variables avec une fréquence illimitée à partir d'une alimentation en tension alternative [36].

Le convertisseur matriciel est également capable de générer des courants d'alimentation sinusoïdaux et un facteur de puissance d'entrée réglable indépendamment de la charge. Plus important encore, la suppression de l'élément de stockage d'énergie du circuit intermédiaire permet à la topologie du convertisseur matriciel d'avoir une conception plus compacte, ce qui est un avantage dans des applications telles que l'aérospatiale [37-40].

Le convertisseur matriciel présente de nombreux avantages tels comme

- Une large gamme de fréquence de sortie [41-44].
- Le facteur de puissance en sortie peut varier librement en fonction du point de fonctionnement de la charge.
- Le facteur de puissance à l'entrée peut être quasi unitaire, et il peut être imposé par la commande.
- Le fonctionnement dans les quatre quadrants du plan tension-courant

Cependant, il présente certains inconvénients tels que :

- La commutation de courant est plus difficile du fait de l'absence des diodes de roue libre.
- Le rapport tension de sortie-entrée est réduit à 0,8666.

Il existe deux topologies de convertisseurs matriciels : le convertisseur matriciel direct (DMC) et le convertisseur matriciel indirect (IMC).

1.4.1. Le convertisseur matriciel "direct" :

Le convertisseur matriciel se compose de neuf commutateurs bidirectionnels qui permettent de connecter n'importe quelle phase de sortie à n'importe quelle phase d'entrée. Le schéma de circuit est illustré à la Figure 1-10 [45-46].

Les bornes d'entrée du convertisseur sont connectées à un système triphasé alimenté en tension, généralement le réseau, tandis que les bornes de sortie sont connectées à un système triphasé alimenté en courant, comme pourrait l'être un moteur à induction.

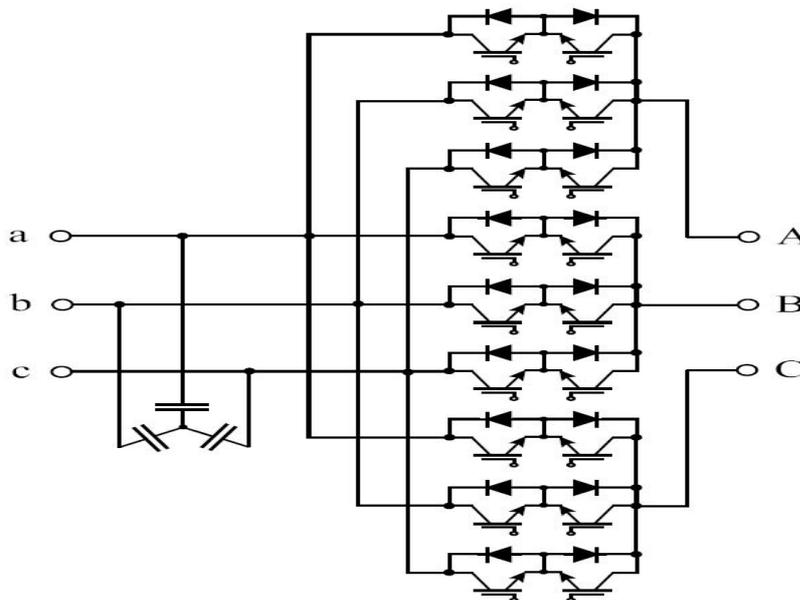


Figure 1-10 : convertisseur matriciel 'direct'

1.4.2. Le convertisseur matriciel "indirect" :

La configuration représentée sur la Figure 1-11 comprend un étage redresseur qui contient six commutateurs bidirectionnels. Cette configuration génère moins de pertes de commutation et de conduction par rapport aux autres configurations. Le grand nombre de commutateurs à gérer conduit au développement d'autres configurations dans le but de réduire le nombre de transistors nécessaires ce qui facilite la surveillance et le contrôle du convertisseur matriciel [47].

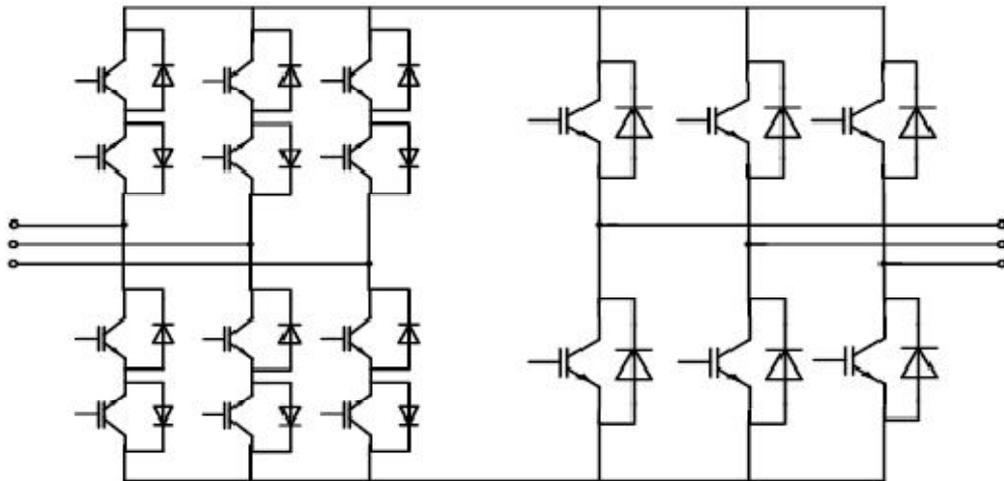


Figure 1-11 : Le convertisseur matriciel indirect

1.4.3. Le convertisseur matriciel 'sparse':

La configuration illustrée à la Figure 1-12, conduit à retirer un IGBT de chaque bras du redresseur, ainsi trois composants seront totalement éliminés par rapport à la configuration précédente, ce qui facilite le développement de l'algorithme de contrôle du convertisseur.

Les pertes de conduction seront plus importantes que celles générées par la première configuration puisque trois transistors et diodes fonctionnent pendant la phase d'alimentation de la charge [48-49].

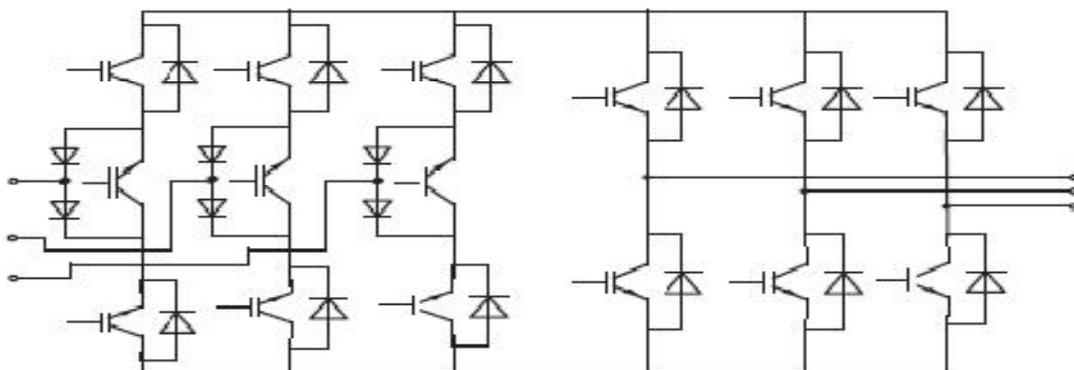


Figure 1-12 : Le convertisseur matriciel 'Sparse

1.4.4. Le convertisseur matriciel 'very sparse':

La structure de cette topologie illustrée à la figure 1-13 est basée sur la mise en œuvre de commutateurs IGBT bidirectionnels connectés à un pont de diodes. Où le nombre de composants commandés dans le redresseur est réduit par rapport aux deux configurations

mentionnées ci-dessus. Chaque élément actif du redresseur nécessite l'activation d'un transistor à deux diodes dans chaque phase de commutation, le redresseur demande deux transistors et quatre diodes, sachant que les pertes de conduction sont alors importantes [50].

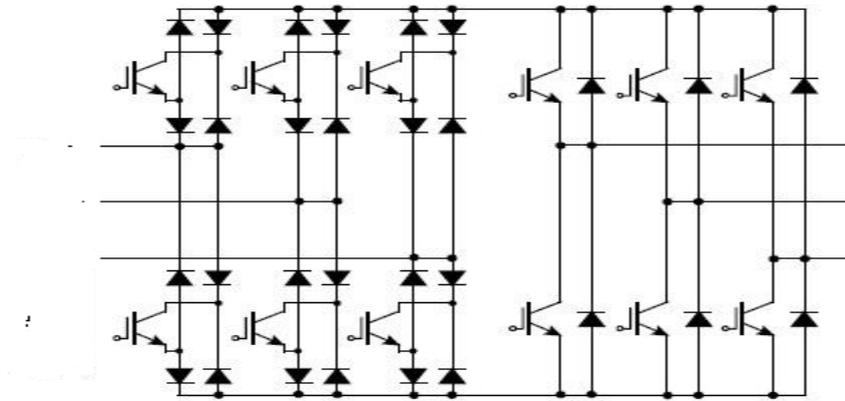


Figure 1-13 : Le convertisseur matriciel 'Very Sparse'

1.4.5. Le convertisseur matriciel 'ultra sparse':

Dans cette configuration, le plus petit nombre de commutateurs est utilisé. Il y a un seul commutateur via la phase d'entrée, comme illustré à la figure 1-14. Dans chaque bras, un transistor et deux diodes sont contrôlés. Cette structure génère des pertes de conduction similaires à celles produites par la structure "Very-Sparse". Cependant, cette configuration ne permet pas un flux de puissance bidirectionnel, ce qui limite son application pratique [51].

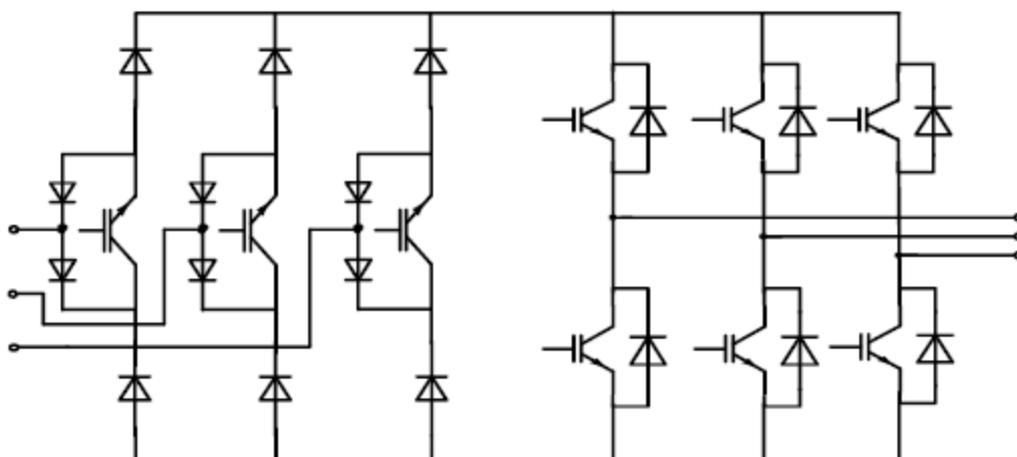


Figure 1-14 : Le convertisseur matriciel 'ultra Sparse'

1.4.6. Le convertisseur matriciel ‘à étage inverseur’:

La première étape de cette configuration comprend un redresseur en cascade avec un circuit inverseur comme indiqué dans la figure 1-15. Cette structure a de nombreux composants contrôlés crée des pertes de commutation supplémentaires et a un niveau de complexité élevé dans le contrôle [52].

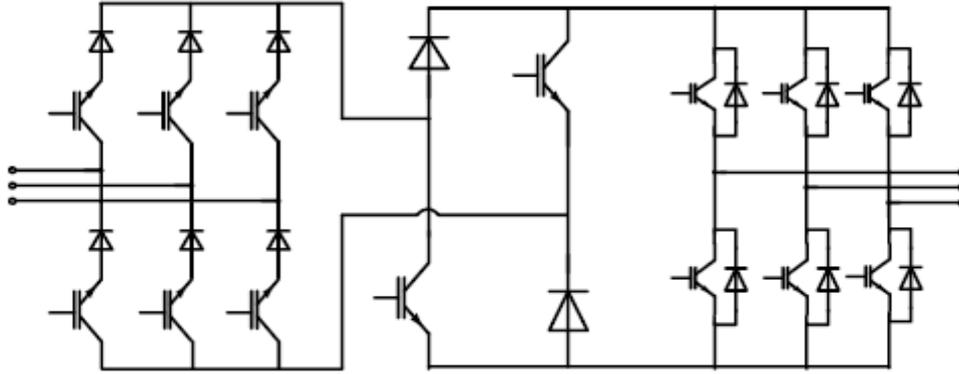


Figure 1-15 : Le convertisseur matriciel ‘a étage inverseur’

Parmi les topologies indirectes proposées, seul le convertisseur matriciel indirect est étudié. Puis qu’il présente moins des pertes par conceptions par rapport les autres.

1.5. Interrupteurs bidirectionnels (4 segments) :

Comme le montre la figure 1-16, l’étage d’inversion de la topologie du convertisseur matriciel indirect est un onduleur de tension triphasé formé de six commutateurs unidirectionnels, constitués d’IGBT ou de MOSFET. Avec une diode de roue libre connectée en tête bêche, chaque cellule de commutation conduit le courant dans les deux sens mais bloque la tension de polarité unique [53-54].

Afin d’effectuer un fonctionnement à quatre quadrants en tant que convertisseur matriciel direct, le convertisseur matriciel indirect nécessite des commutateurs bidirectionnels capables de bloquer la tension et de conduire le courant dans les deux sens. Il existe quatre types de commutateurs bidirectionnels communément connus pour le convertisseur matriciel.

La première topologie est un IGBT connecté au centre d’un pont de diodes monophasé. Cette topologie ne nécessite qu’un seul IGBT pour transporter le courant dans les deux sens, de sorte qu’un seul circuit de commande de grille est nécessaire par cellule de commutation, ce qui constitue un avantage majeur. Cependant, ayant trois dispositifs semi-conducteurs dans chaque conduction, les pertes de conduction du dispositif sont relativement élevées pour cette topologie par rapport à d’autres topologies.

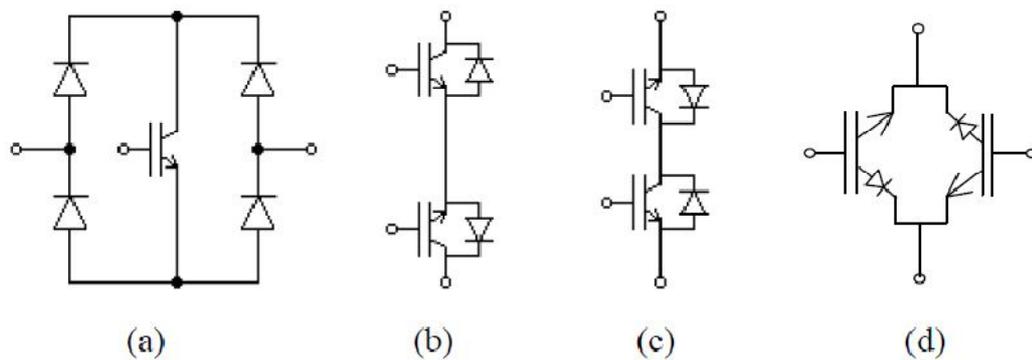


Figure 1-16 : Interrupteur à quatre segments:

(a) Topologie du transistor connecté à un pont à diode

(b) Topologie à émetteur commun

(c) Topologie à collecteur commun

(d) Schéma de l'interrupteur quatre quadrants à RB-IGBT.

Les interrupteurs quatre segments à émetteur commun se compose de deux diodes et de deux commutateurs IGBT qui sont connectés en anti -parallèle comme illustré à la Figure 1-16(b). Les diodes sont nécessaires pour fournir la capacité de blocage de tension inverse et l'utilisation de deux IGBT permet le contrôle indépendant de la direction du courant. Comme la topologie à pont de diodes, seules deux éléments pour conduire le courant à tout instant, de sorte que les pertes de conduction sont plus faibles. Un inconvénient possible est l'exigence de deux circuits de commande de grille pour faire fonctionner les IGBT. Une alimentation électrique isolée est nécessaire pour interrupteur bidirectionnelle. Par conséquent, en utilisant les interrupteurs quatre segments à émetteur commun pour construire l'étage de redressement, six alimentations isolées sont nécessaires.

Alternativement les interrupteurs quatre segments à collecteur commun, présentée à la Figure 1-16(c), est un autre arrangement qui a les mêmes pertes de conduction que la configuration à émetteur commun en raison du nombre identique des semi conducteurs.

Enfin, la structure (RB-IGBT) [55], illustrée à la Figure 1-16(d), peut encore réduire le nombre de dispositifs nécessaires à la construction d'un interrupteur à quatre segments. Le principal avantage du RB-IGBT est sa capacité de blocage de tension inverse, qui élimine l'utilisation de diodes. À tout instant, il n'y a qu'un seul élément conduisant le courant dans n'importe quelle direction, de sorte que les pertes de conduction sont inférieures. Cependant,

les pertes de commutation peuvent être plus élevées en raison du mauvais comportement de commutation de la diode intrinsèque.

1.5.1. Techniques de commutation pour le convertisseur matriciel indirect :

En raison de la caractéristique de commutation non idéale des interrupteurs, il y a un retard de commutation, en particulier lors de la mise hors tension. Ce retard peut amener deux dispositifs de commutation, qui changent d'état, à être « activés » simultanément et provoquer un court-circuit. En conséquence, un courant important traverse l'interrupteur et endommage le circuit. Afin d'assurer une commutation sûre, une technique de commutation spécifique est nécessaire. Pour la topologie du convertisseur matriciel direct ou indirect, chaque étage nécessite une technique de commutation différente en raison de l'utilisation de différentes configurations de circuit. Pour l'étage d'inversion, ayant une diode de roue libre connectée en anti-parallèle avec chaque dispositif de commutation, un chemin de courant est toujours disponible pour décharger l'énergie stockée dans la charge même si aucun dispositif n'est déclenché. Par conséquent, la technique de commutation de temps mort peut être appliquée pour commuter le courant dans chaque jambe de phase. Un intervalle de temps est introduit entre le commutateur sortant et le commutateur entrant. Cet intervalle de temps est appelé "temps mort" car les deux interrupteurs sont "éteints" pendant cet intervalle. Cette technique évite un court-circuit du circuit intermédiaire lors d'un changement d'état de commutation.

Cependant, pour commuter le courant dans les cellules de commutation bidirectionnelles de l'étage de redressement, une stratégie de commutation complexe est nécessaire en raison de l'absence de tout chemin de roue libre naturel.

Comme les interrupteurs à quatre segments illustrés dans les Figures 1-16 (b) et 1-16 (c) sont couramment utilisés dans les topologies de convertisseur matriciel, la section suivante décrit les stratégies de commutation en quatre étapes qui est appliquée à ces configurations : la technique de commutation basée sur la direction du courant de sortie.

Un convertisseur matriciel est composé des interrupteurs quatre segments à émetteur commun (Figure 1-17) est utilisé pour expliquer les principes des deux stratégies de commutation [28].

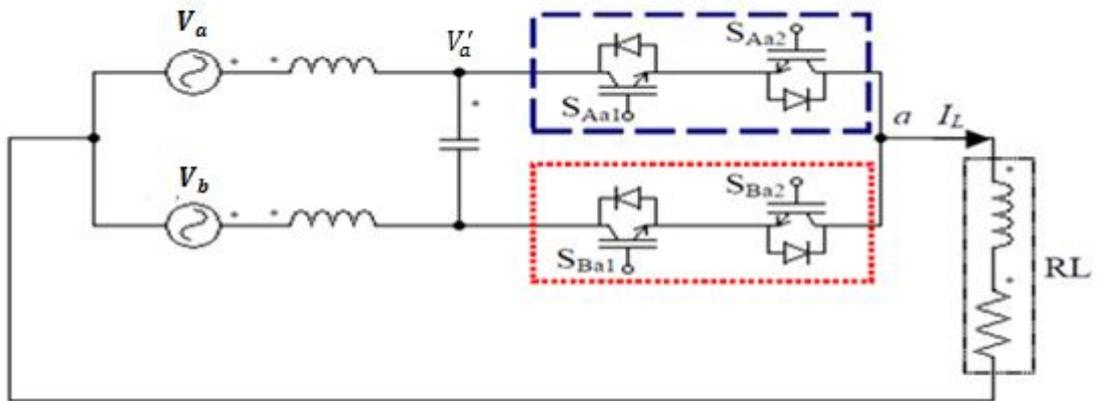


Figure 1-17 : Schéma de base pour l'étude de la commutation

1.5.2. Gestion des commandes des interrupteurs :

Pour une gestion appropriée dans la commande des interrupteurs, le courant doit passer d'un interrupteur à un autre de manière sûre en gérant les états de ces semi-conducteurs. La méthode présentée ici établit un passage de l'interrupteur SA à SB en quatre étapes [56-58].

Cette méthode repose sur la connaissance de la direction du courant de charge (I_L) pour déterminer la séquence de commutation. En se référant à la figure 1-21, les deux dispositifs de la cellule A sont initialement « activés », ce qui permet au courant de circuler dans les deux sens ; le courant de charge est supposé circuler dans le sens où $I_L > 0$. Lorsqu'une commutation vers la cellule B est requise, le sens du courant est utilisé pour déterminer le dispositif non conducteur dans la cellule sortante, la cellule A. Dans le cas où $I_L > 0$, le commutateur S_{Aa2} n'est pas conducteur, il est donc désactivé en premier. Ensuite, le dispositif dans la cellule entrante, la cellule B, est activé pour former un chemin permettant au courant de charge de continuer à circuler soit au point où cet interrupteur entrant est activé, soit lorsque le dispositif sortant, S_{Aa1} est ensuite éteint. Pour le cas où $I_L < 0$, l'interrupteur S_{Ba1} est fermé. Avec un nouveau chemin de courant disponible, le dispositif S_{Aa1} peut être éteint en toute sécurité sans provoquer l'ouverture d'une borne de sortie. Enfin, le commutateur S_{Ba2} est fermé pour terminer la séquence de commutation. La figure 1-18 présente le chronogramme de cette stratégie de commutation basée sur le sens du courant de sortie en quatre étapes pour le courant de charge $I_L > 0$. En référence au chronogramme, un intervalle de temps, t_d est introduit entre chaque changement d'état de commutation.

La stratégie de commutation basée sur la direction du courant de sortie permet au courant de commuter d'une cellule de commutation bidirectionnelle à une autre sans provoquer de court-circuit des lignes d'entrée ou d'ouverture de la borne de sortie. Cette stratégie de commutation permet de réduire les pertes de commutation dans les interrupteurs de 50 % en raison de la moitié du processus de commutation étant une commutation douce et, par conséquent, cette méthode est souvent appelée la "commutation de courant semi-douce".

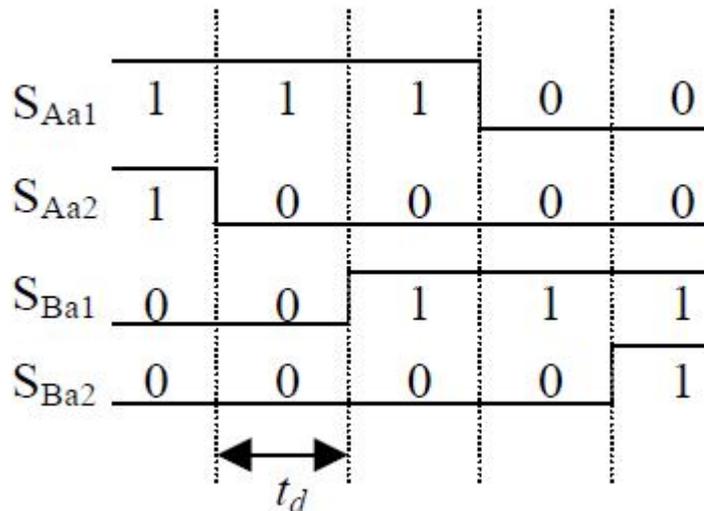


Figure 1-18 : Séquence de commutation en courant en quatre étapes

1.6. Conception du filtre d'entrée du convertisseur matriciel :

Un simple filtre LC passe-bas offre souvent la meilleure solution pour filtrer ces harmoniques de fréquence de commutation indésirables. La configuration du filtre d'entrée pour le convertisseur matriciel est illustrée à la figure 1-19, où les condensateurs de filtrage (C_f) sont connectés en étoile et les inductances (L_f) sont connectées en série avec chaque ligne d'alimentation [28].

Cette conception forme un filtre de second ordre, avec une fréquence de coupure conçue pour être bien inférieure à la fréquence de commutation afin de fournir une atténuation considérable à la fréquence de commutation.

Cependant, pour concevoir un filtre passe-bas adapté aux convertisseurs matriciels, le condensateur et l'inductance sélectionnés doivent répondre aux exigences suivantes :

- La chute de tension aux bornes de l'inductance L_f est minimisée (c'est-à-dire $V_a \cong V_a'$) afin de fournir le rapport de transfert de tension le plus élevé possible.
- Le volume et le poids des condensateurs et inductance sélectionnés sont minimisés.

C_f et L_f , peuvent être déterminé à l'aide des équations suivantes [59] :

$$W_n = 2\pi f_c \quad (1-1)$$

$$C_f = \frac{2\zeta}{W_n R_f} \quad (1-2)$$

$$L_f = \frac{1}{W_n^2 C} \quad (1-3)$$

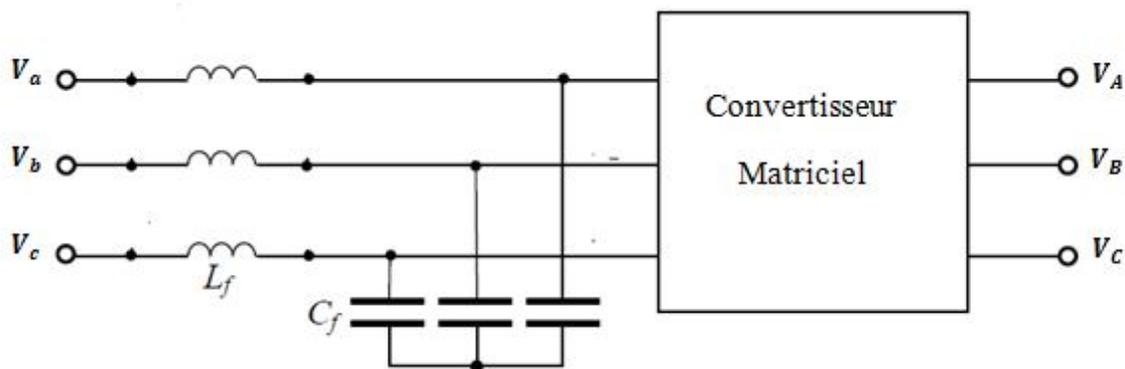


Figure 1-19: Filtre d'entrée

1.7. Protection du convertisseur matriciel :

Le circuit "Clamp" est généralement utilisé, pour protéger les convertisseurs matriciels. Il est composé d'un ou de deux condensateurs (dépendant du niveau de tension) connectés à tous les potentiels d'entrée et de sortie au travers de deux ponts de diodes comme le montre la Figure 1-20.

Pour les topologies de convertisseurs matriciels, les surtensions peuvent se produire soit du côté de l'alimentation, soit du côté de la charge. Au niveau de la charge, la surtension se produit en raison du défaut de commutation qui engendre l'ouverture d'une phase du moteur, les tensions aux bornes des interrupteurs de la cellule concernée augmentent. Ce phénomène va accroître les tensions de sortie du convertisseur matriciel. A l'instant où une tension des

tensions composées de sortie tend à devenir plus grande que la tension VDC, le pont de diode connecté en sortie se met en conduction et limite la surtension à VDC. L'énergie stockée dans les phases du moteur est transférée dans le condensateur [21].

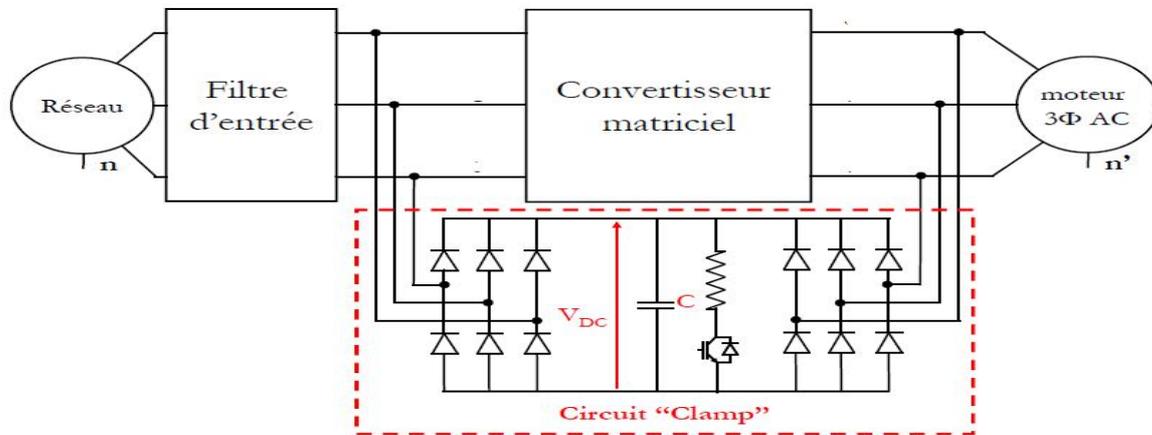


Figure 1-20 : Circuit 'clamp'

1.8. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différentes topologies utilisés dans la conversion AC-AC. Le convertisseur traditionnel AC-DC-AC permet d'asservir le couple et la vitesse, obtenir des formes d'onde d'haute qualité et de contrôler le facteur de puissance d'entrée, mais l'élément de stockage limite la durée de vie de ce convertisseur et augmente son volume, par conséquent, il limite son utilisation dans certain applications. Une nouvelle topologie utilisée dans la conversion AC-AC. Il convertit l'énergie de la source vers la charge sans besoin d'un élément de filtrage.

Des interrupteurs à quatre segments et des techniques de commutation associées sont nécessaires pour que le convertisseur matriciel réalise efficacement le fonctionnement à quatre quadrants souhaité. Une procédure de conception d'un filtre d'entrée approprié et efficace pour le convertisseur matriciel est également présentée afin qu'un ensemble de courants d'entrée sinusoïdaux puisse être obtenu du côté de l'alimentation. Pour protéger le convertisseur matriciel, le circuit de clamp et les résistances d'amortissement sont essentiels pour protéger le convertisseur de tout dommage dû aux surtensions qui peuvent se produire soit du côté de l'alimentation, soit du côté de la charge.

**Convertisseur
matriciel
indirect**

CHAPITRE 2 : CONVERTISSEUR MATRICIEL INDIRECT

2.1. Introduction :

Un convertisseur AC-AC est capable de générer des sorties sinusoïdales contrôlables en termes d'amplitude et de fréquence à partir d'une alimentation rigide. En raison de la popularité croissante des moteurs à courant alternatif dans les applications industrielles et commerciales, les convertisseurs AC-AC sont utilisés dans les applications de variateurs de vitesse pour contrôler la vitesse de rotation et le couple des moteurs à courant alternatif.

La topologie AC - DC - AC consiste en un redresseur côté alimentation et un onduleur côté charge. La caractéristique distinctive de cette topologie de convertisseur est le besoin d'élément de stockage d'énergie dans le circuit intermédiaire: un condensateur (pour un VSI) ou un inducteur (pour un CSI). Le principal inconvénient de cette topologie est la nécessité d'un grand élément de stockage d'énergie (par exemple un condensateur électrolytique) dans le circuit intermédiaire. Comparés aux autres composants électroniques, les condensateurs électrolytiques ont une durée de vie plus courte.

Une structure équivalente sans élément de stockage capacitif, peut être proposée comme une alternative au convertisseur AC - DC – AC. Cette structure est composée d'une association de deux convertisseurs [60-65] : un redresseur totalement commandé (à interrupteurs quatre segments) est directement connecté à un onduleur de tension (à interrupteurs trois segments), ce convertisseur présente les avantages suivants :

- Absence de l'élément de stockage capacitif
- Fonctionnement en quatre quadrants
- Formes d'onde d'entrée et de sortie sinusoïdales
- Facteur de puissance d'entrée contrôlable

Mais, il a quelques inconvénients tels que:

- La commutation du courant est plus difficile en raison de l'absence des diodes de roue libre.
- Le rapport entre la tension de sortie et d'entrée est réduit à 0,87.

Dans ce chapitre, la modulation vectorielle (SVM) est étudiée, cette approche permet de visualiser spatialement et temporellement les tensions à appliquer sur la charge et les courants à prélever au réseau d'entrée [66].

Une autre méthode de contrôle pour le convertisseur matriciel indirect (IMC) est présentée qui permet, sous la contrainte du facteur de puissance d'entrée unitaire, la génération des vecteurs de tension nécessaires à la mise en œuvre du DTC [67].

2.2. Convertisseur matriciel indirect:

Le convertisseur matriciel indirect est constitué d'un redresseur de courant et d'un onduleur de tension, comme le montre la figure 2-1, l'étage de redressement est formé de six commutateurs bidirectionnels, de sorte que le convertisseur matriciel indirect peut fonctionner dans les quatre quadrants [68].

Lorsque le convertisseur est en fonctionnement, l'étage de redressement connecte séquentiellement la tension d'entrée positive à la borne p et la tension d'entrée négative à la borne n du bus DC. Cet étage intermédiaire continu est connecté à un onduleur de tension à deux niveaux classique, il est modulé pour générer les tensions de sortie souhaitées.

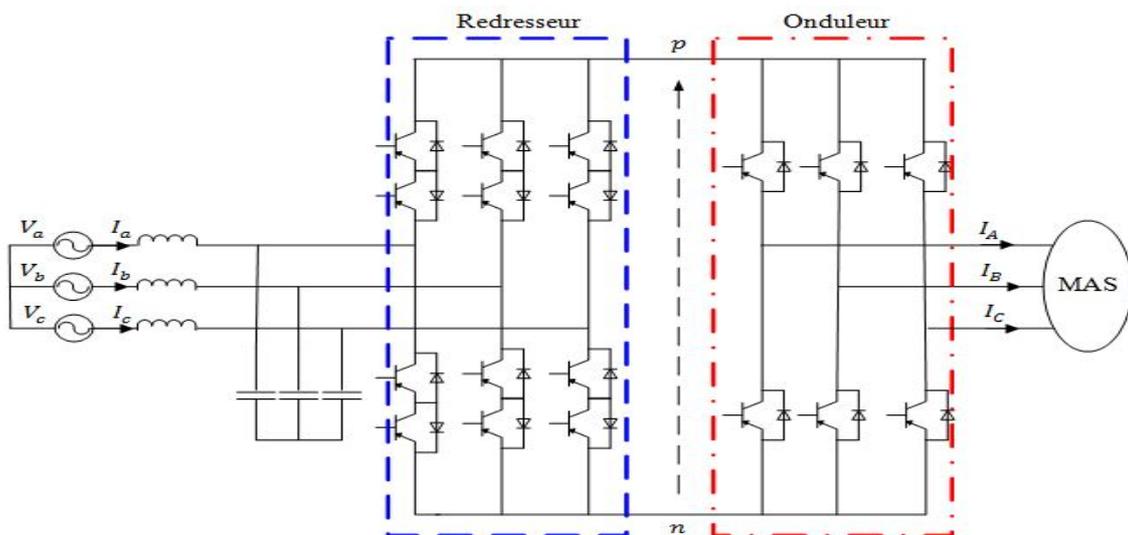


Figure 2-1 : Le convertisseur matriciel indirect

2.2.1. Contrôle de l'étage redresseur :

La partie redresseur du convertisseur matriciel indirect (IMC) est assimilée à un redresseur alimentant une source de courant continu I_p , comme le montre la figure 2-2, il produit non seulement la tension du bus continu à l'étage onduleur mais également doit maintenir les courants d'entrée sinusoïdaux avec la possibilité de contrôler le facteur de puissance [69-72].

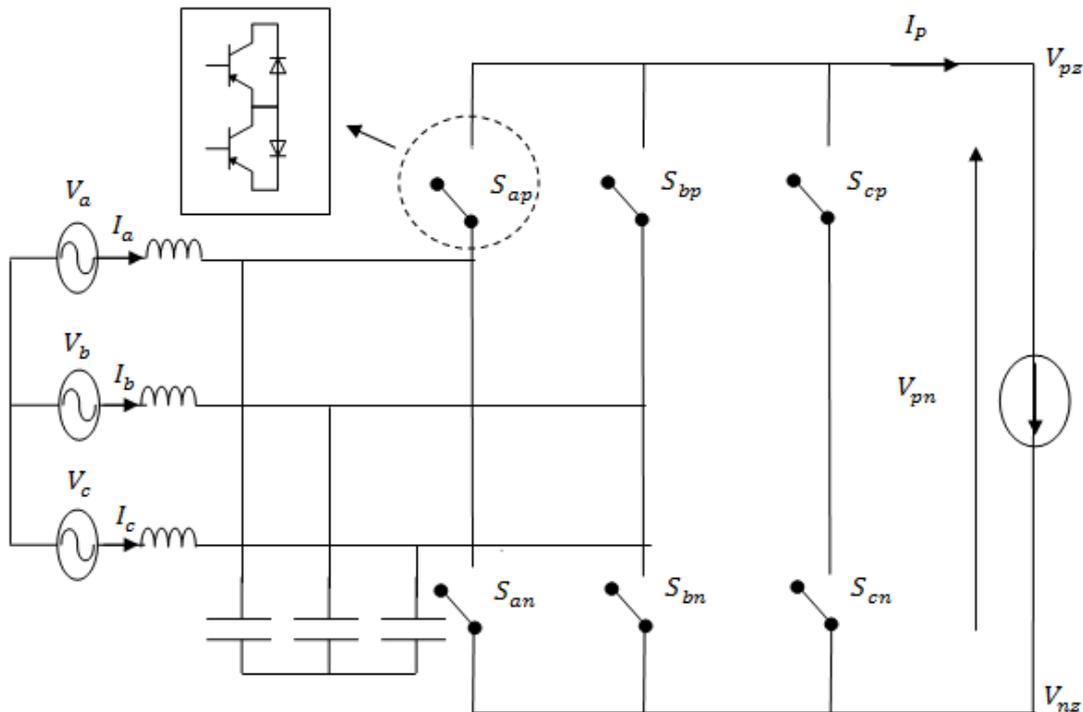


Figure 2-2: Le redresseur du convertisseur matriciel indirect

La transformation complexe des vecteurs instantanés des tensions d'entrée sont exprimées comme suit:

$$V_E = \frac{2}{3} (V_a + aV_b + a^2V_c) = V_x + jV_y \quad (2-1)$$

Avec $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$

La phase de courant d'entrée est obtenue en utilisant les équations suivantes:

$$I_E = I_x + jI_y \quad (2-2)$$

$$I_x = V_x \cos \theta_c - V_y \sin \theta_c \quad (2-3)$$

$$I_y = V_x \sin \theta_c + V_y \cos \theta_c \quad (2-4)$$

θ_c est le déphasage entre le fondamentale de courant de phase d'entrée et la tension simple correspondante.

Par la synchronisation de θ_c avec la tension de phase d'entrée, il est possible d'obtenir tout facteur de puissance d'entrée désiré.

La phase de I_E est donnée par:

$$\arg(I_E) = \theta_{sc} = \arctan\left(\frac{I_y}{I_x}\right) \quad (2-5)$$

Il y a six vecteurs actifs et trois vecteurs nuls, comme le montre la figure 2-3, chacun représentant la connexion des tensions de phase d'entrée aux bornes du bus DC.

Par exemple, le vecteur courant $I_5(c,b)$ représente la connexion de la tension de la phase d'entrée V_c à la borne p et V_b à la borne n .

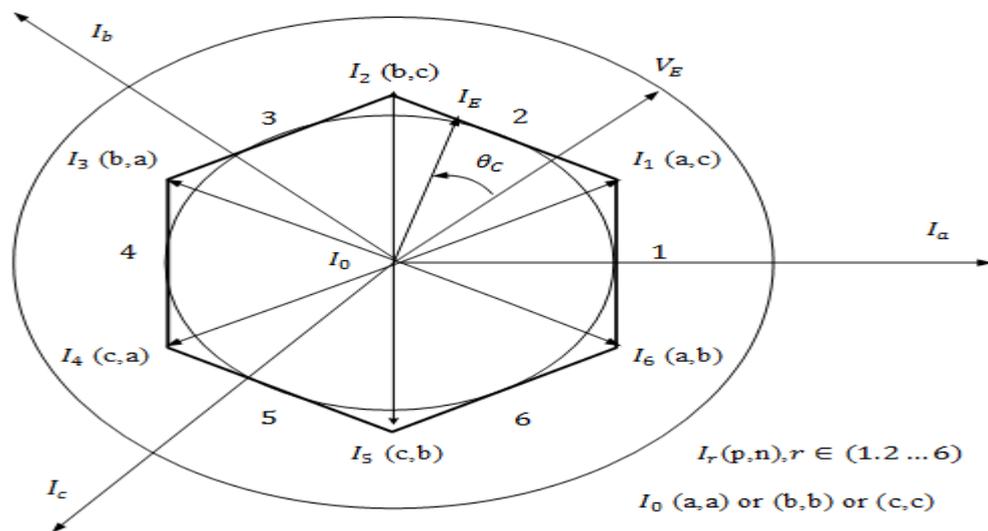


Figure 2-3: Diagramme vectoriel des courants d'entrée

Le tableau suivant présente toutes les combinaisons de commutation valables du redresseur et la tension du bus continu et les courants d'entrée.

Tableau 2-1 : Etats des interrupteurs et vecteurs de commutation du redresseur

| Vecteurs | | $\begin{pmatrix} S_{ap} & S_{bp} & S_{cp} \\ S_{an} & S_{bn} & S_{cn} \end{pmatrix}$ | I_a | I_b | I_c | $ I_E $ | β_E | V_{pn} |
|----------|-------------------------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|--------|--------|--------|------------------|-----------|----------|
| Actifs | (a b) | $\begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix}$ | I_p | $-I_p$ | 0 | $2/\sqrt{3} I_p$ | $-\pi/6$ | V_{ab} |
| | (a c) | $\begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$ | I_p | 0 | $-I_p$ | $2/\sqrt{3} I_p$ | $\pi/6$ | V_{ac} |
| | (b c) | $\begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$ | 0 | I_p | $-I_p$ | $2/\sqrt{3} I_p$ | $\pi/2$ | V_{bc} |
| | (b a) | $\begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{pmatrix}$ | $-I_p$ | I_p | 0 | $2/\sqrt{3} I_p$ | $5\pi/6$ | V_{ba} |
| | (c a) | $\begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{pmatrix}$ | $-I_p$ | 0 | I_p | $2/\sqrt{3} I_p$ | $-5\pi/6$ | V_{ca} |
| | (c b) | $\begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix}$ | 0 | $-I_p$ | I_p | $2/\sqrt{3} I_p$ | $-\pi/2$ | V_{cb} |
| Nuls | (a a) (b b) (c c) | $\begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$ | | | 0 | 0 | 0 | |

Il est maintenant possible de déterminer les grandeurs moyennes produites par le redresseur :

$$\begin{pmatrix} V_{po} \\ V_{on} \end{pmatrix} = (M_{red}) \begin{pmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{pmatrix} \text{ et } \begin{pmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{pmatrix} = (M_{red})^T \begin{pmatrix} I_p \\ -I_p \end{pmatrix} \quad (2-6)$$

Le vecteur de courant de référence peut être synthétisé avec les deux vecteurs adjacents (I_v, I_u) comme le montre la figure 2- 4.

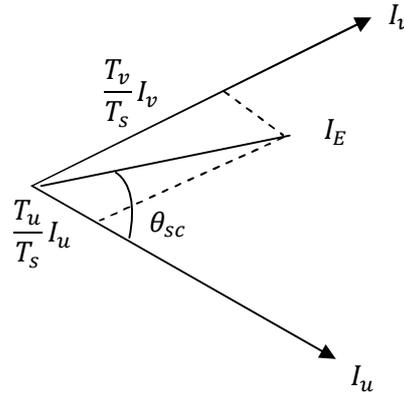


Figure 2-4: Generation du vecteur courant d'entrée de référence

Les rapports cycliques correspondants sont:

$$d_u = \frac{T_u}{T_s} = m_R \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_{sc}\right) \quad (2-7)$$

$$d_v = \frac{T_v}{T_s} = m_R \sin(\theta_{sc}) \quad (2-8)$$

$$d_{ov} = \frac{T_o}{T_s} = 1 - d_u - d_v \quad (2-9)$$

Et la valeur moyenne de la tension continue générée par le redresseur:

$$V_{pn_moy} = \frac{3}{2} V_E m_R \cos(\theta_c) \quad (2-10)$$

m_R : est le taux de modulation

$\cos(\theta_c)$: est le facteur de puissance d'entrée.

$$\text{Pour } m_R = 1 \text{ et } \cos(\theta_c) = 1, V_{pn_moy} = \frac{3}{2} V_E \quad (2-11)$$

Le vecteur nul ne peut pas être utilisé, donc les rapports cycliques sont ajustés comme suit :

$$d_u^R = \frac{d_u}{d_u + d_v} \quad (2-12)$$

$$d_v^R = \frac{d_v}{d_u + d_v} \quad (2-13)$$

2.2.2. Contrôle de l'étage onduleur :

L'onduleur de tension est alimenté par V_{pn} et débite sur une charge inductive comme représente la figure 2-5, il possède huit vecteurs de tension, créant ainsi le diagramme vectoriel dans le plan complexe représenté à la figure 2-6, parmi eux deux sont nuls, présentés dans le tableau 2-2. Évitant les courts circuits du bus DC et les circuits ouverts des phases de la charge inductive [73].

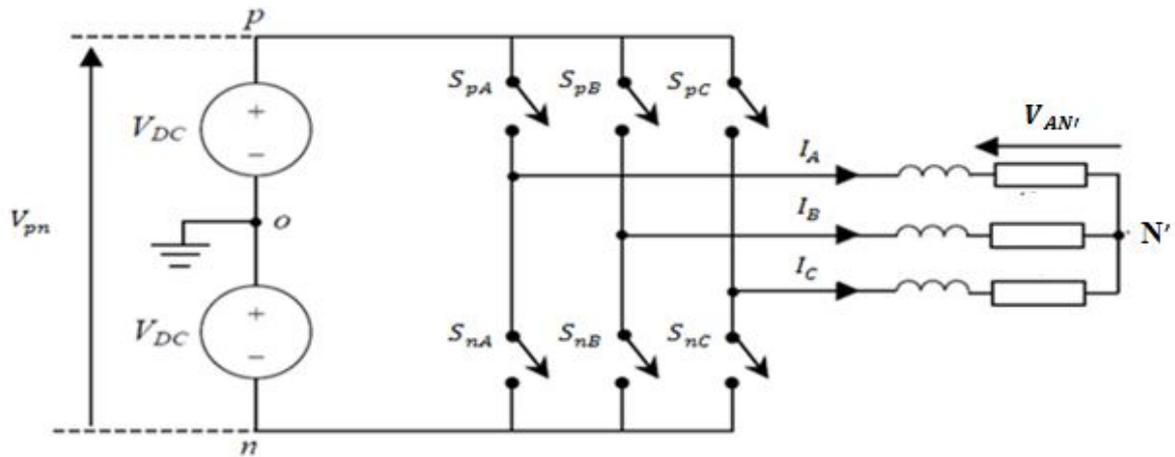


Figure 2-5: L'onduleur du cconvertisseur matriciel indirect

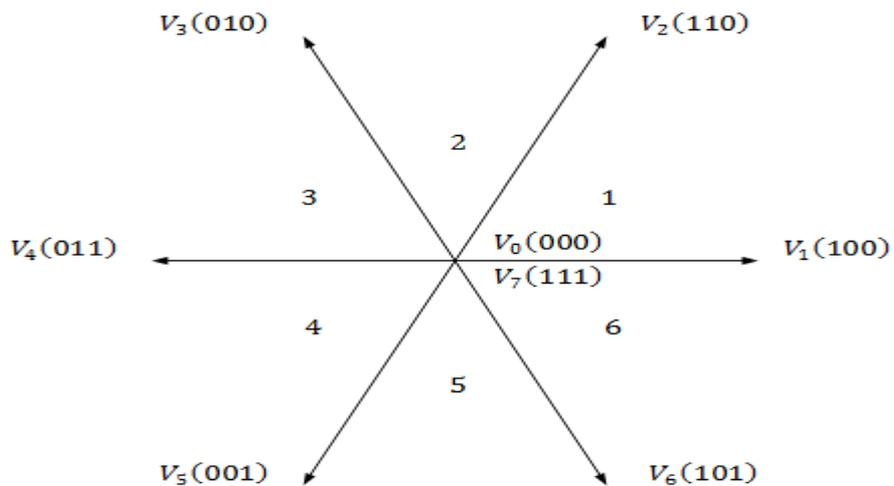


Figure 2-6: Diagramme vectoriel des tensions de sortie

Tableau 2-2 : Etats des interrupteurs et vecteurs de commutation de l'onduleur

| Vecteurs | | $\begin{pmatrix} S_{pA} & S_{pB} & S_{pC} \\ S_{nA} & S_{nB} & S_{nC} \end{pmatrix}$ | $V_{AN'}$ | $V_{BN'}$ | $V_{CN'}$ | $ V_S $ | β_S | I_p |
|----------|----------------|--------------------------------------------------------------------------------------|--------------------------------------------------------|--------------------------------------------------------|---------------------|--------------------|-----------|--------|
| Actifs | V_1 | $\begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \end{pmatrix}$ | $2/3 \cdot V_{pn}$ | $-1/3 \cdot V_{pn}$ | $-1/3 \cdot V_{pn}$ | $2/3 \cdot V_{pn}$ | 0 | I_A |
| | V_2 | $\begin{pmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$ | $1/3 \cdot V_{pn}$ | $1/3 \cdot V_{pn}$ | $-2/3 \cdot V_{pn}$ | $2/3 \cdot V_{pn}$ | $\pi/3$ | $-I_C$ |
| | V_3 | $\begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \end{pmatrix}$ | $-1/3 \cdot V_{pn}$ | $2/3 \cdot V_{pn}$ | $-1/3 \cdot V_{pn}$ | $2/3 \cdot V_{pn}$ | $2\pi/3$ | I_B |
| | V_4 | $\begin{pmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{pmatrix}$ | $-2/3 \cdot V_{pn}$ | $1/3 \cdot V_{pn}$ | $1/3 \cdot V_{pn}$ | $2/3 \cdot V_{pn}$ | π | $-I_A$ |
| | V_5 | $\begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \end{pmatrix}$ | $-1/3 \cdot V_{pn}$ | $-1/3 \cdot V_{pn}$ | $2/3 \cdot V_{pn}$ | $2/3 \cdot V_{pn}$ | $-2\pi/3$ | I_C |
| | V_6 | $\begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix}$ | $1/3 \cdot V_{pn}$ | $-2/3 \cdot V_{pn}$ | $1/3 \cdot V_{pn}$ | $2/3 \cdot V_{pn}$ | $-\pi/3$ | $-I_B$ |
| Nuls | V_0 V_7 | | $\begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \end{pmatrix}$ | $\begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$ | | 0 | | 0 |

Il est maintenant possible de déterminer les grandeurs moyennes produites par l'onduleur :

$$\begin{pmatrix} V_{AO} \\ V_{BO} \\ V_{CO} \end{pmatrix} = (M_{Ond})^T \begin{pmatrix} V_{po} \\ V_{on} \end{pmatrix} \text{ et } \begin{pmatrix} I_p \\ -I_p \end{pmatrix} = (M_{Ond}) \begin{pmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{pmatrix} \quad (2-14)$$

$$V_{AN'} = \frac{2}{3} V_{AO} - \frac{1}{3} V_{BO} - \frac{1}{3} V_{CO} \quad (2-15)$$

$$V_{BN'} = -\frac{1}{3} V_{AO} + \frac{2}{3} V_{BO} - \frac{1}{3} V_{CO} \quad (2-16)$$

$$V_{CN'} = -\frac{1}{3} V_{AO} - \frac{1}{3} V_{BO} + \frac{2}{3} V_{CO} \quad (2-17)$$

La transformation complexe des vecteurs instantanés des tensions de sortie de référence de l'onduleur sont définis comme suit :

$$V_S = \frac{2}{3} (V_{AN'} + aV_{BN'} + a^2V_{CN'}) \quad (2-18)$$

L'onduleur peut être commandé en lui appliquant six vecteurs actifs dans différentes directions, avec une amplitude dépendant de la tension continue fictive actuelle. Le vecteur de la tension de sortie est synthétisé en utilisant ces six combinaisons avec deux combinaisons de vecteurs nuls (000 et/ou 111).

En les imposant successivement avec un rapport cyclique donné, on parvient à produire une trajectoire circulaire pour la valeur moyenne du vecteur de tension de la charge. La vitesse angulaire du vecteur pulsé ainsi que son module doit être maintenus constants pour obtenir des tensions de phase qui sont en moyenne sinusoïdales et équilibrées.

Le vecteur de tension de référence peut être synthétisé avec les deux vecteurs adjacents (V_α, V_β) comme le montre la figure 2-7.

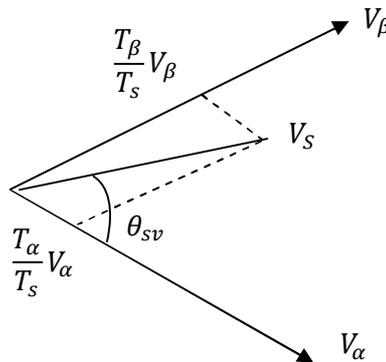


Figure 2-7: Generation du vecteur tension de sortie de référence

Les rapports cycliques d_α et d_β sont donnés par les relations suivantes

$$d_\alpha = \frac{T_\alpha}{T_s} = r \sin\left(\frac{\pi}{6} - \theta_{sv}\right) \quad (2-19)$$

$$d_\beta = \frac{T_\beta}{T_s} = r \sin(\theta_{sv}) \quad (2-20)$$

$$d_{ov} = \frac{T_o}{T_s} = 1 - d_\alpha - d_\beta \quad (2-21)$$

Où : r est le taux de modulation de l'onduleur

$$\text{Avec } r = \frac{\sqrt{3} V_s}{V_{pn_moy}} \quad (2-22)$$

2.2.3. Synchronisation entre les deux étages:

Pour assurer l'opération appropriée du convertisseur, les deux stratégies de modulation doivent être combinées pour produire les commutations du convertisseur par le produit des rapports cycliques.

En sélectionnant les vecteurs appropriés et en déterminant leurs rapports cycliques, le modèle de modulation combine les états de commutation de l'étage redresseur (I_v et I_u) et de l'étage onduleur (V_α , V_β et V_0) uniformément, produisant un schéma de commutation illustré à la figure 2-8.

Considérant un exemple où le vecteur I_E est situé dans le secteur 2 alors que le vecteur V_s est situé dans le secteur 1. Les vecteurs de courant actifs sélectionnés pour l'étage de redressement sont I_1 (I_u) et I_2 (I_v) tandis que les vecteurs de tension V_1 (V_α), V_2 (V_β) et V_0 sont sélectionnés pour la phase d'inversion.

Pour assurer la transition de commutation minimale entre chaque vecteur, les vecteurs de tension sélectionnés sont disposés dans une séquence de commutation double: $V_0 - V_2 - V_1 - V_0 - V_0 - V_2 - V_1 - V_0$, mais avec des moitiés inégales de la séquence de commutation du redresseur: $I_{1ac} - I_{2bc}$. En se référant à la figure 2-8, l'intervalle de temps pour chaque vecteur dans cette séquence de commutation peut être déterminé en utilisant les équations suivantes:

$$t_{1r} = d_v^R \cdot T_s \quad (2-23)$$

$$t_1 = 0.5 \cdot d_v^R \cdot d_0 \cdot T_s \quad (2-24)$$

$$t_2 = d_v^R \cdot d_\beta \cdot T_s \quad (2-25)$$

$$t_3 = d_v^R \cdot d_\alpha \cdot T_s \quad (2-26)$$

$$t_4 = 0.5 \cdot d_u^R \cdot d_0 \cdot T_s \quad (2-27)$$

$$t_5 = d_u^R \cdot d_\beta \cdot T_s \quad (2-28)$$

$$t_6 = d_u^R \cdot d_\alpha \cdot T_s \quad (2-29)$$

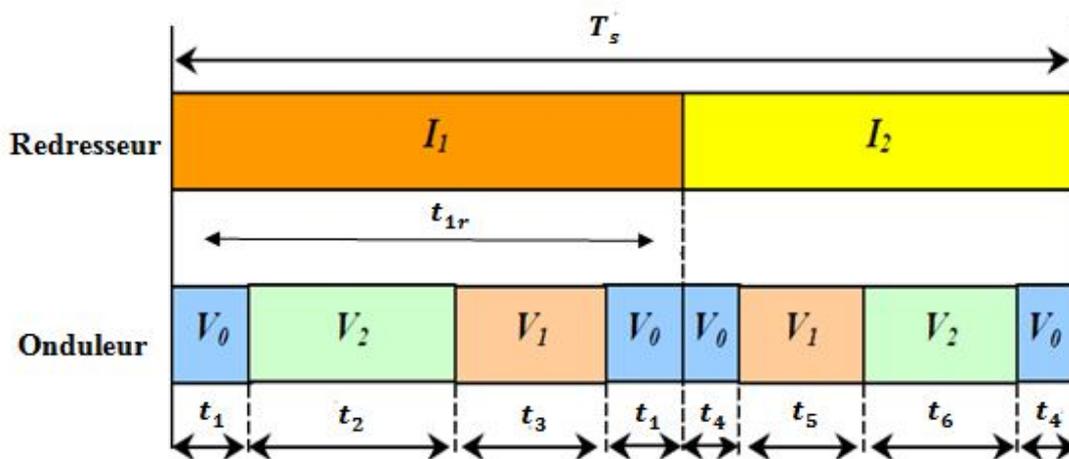


Figure 2-8: Le schéma de commutation du convertisseur matriciel indirect

2.3. Résultats et interprétations :

Une étude par simulation numérique du comportement dynamique du convertisseur IMC est réalisée. Ce convertisseur alimente une charge R-L triphasée équilibrée à partir d'une source de tension triphasée.

Les paramètres de simulation sont :

Valeur efficace des tensions d'entrée : 220V ; inductance du filtre d'entrée : 0.4mH ; capacité du filtre d'entrée : 25.4 μ F ; résistance de filtre : 1 Ω ; résistance de la charge : 10 Ω ; inductance de charge : 10mH ; fréquence d'entrée : 50Hz ; fréquence de sortie : 50Hz ; fréquence du hachage : 10kHz.

La figure 2-9 représente les caractéristiques d'une tension simple de sortie. Le taux de modulation r , permet un réglage linéaire de l'amplitude jusqu'à $r_f=0.87$, et le taux d'harmonique diminue quand le taux de modulation r augmente.

La figure 2-10 et la figure 2-11 représentent la tension composée et simple d'une phase de sortie ainsi que son spectre harmonique. Nous constatons que les harmoniques de rang faible sont tous nuls. La figure 2-12 représente le courant de charge ainsi que son spectre harmonique ; il a une forme quasiment sinusoïdale. La figure 2-13 montre la tension et le courant d'entrée du convertisseur, qui sont en phase, ce qui confirme la possibilité du convertisseur matriciel indirect de fonctionner à facteur de puissance unitaire.

La forme d'onde montrée dans la figure.2-14 est la tension du bus continu. En raison de l'annulation du vecteur courant nul, la tension du circuit intermédiaire générée par l'étage de redressement ne comprend pas les niveaux de tension nuls, de sorte que la valeur moyenne de la tension du circuit intermédiaire, V_{pn_moy} , n'est pas constante.

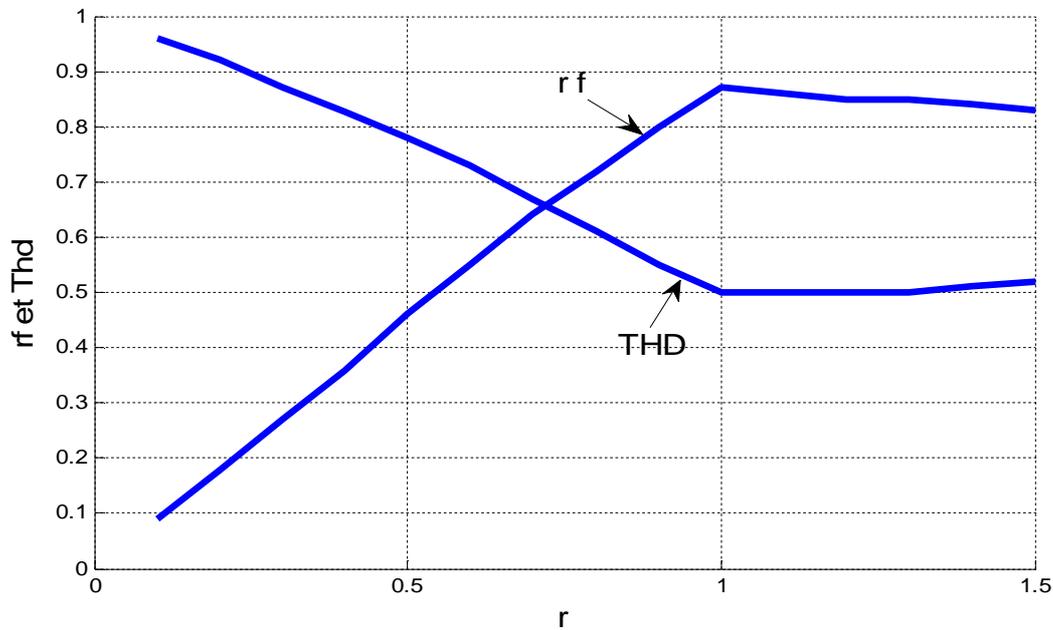


Figure 2-9 : Caractéristiques du taux harmonique thd et rf en fonction du taux de modulation r

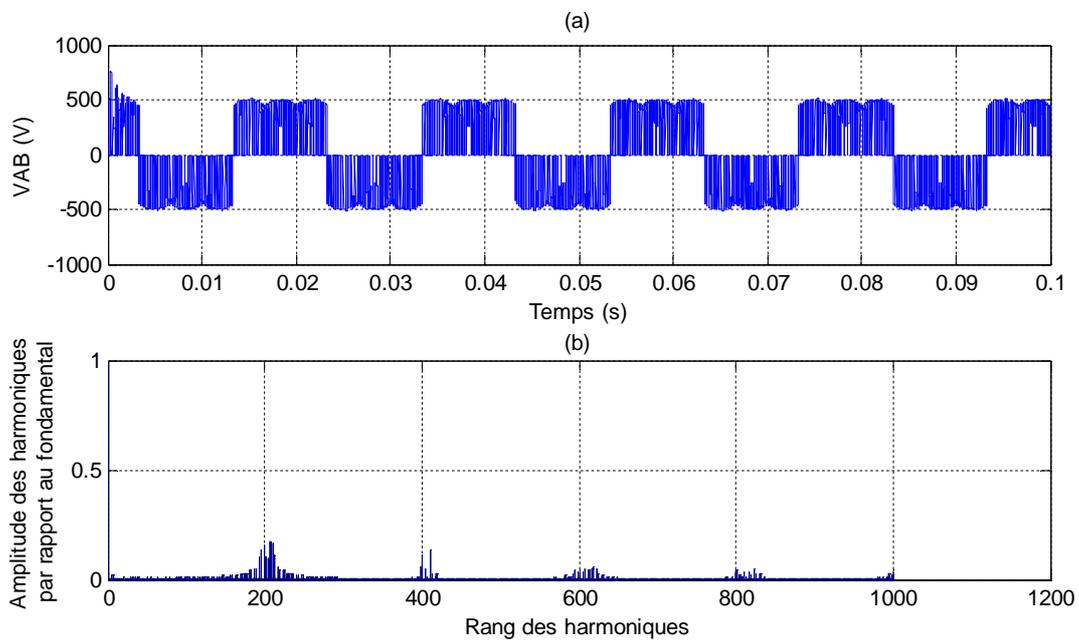


Figure 2-10 : (a) : Tension composée de sortie (b) : Spectre harmonique de la tension de sortie

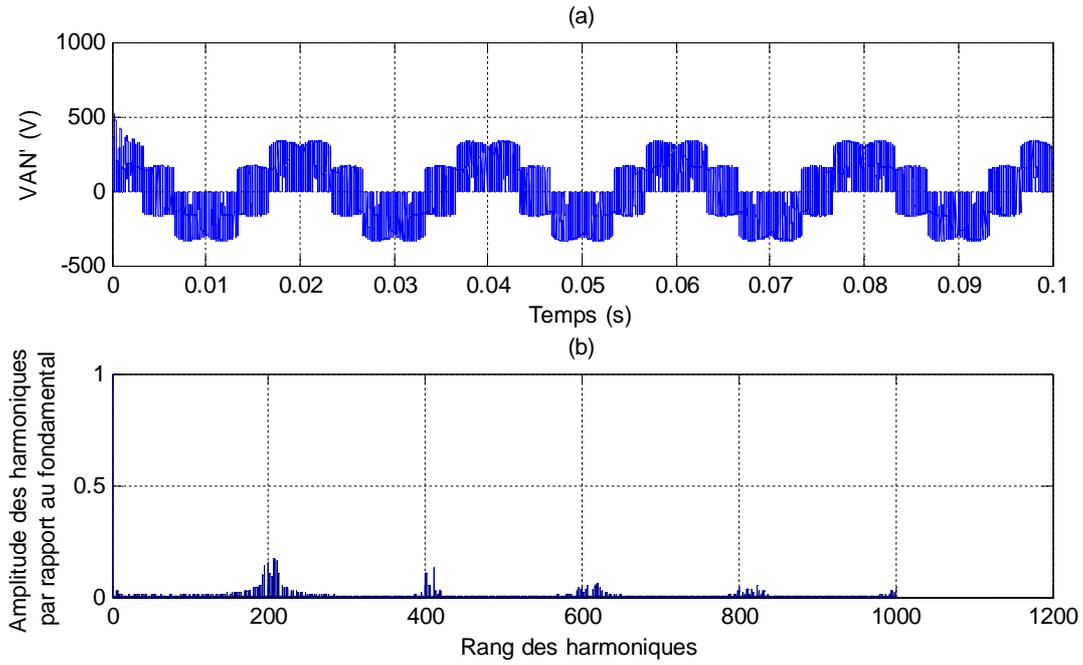


Figure 2-11 : (a) : Tension simple de sortie (b) : Spectre harmonique de la tension de sortie

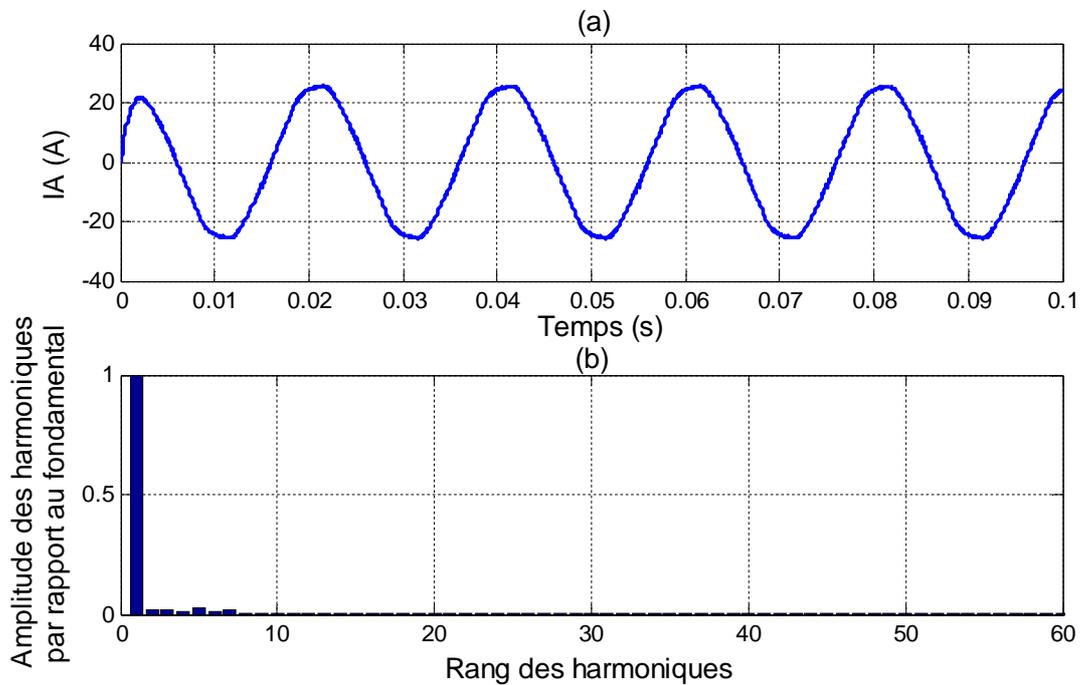


Figure 2-12 : (a) Courant de phase de sortie, (b) Spectre harmonique du courant de sortie

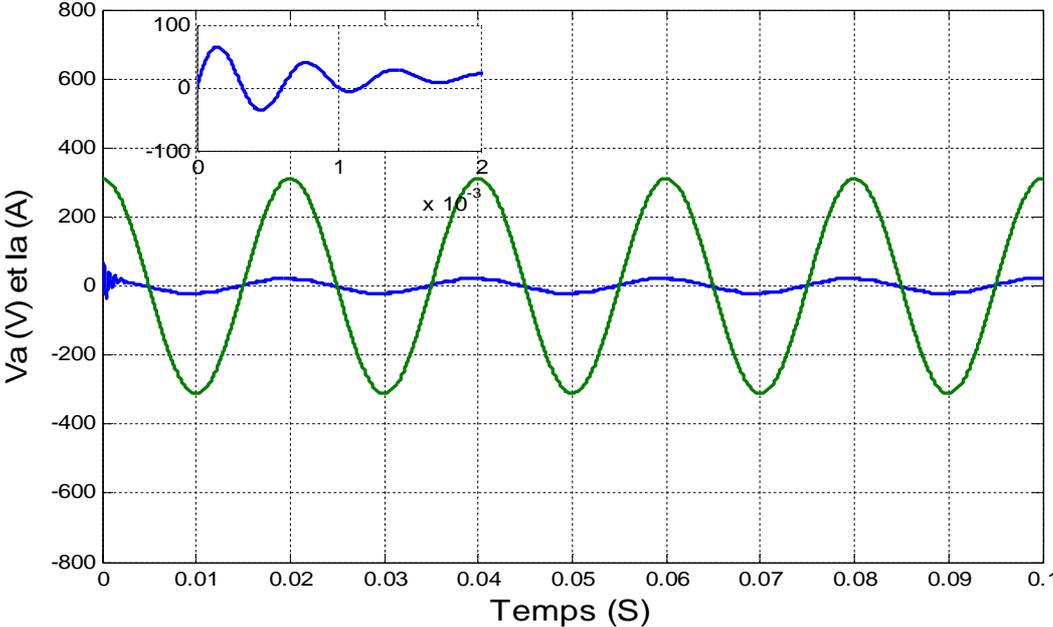


Figure 2-13 : Tension et courant d'entrée

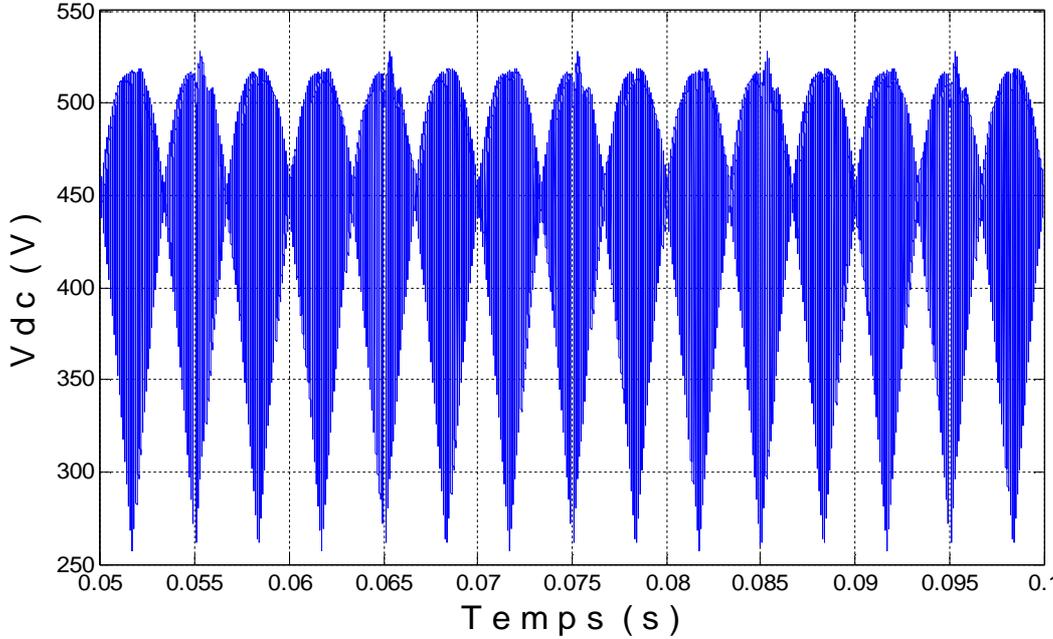


Figure 2-14 : Tension du bus continu

2.4. Principes généraux sur la commande directe de couple :

La commande directe de couple (DTC, *direct torque control*) d'une machines asynchrones est basée sur la détermination « directe » de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension. Ce choix généralement basé sur l'utilisation de régulateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir ici l'amplitude du flux stator et du couple électromagnétique. Ce type de stratégie se classe donc dans la catégorie de la commande en amplitude,

2.4.1. Contrôle du vecteur flux statorique : A partir de l'équation de la tension statorique dans un repère $(\alpha \beta)$ lié au stator, le flux statorique peut être obtenu par l'équation suivante [61] :

$$V_S = R_S I_S + \frac{d\varphi_S}{dt} \quad (2-30)$$

$$\varphi_S = \int_0^T (V_S - R_S I_S) dt + \varphi(0) \quad (2-31)$$

On peut déduire qu'entre deux commutations le vecteur de flux s'écrit :

$$\varphi_S(t) = \varphi_S(0) + T V_S - \int_0^T R_S I_S dt \quad (2-32)$$

Si on néglige la chute de tension $R_S I_S$ on aura :

$$\varphi_S(t) = \varphi_S(0) + V_S T \quad (2-33)$$

On peut constater que le vecteur de flux φ_S suit parfaitement le vecteur tension V_S . On peut alors contrôler le vecteur φ_S à partir du vecteur tension V_S .

Si on considère que l'expression du couple est :

$$T_{em} = p \frac{L_m}{\sigma L_S L_r} \varphi_S \varphi_r \sin \gamma \quad (2-34)$$

Alors le couple dépend des vecteurs de flux φ_S et φ_R et de leur position relative. Si on arrive à contrôler parfaitement les deux composantes de flux φ_S et φ_R à partir du vecteur tension V_S , on peut alors commander le couple électromagnétique de la machine à condition que la période de contrôle soit assez petite. En choisissant une séquence appropriée des vecteurs tension de l'onduleur, l'extrémité du vecteur flux peut suivre correctement la trajectoire désirée. Pour fonctionner avec un module du flux pratiquement constant, il suffit de choisir une trajectoire presque circulaire pour l'extrémité du vecteur flux. Cela n'est possible que si la période de

contrôle, est très faible devant la période de rotation du flux. En plus la composante du flux des vecteurs de tension appliqués, doit être minimale et au contraire celle de la composante du couple doit être maximale. Ainsi les vecteurs appliqués changent la position du flux avec une amplitude presque constante. La figure ci-dessous donne un éclaircissement de l'évolution du flux sur un transitoire de commande [74].

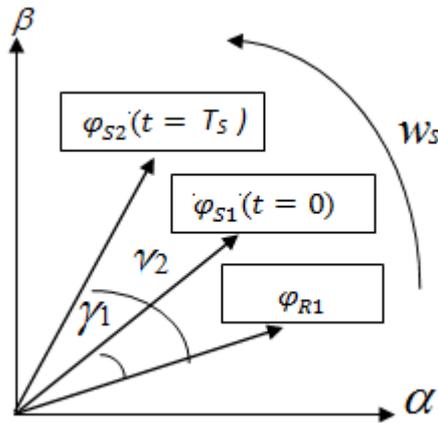


Figure 2-15 : Evolution des flux

Pour bien voir l'évolution de vecteur de flux φ_s en fonction du vecteur tension V_s , on constate dans l'intervalle de commutation $[0, T_s]$, que l'extrémité du vecteur φ_s se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur V_s sélectionné pendant T_s

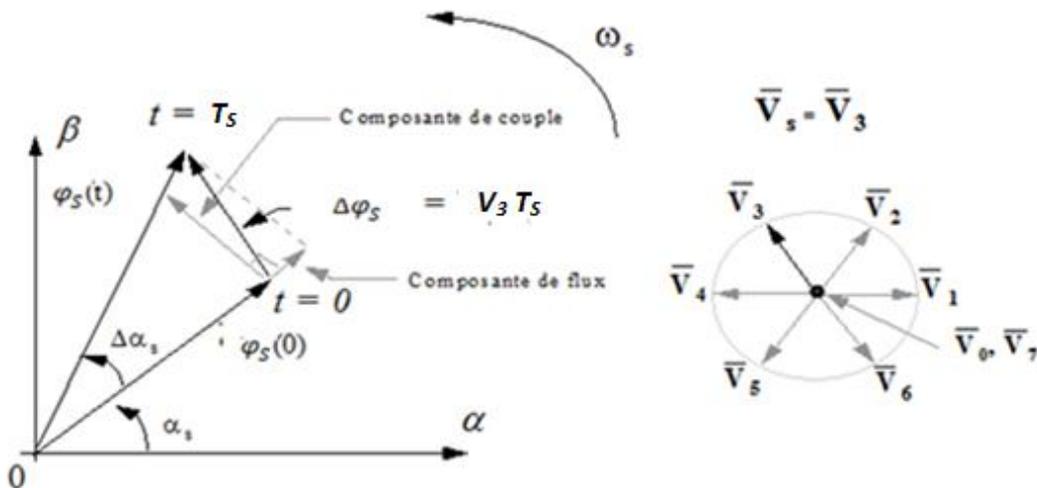


Figure 2-16 : Exemple d'évolution du flux φ_s en fonction de V_s

2.4.2. Régulation du flux statorique :

Pour obtenir de bonnes performances dynamiques, le choix d'un contrôleur à hystérésis à deux niveaux semble être la solution la plus simple et la mieux adaptée à la commande directe du couple.

La sortie du contrôleur de flux, donnée par la variable booléenne C_φ , indique les dépassements supérieur et inférieur de l'amplitude du flux. Ainsi, le comparateur à hystérésis à deux niveaux, permet de détecter les dépassements de la bande de contrôle et de respecter la relation $|\varphi_s^* - \varphi_s| < \Delta\varphi_s$, $\Delta\varphi_s$ où représente la bande d'hystérésis du contrôleur.

Le choix du vecteur tension à appliquer dépend du signe de l'erreur entre le flux de référence φ_s^* et le flux estimé φ_s . Lorsque le vecteur flux se trouve dans le secteur d'indice i , les vecteurs tension V_{i+1} ou V_{i-1} sont choisis afin d'augmenter l'amplitude du flux, et les vecteurs tensions V_{i+2} ou V_{i-2} sont choisis pour la diminuer [75].

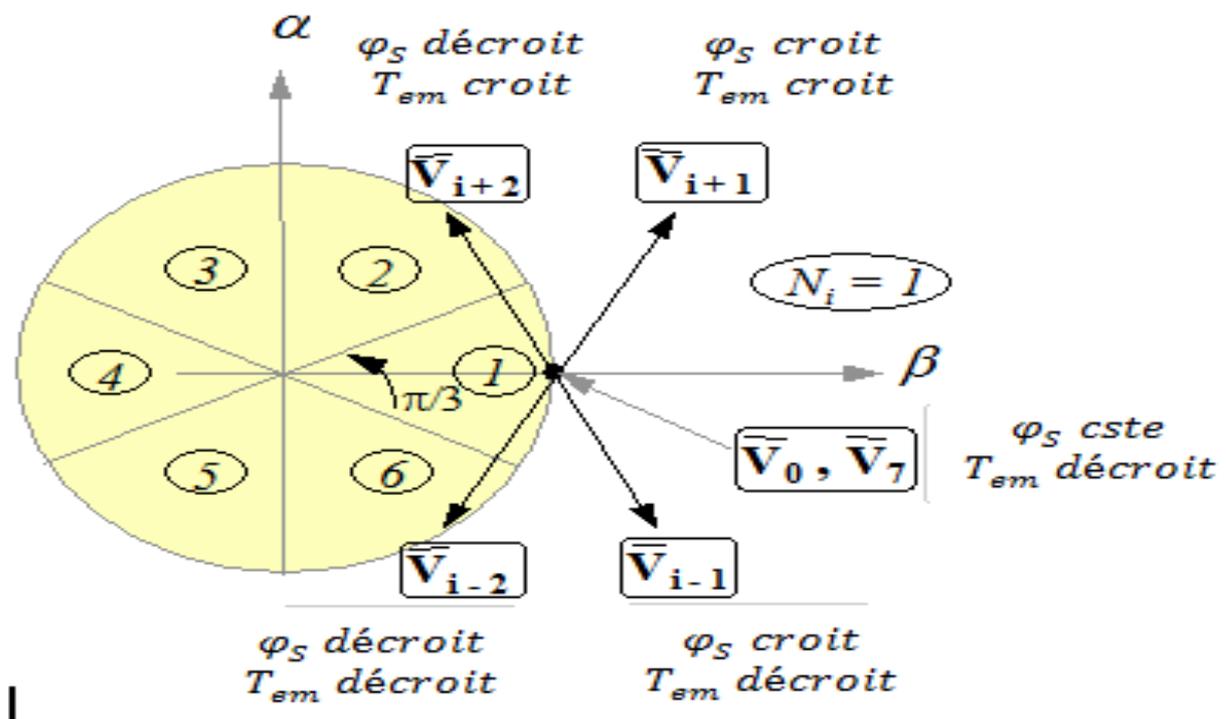


Figure 2-17 : Effets de la sélection du vecteur tension sur le couple et le flux statorique

Il est maintenant facile de voir que selon la position du flux statorique dans le plan, un choix approprié du vecteur tension permet d'augmenter ou de diminuer l'amplitude du flux statorique ou le couple indépendamment l'un de l'autre. Le choix de V_s dépend ainsi de la variation désirée pour le module du flux statorique, et de l'évolution souhaitée pour sa vitesse de rotation donc pour le couple. Le but est de maintenir l'extrémité du vecteur φ_s dans une couronne circulaire.

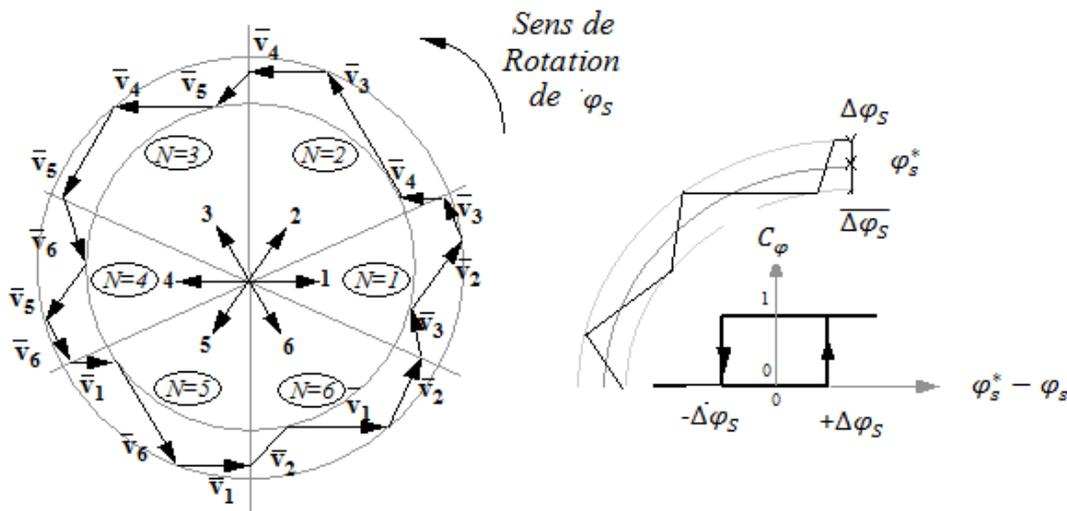


Figure 2-18 : Correcteur à hystérésis du flux et sélection des vecteurs tensions correspondants

2.4.3. Régulation du couple électromagnétique :

La régulation du couple électromagnétique est possible grâce à deux types de contrôleurs à hystérésis, un comparateur à hystérésis à deux niveaux ou à trois niveaux. Le contrôleur à deux niveaux présente l'avantage de la simplicité. Cependant, le contrôleur à trois niveaux permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation.

Le correcteur du couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites $|T_{em}^* - T_{em}| < \Delta T_{em}$ avec T_{em}^* est le couple de référence et ΔT_{em} est la bande d'hystérésis [76-77].

2.4.4. Table de sélection des vecteurs tension de l'onduleur :

La table de commutation de la structure de contrôle permet de sélectionner le vecteur tension approprié à chaque instant d'échantillonnage en fonction de l'état des comparateurs de flux et de couple et du secteur où se trouve le vecteur flux statorique.

Tableau 2-3 : Commutation de la DTC

| | | | | | | |
|-------------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| C_φ | 1 | 1 | 1 | -1 | -1 | -1 |
| C_T | 1 | 0 | -1 | 1 | 0 | -1 |
| $N(1)$ | V_2 | V_7 | V_6 | V_3 | V_0 | V_5 |
| $N(2)$ | V_3 | V_0 | V_1 | V_4 | V_7 | V_6 |
| $N(3)$ | V_4 | V_7 | V_2 | V_5 | V_0 | V_1 |
| $N(4)$ | V_5 | V_0 | V_3 | V_6 | V_7 | V_2 |
| $N(5)$ | V_6 | V_7 | V_4 | V_1 | V_0 | V_3 |
| $N(6)$ | V_1 | V_0 | V_5 | V_2 | V_7 | V_4 |

La figure suivante illustre la structure générale de la Commande Directe du Couple

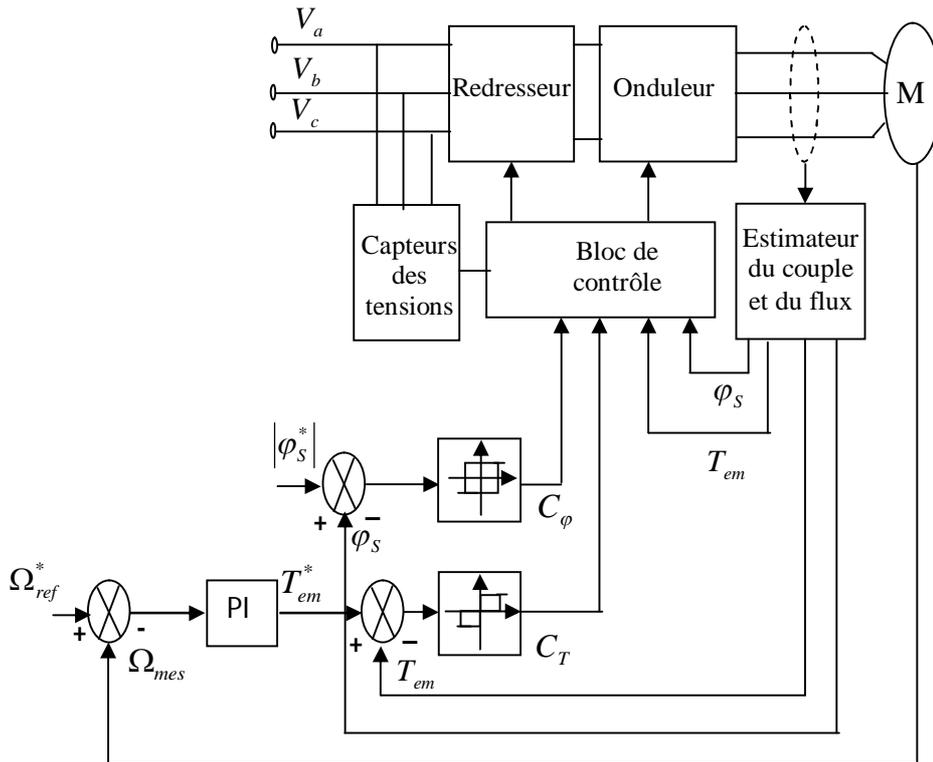


Figure 2-19 : Schéma bloc de la commande directe du couple

Le régulateur de vitesse PI permet de calculer la valeur du couple de référence à partir de la vitesse de référence et de la vitesse mesurée (voir l'annexe B).

2.4.5. Estimation des grandeurs :

En mode de fonctionnement normal, seul le courant sur deux phases du moteur et la tension sont relevés.

2.4.6. Estimation du flux statorique :

L'amplitude du flux statorique est estimée à partir de ses composantes suivant les axes $(\alpha \beta)$, soit :

$$\varphi_S(t) = \varphi_{S\alpha} + j\varphi_{S\beta} \quad (2-35)$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\varphi_S = \sqrt{\varphi_{S\alpha}^2 + \varphi_{S\beta}^2} \quad (2-36)$$

Avec :

$$\varphi_{S\alpha} = \int_0^T (V_{S\alpha} - R_S I_{S\alpha}) dt \quad (2-37)$$

$$\varphi_{S\beta} = \int_0^T (V_{S\beta} - R_S I_{S\beta}) dt \quad (2-38)$$

Les composantes du vecteur courant $I_{S\alpha}$ et $I_{S\beta}$ sont obtenues à partir de la transformation de Concordia des courants de ligne mesurés :

$$I_S = I_{S\alpha} + jI_{S\beta} \quad (2-39)$$

$$I_{S\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_{SA} \quad (2-40)$$

$$I_{S\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (I_{SB} - I_{SC}) \quad (2-41)$$

On reconstitue les composantes du vecteur tension $V_{S\alpha}$ et $V_{S\beta}$ à partir de la mesure de la tension côté continu et de la connaissance des états des interrupteurs, en utilisant les relations suivantes :

$$V_{S\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{pn} (S_A - \frac{1}{2}(S_B + S_C)) \quad (2-42)$$

$$V_{S\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} V_{pn} (S_B - S_C) \quad (2-43)$$

$$I_{S\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (I_{SB} - I_{SC}) \quad (2-44)$$

Cette méthode d'estimation du flux statorique présente l'avantage de la simplicité, pour les hautes et moyennes vitesses. Cependant, pour les basses vitesses, la résistance statorique devient un paramètre prépondérant, et des problèmes de dérive et d'instabilité de l'intégrale peuvent surgir.

2.4.7. Estimation du couple électromagnétique :

L'estimation du couple électromagnétique de la machine est possible grâce aux composantes du flux estimées et aux mesures des courants de ligne, en utilisant l'équation suivante :

$$T_{em} = p(\varphi_{s\alpha}I_{s\beta} - \varphi_{s\beta}I_{s\alpha}) \quad (2-45)$$

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

2.5. Résultats de simulation :

Un test de simulation est effectué pour la validation du contrôle proposé. Le système se compose d'un moteur à induction triphasé, 220V, 50Hz, 1.5kW avec convertisseur matriciel indirect à deux niveaux.

La vitesse du moteur de référence passe de 100 rad / s à -100 rad / s comme le montre la figure 2-20, il est évident que la vitesse du rotor suit parfaitement sa référence.

La figure 2.21 représente la réponse de couple en cas de changements brusques du couple de charge à l'instant $t = 0,32s$ avec une valeur de 5Nm, et à l'instant $t = 1,6 s$ avec une valeur de -5Nm. Le couple monte à 10 Nm pour le mode d'accélération, puis il est ramené à la valeur du couple de charge. En mode décélération: la réponse du couple descend à -10 Nm, puis ramenée à -5Nm. Le couple électromagnétique montre une très bonne réponse, avec un dépassement de 30% de la valeur du couple de charge.

La figure 2-22 et la figure 2-23 représentent la réponse du flux du stator, il est clair que le flux suit sa valeur de référence (0,7 Wb), et la trajectoire de l'extrémité du flux est pratiquement circulaire ce qui confirme que l'amplitude de ce vecteur est maintenue.

La figure 2-24 montre la forme d'onde du courant de la ligne d'entrée filtrée et la tension simple correspondante. Le courant de ligne est en phase avec la tension, confirmant la validité de la stratégie de contrôle qui permet un fonctionnement à facteur de puissance d'entrée unitaire.

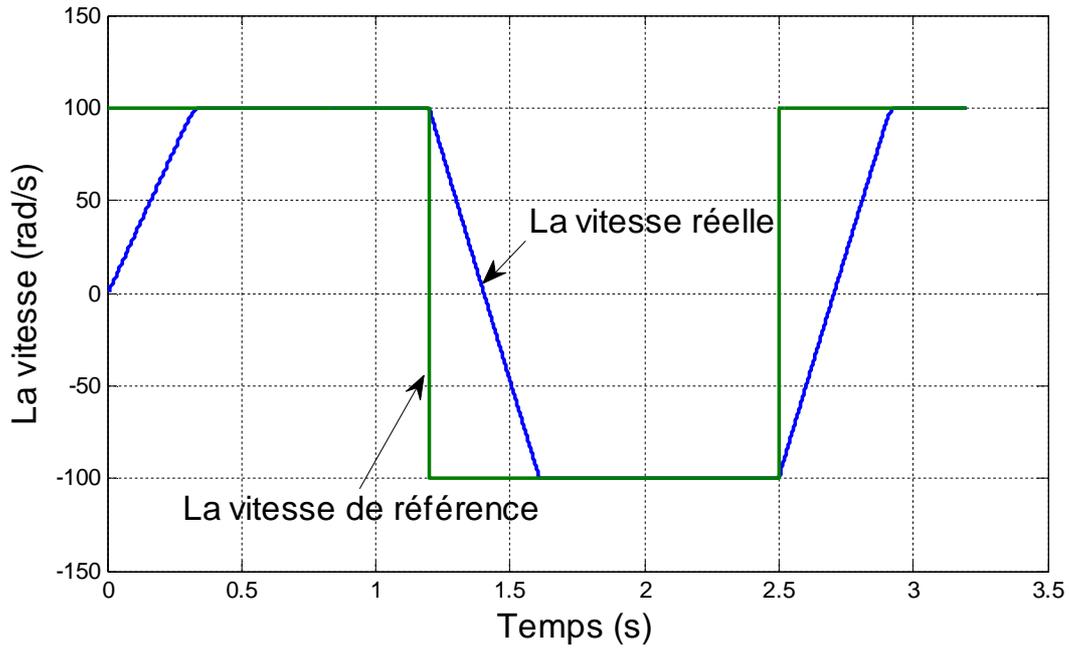


Figure 2-20 : La vitesse réelle et la vitesse de référence

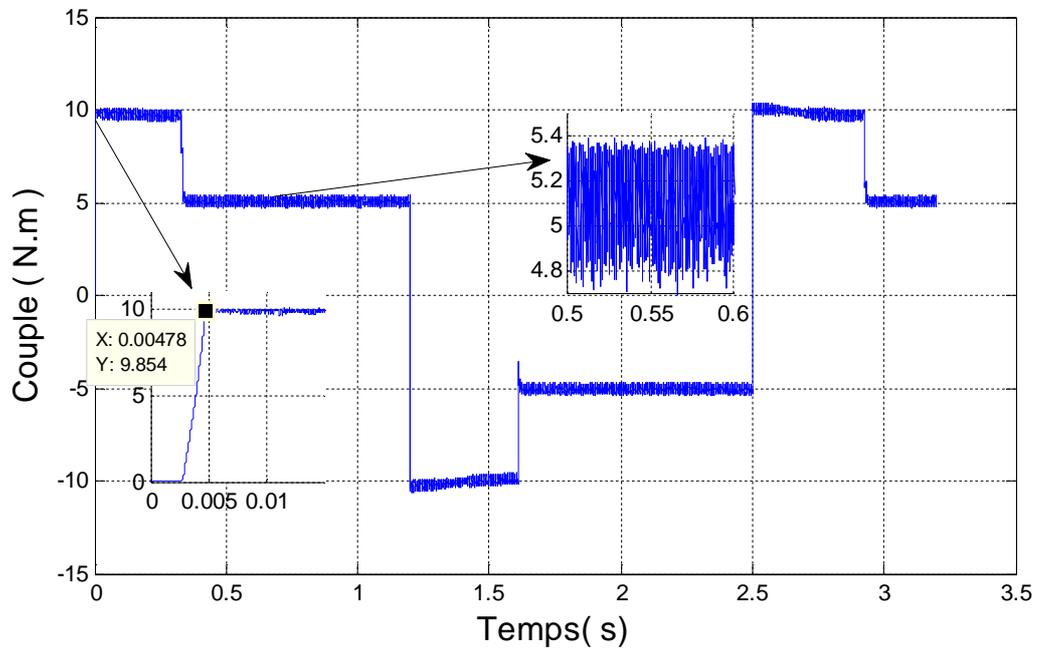


Figure 2-21 : Couple de la machine

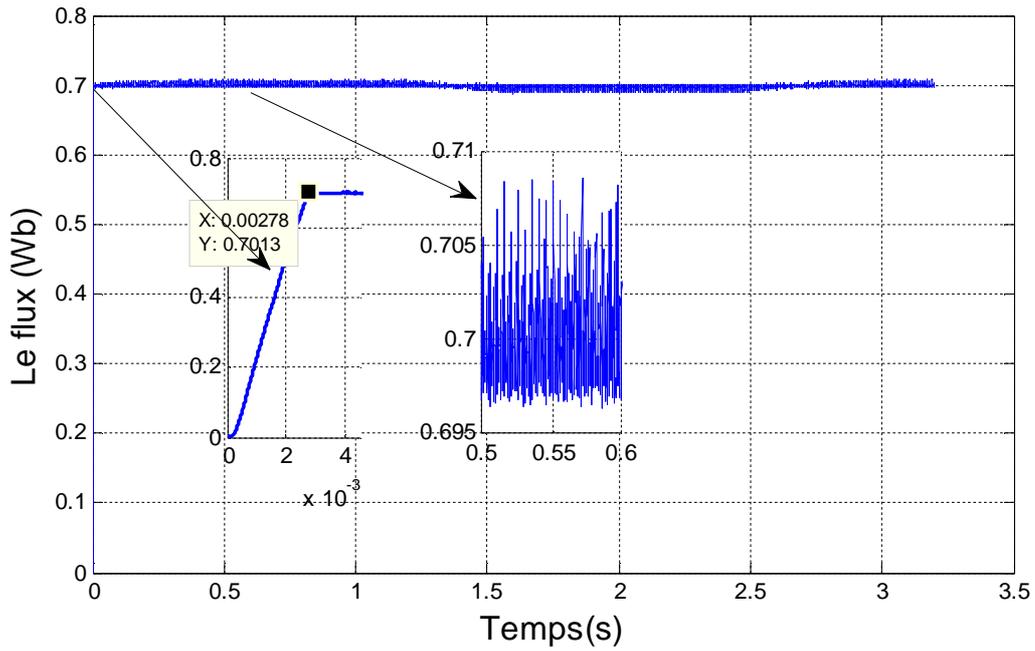


Figure 2-22 : Le Flux

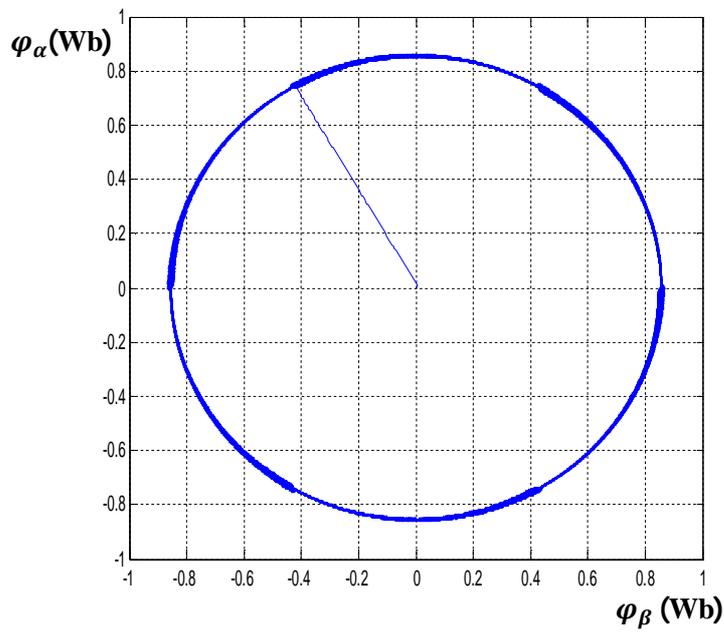


Figure 2-23 : La trajectoire circulaire du flux (ϕ_α en fonction de ϕ_β)

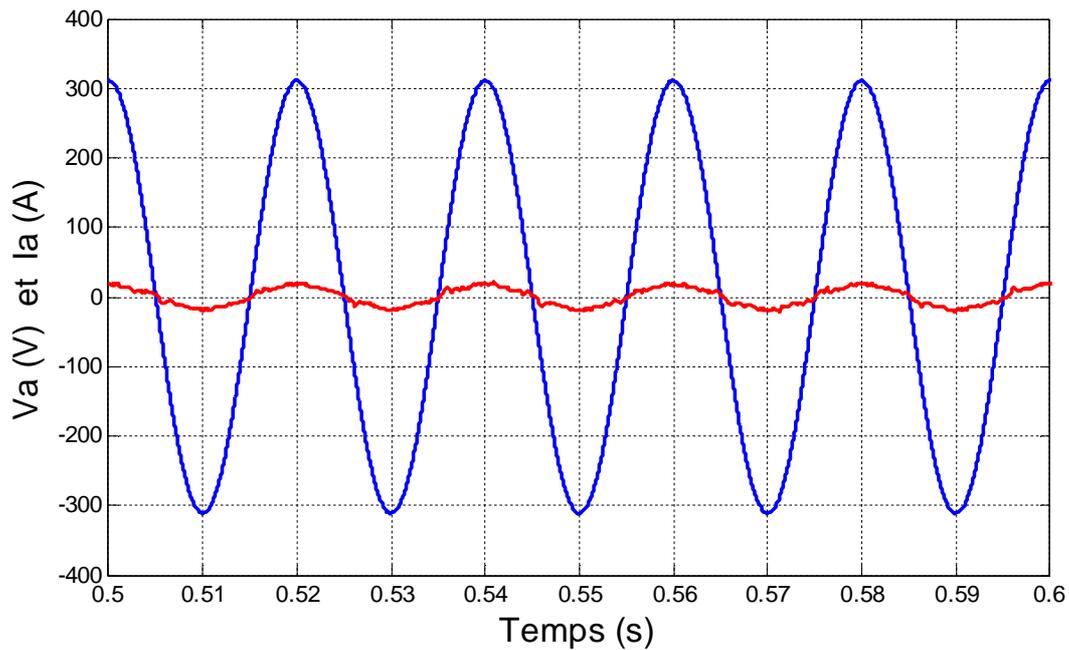


Figure 2-24 : Le courant et la tension côté réseau

2.6. Conclusion :

La stratégie de modulation indirecte (ISVM) est utilisée pour contrôler le convertisseur matriciel indirect, donnant un contrôle total à la fois du vecteur tension de sortie et du facteur de puissance d'entrée.

Nous avons présenté aussi le contrôle de couple direct d'un moteur à induction basé sur un convertisseur matriciel indirect. L'utilisation de la stratégie DTC avec l'onduleur de l'IMC permet d'obtenir simultanément les avantages des deux méthodes. Les avantages sont les suivants: réponse rapide au contrôle du couple, capacité de régénération, petit volume et longue durée de vie.

Le redresseur est contrôlé par la stratégie de modulation vectorielle (SVM) et assure un transfert de puissance bidirectionnel afin d'obtenir le facteur de puissance d'entrée souhaité et d'améliorer la forme d'onde du courant d'entrée.

Convertisseur matriciel direct

CHAPITRE 3: CONVERTISSEUR MATRICIEL DIRECT

3.1. Introduction :

Le convertisseur matriciel direct a été développé comme une technique prometteuse pour la conversion directe AC-AC. Utiliser les commutateurs bidirectionnels entièrement contrôlés pour connecter directement les entrées aux sorties, la topologie du convertisseur matriciel est capable de générer des tensions de sortie variables d'une alimentation en tension alternative rigide. Le convertisseur matriciel est également capable de générer des courants d'alimentation sinusoïdaux et un facteur de puissance d'entrée réglable, quelle que soit la charge [78].

Plus important encore, le retrait de l'élément de stockage d'énergie permet à la topologie du convertisseur de matriciel d'avoir une conception plus compacte, ce qui constitue un avantage dans des applications telles que l'aérospatiale.

En appliquant une stratégie de modulation appropriée, telle que la modulation vectorielle, le convertisseur matriciel direct est capable de générer des formes d'onde d'entrée et de sortie sinusoïdales de haute qualité.

Les topologies de convertisseur matriciel présentent certains inconvénients. En plus de nécessiter un grand nombre de dispositifs à semi-conducteurs de puissance, la tension de charge maximale du convertisseur de matriciel est limitée à 86% de la tension d'alimentation.

Les avantages significatifs du convertisseur de matriciel ont encouragé des recherches approfondies dans la mise en œuvre de la topologie. Différentes techniques ont été proposées pour maintenir la qualité de la tension de charge et le rapport de transfert de tension maximal de la topologie du convertisseur de matriciel, même pendant les perturbations côté alimentation [79].

Dans la première partie de ce chapitre, nous utilisons la MLI vectorielle, connu et utilisé traditionnellement pour la commande des onduleurs, a été étendu aux convertisseurs matriciels.

Et contrairement aux entraînements électriques utilisant un onduleur triphasé à deux niveaux, Nous présentons la commande directe du couple pour une machine asynchrone alimentée par convertisseur matriciel direct, En plus du contrôle du couple et du flux obtenus avec la

commande DTC appliquée à un onduleur triphasé à deux niveaux, l'application de convertisseur matriciel permet de contrôler une variable supplémentaire. Ici c'est le facteur de puissance en entrée qui est maintenu égal à 1 [80].

3.2. Convertisseur matriciel direct:

Le convertisseur matriciel, présenté à la figure 3-1, c'est un convertisseur direct, totalement réversible. La dénomination directe découle du fait que ce convertisseur ne possède pas aucun étage de stockage intermédiaire dans la chaîne de conversion. Il convertit un réseau triphasé en un autre réseau triphasé de fréquence et d'amplitude variable. Il est apte à connecter chaque phase d'entrée à chaque phase de sortie, par l'intermédiaire de neuf interrupteurs quatre segments à commutation forcé.

Ce convertisseur permet à la fois une absorption et génération sinusoidale des courants réseaux et une consommation nulle de la puissance réactive [81].

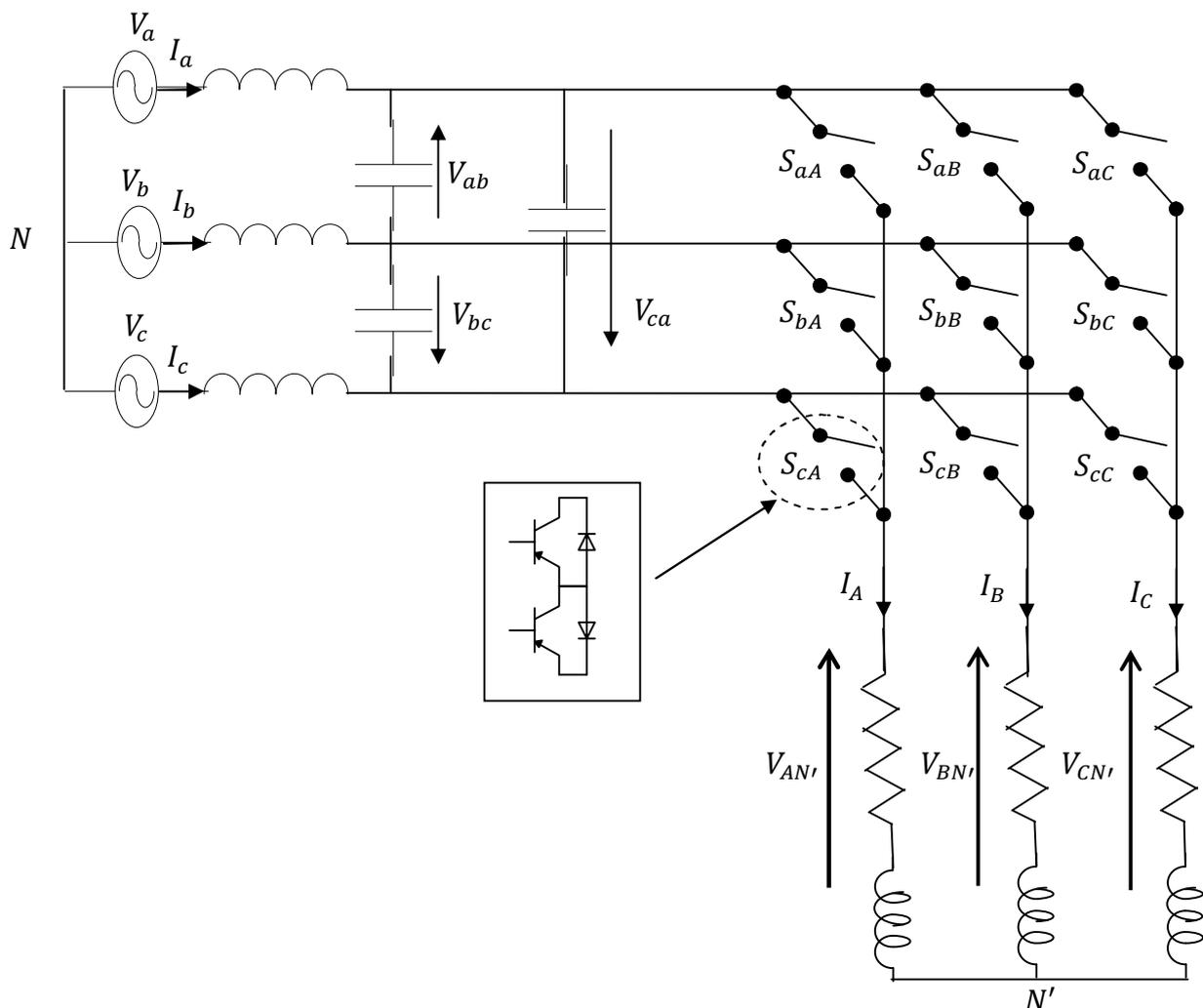


Figure 3-1 : Le convertisseur matriciel direct

3.3. La modulation vectorielle pour le convertisseur matriciel direct :

3.3.1. Représentation des grandeurs de référence dans le plan vectoriel:

En appliquant les équations (3-1) et (3-2), il est possible de construire le vecteur tension de sortie référence V_S , et le vecteur de références des courants d'entrée I_E dans le plan complexe.

$$V_S = \frac{2}{3} (V_{AN'} + aV_{BN'} + a^2V_{CN'}) = |V_S|e^{j\alpha_S} \quad (3-1)$$

$$I_E = \frac{2}{3} (i_a + ai_b + a^2i_c) = |I_E|e^{j\beta_E} \quad (3-2)$$

$$\text{Avec } a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$$

Les vecteurs de références V_S et I_E ont une amplitude ($|V_S|$ et $|I_E|$), un angle (α_S, β_E) et fréquence (vitesse de rotation dans l'espace vectoriel) définis par leur consigne [21].

3.3.2. Représentation des états du convertisseur matriciel dans le plan vectoriel:

Le fonctionnement du convertisseur matriciel impose un seul interrupteur passant par phase de sortie, cela conduit à 27 états possibles pour les interrupteurs du convertisseur.

En appliquant de nouveau les équations (3-1) et (3-2), il est possible de déterminer le vecteur de tension de sortie et courant d'entrée pour chaque état des interrupteurs du convertisseur matriciel. Ce dernier possède 27 configurations possibles qui répondent aux règles de connexion utilisées dans l'électronique de puissance, et ces configurations peuvent être classées en trois catégories qui sont définies comme suit :

Groupe 01 :

Constitué de 18 combinaisons, ce groupe crée des vecteurs ayant une direction fixe (angles constants décalé de 120) mais avec une amplitude qui varie avec les tensions d'entrée et/ou les courants de sortie. Ces combinaisons résultent de l'utilisation d'une seule tension composée d'entrée. Elles sont donc générées par la connexion de deux phases de sortie à un même potentiel d'entrée.

Groupe 02 :

Constitué de 3 états, ce groupe crée une roue libre sur la charge. Ces combinaisons sont générées par la connexion des trois de sortie sur la même phase d'entrée, engendrant des tensions de sortie et des courants d'entrée nuls.

Groupe 03 :

Les six dernières combinaisons sont produites par la connexion de chacune des phases de sortie sur une phase d'entrée distincte (par exemple A sur a, B sur b et C sur c). Ces états engendrent la création de vecteurs tournants d'amplitude constante. La maîtrise de ces vecteurs est plus complexe que ceux des deux premiers groupes. Ils ne sont pas utilisés dans la modulation vectorielle.

Parmi les 27 configurations possibles du convertisseur matriciel, seulement 21 vecteurs, qui peuvent être utilisés dans l'algorithme de la modulation vectorielle. En les imposant successivement avec un rapport cyclique donné, on parvient à produire une trajectoire circulaire pour la valeur moyenne de la tension de la charge et du courant d'entrée du convertisseur matriciel.

Les 18 configurations déterminant le vecteur tension de sortie V_S et celui de courant d'entrée I_E , ayant des directions fixes, comme montrés dans le tableau (3-1) sont appelées configurations actives. L'amplitude de ces vecteurs dépend des valeurs instantanées des tensions d'entrée composées et des courants de sortie de ligne respectivement.

Les trois configurations déterminent les vecteurs zéros des courants d'entrée et des tensions de sortie et sont appelées configurations zéros.

Les six combinaisons restantes ont chaque phase de sortie connectée différemment à une phase d'entrée, dans ce cas, les vecteurs tension de sortie et courant d'entrée ont des directions variables et ne peuvent pas être utilisées pour synthétiser les vecteurs de référence.

Plusieurs stratégies de commande basées sur la technique SVM ont été proposées dans la littérature pour le convertisseur matriciel. Dans notre commande proposée, seuls les configurations actives et zéros sont utilisés.

A n'importe quel période d'échantillonnage T_S , le vecteur tension de sortie V_S et l'angle de déplacement β_E du courant d'entrée sont connus comme quantités de référence.

Les figures (3-2) (3-3) et montrent les vecteurs de la tension sortie et du courant d'entrée qui correspondent aux 18 configurations actives et aux 3 configurations zéro, ainsi elles indiquent la façon dont le plan de Gauss est divisée en secteurs ou chaque plan est divisé en six secteurs.

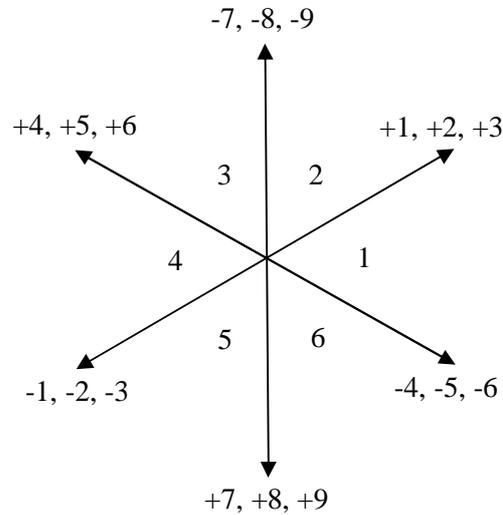


Figure 3-2 : Vecteurs tension de sortie pour les configurations actives et le zéro

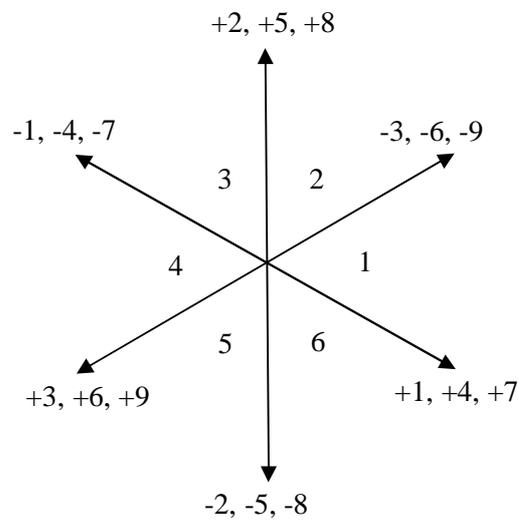


Figure 3-3 : Vecteurs courant d'entrée pour les configurations actives et le zéro

Dans le convertisseur matriciel, le but de l'algorithme de commande de la technique SVM est de générer le vecteur de sortie désiré V_S et l'angle de phase β_E du vecteur courant d'entrée sur lequel le facteur de puissance d'entrée dépend.

Tableau 3-1: Les différentes configurations utilisées dans la SVM

| Configurations | Interrupteurs en conduction | V_S | α_S | I_E | β_E |
|----------------|-----------------------------|--------------|------------|------------------|-----------|
| +1 | S_{aA} S_{bB} S_{bC} | $2/3V_{ab}$ | $\pi/6$ | $2/\sqrt{3}I_A$ | $-\pi/6$ |
| -1 | S_{bA} S_{aB} S_{aC} | $-2/3V_{ab}$ | $\pi/6$ | $-2/\sqrt{3}I_A$ | $-\pi/6$ |
| +2 | S_{bA} S_{cB} S_{cC} | $2/3V_{bc}$ | $\pi/6$ | $2/\sqrt{3}I_A$ | $\pi/2$ |
| -2 | S_{cA} S_{bB} S_{bC} | $-2/3V_{bc}$ | $\pi/6$ | $-2/\sqrt{3}I_A$ | $\pi/2$ |
| +3 | S_{cA} S_{aB} S_{aC} | $2/3V_{ca}$ | $\pi/6$ | $2/\sqrt{3}I_A$ | $7\pi/6$ |
| -3 | S_{aA} S_{cB} S_{cC} | $-2/3V_{ca}$ | $\pi/6$ | $-2/\sqrt{3}I_A$ | $7\pi/6$ |
| +4 | S_{bA} S_{aB} S_{bC} | $2/3V_{ab}$ | $5\pi/3$ | $2/\sqrt{3}I_B$ | $-\pi/6$ |
| -4 | S_{aA} S_{bB} S_{aC} | $-2/3V_{ab}$ | $5\pi/3$ | $-2/\sqrt{3}I_B$ | $-\pi/6$ |
| +5 | S_{cA} S_{bB} S_{cC} | $2/3V_{bc}$ | $5\pi/3$ | $2/\sqrt{3}I_B$ | $\pi/2$ |
| -5 | S_{bA} S_{cB} S_{bC} | $-2/3V_{bc}$ | $5\pi/3$ | $-2/\sqrt{3}I_B$ | $\pi/2$ |
| +6 | S_{aA} S_{cB} S_{aC} | $2/3V_{ca}$ | $5\pi/3$ | $2/\sqrt{3}I_B$ | $7\pi/6$ |
| -6 | S_{cA} S_{aB} S_{cC} | $-2/3V_{ca}$ | $5\pi/3$ | $-2/\sqrt{3}I_B$ | $7\pi/6$ |
| +7 | S_{bA} S_{bB} S_{aC} | $2/3V_{ab}$ | $3\pi/2$ | $2/\sqrt{3}I_C$ | $-\pi/6$ |
| -7 | S_{aA} S_{aB} S_{bC} | $-2/3V_{ab}$ | $3\pi/2$ | $-2/\sqrt{3}I_C$ | $-\pi/6$ |
| +8 | S_{cA} S_{cB} S_{bC} | $2/3V_{bc}$ | $3\pi/2$ | $2/\sqrt{3}I_C$ | $\pi/2$ |
| -8 | S_{bA} S_{bB} S_{cC} | $-2/3V_{bc}$ | $3\pi/2$ | $-2/\sqrt{3}I_C$ | $\pi/2$ |
| +9 | S_{aA} S_{aB} S_{cC} | $2/3V_{ca}$ | $3\pi/2$ | $2/\sqrt{3}I_C$ | $7\pi/6$ |
| -9 | S_{cA} S_{cB} S_{aC} | $-2/3V_{ca}$ | $3\pi/2$ | $-2/\sqrt{3}I_C$ | $7\pi/6$ |
| 0_a | S_{aA} S_{aB} S_{aC} | 0 | - | 0 | - |
| 0_b | S_{bA} S_{bB} S_{bC} | 0 | - | 0 | - |
| 0_c | S_{cA} S_{cB} S_{cC} | 0 | - | 0 | - |
| - | S_{aA} S_{bB} S_{cC} | - | - | - | - |
| - | S_{aA} S_{cB} S_{bC} | - | - | - | - |
| - | S_{bA} S_{aB} S_{cC} | - | - | - | - |
| - | S_{bA} S_{cB} S_{aC} | - | - | - | - |
| - | S_{cA} S_{aB} S_{bC} | - | - | - | - |
| - | S_{cA} S_{bB} S_{aC} | - | - | - | - |

3.3.3. Détermination des configurations correspondantes :

En principe, l'algorithme de la modulation vectorielle est basé sur la sélection de quatre configurations actives, appliquées à des temps appropriés sur chaque cycle de la période d'échantillonnage T_s . Les configurations zéro sont appliquées par la suite pour compléter le reste de la période.

Quel que soit le secteur des vecteurs de référence, chacune des références peut être construite à l'aide de six vecteurs adjacents. L'utilisation d'un vecteur adjacent non commun aux deux diagrammes engendre une perturbation au sein de la grandeur construite par le diagramme. Par conséquent, il est impératif de synthétiser les grandeurs de références à l'aide des quatre vecteurs adjacents communs aux deux diagrammes.

Afin d'expliquer l'algorithme, on fait référence à la figure (3-4) et (3-5), où on prend par exemple, quand V_s est dans le secteur (1), les configurations +1, +2, +3, -4, -5 et -6 peuvent être utilisées pour le composer. Si, au même instant, I_E se situe dans le secteur (1), il peut être synthétisé par les vecteurs -3, -6, -9, +1, +4 et +7. Pour composer les deux vecteurs simultanément, seuls les vecteurs 1, 3, 4 et 6 sont communs et seront donc utilisés. Quant au choix du signe des vecteurs à appliquer, il est défini par le produit des signes générés par le sens du vecteur dans les deux diagrammes. Par exemple pour le vecteur 3, le diagramme en tension indique un signe positif tandis que celui en courant un négatif, par conséquent, le vecteur utilisé sera le -3. Donc les qui seront utilisés sont : -3, +6, +1 et -4.

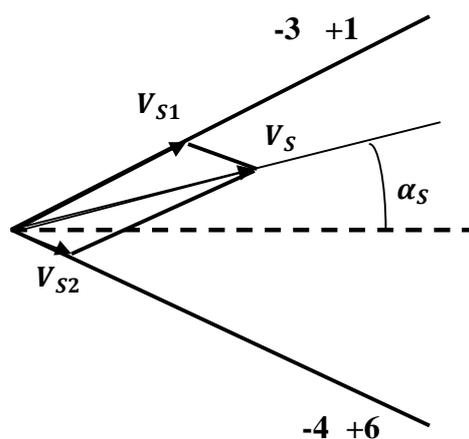


Figure 3-4 : Génération du vecteur tension de sortie de référence.

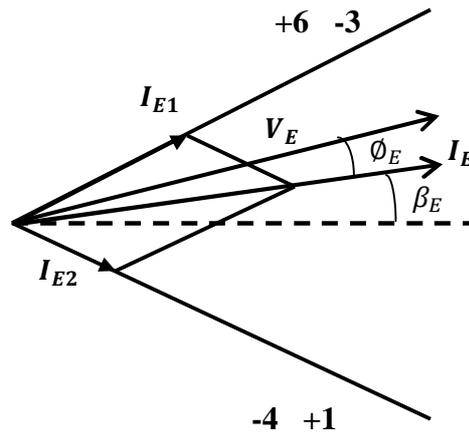


Figure 3-5 : Génération du vecteur courant d'entrée de référence.

En utilisant la même procédure, il est possible de déterminer les quatre configurations reliées à n'importe quelle combinaison du secteur tension de sortie et du secteur courant d'entrée. Les résultats sont ramenés au tableau suivant :

Tableau 3-2 : Les différentes configurations utilisées dans la SVM

| $K_i \backslash K_v$ | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 |
|----------------------|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|
| 1 | -3 +1 +6 -4 | +9 -7 -3 +1 | -6 +4 +9 -7 | +3 -1 -6 +4 | -9 +7 +3 -1 | +6 -4 -9 +7 |
| 2 | +2 -3 -5 +6 | -8 +9 +2 -3 | +5 -6 -8 +9 | -2 +3 +5 -6 | +8 -9 -2 +3 | -5 +6 +8 -9 |
| 3 | -1 +2 +4 -5 | +7 -8 -1 +2 | -4 +5 +7 -8 | +1 -2 -4 +5 | -7 +8 +1 -2 | +4 -5 -7 +8 |
| 4 | +3 -1 -6 +4 | -9 +7 +3 -1 | +6 -4 -9 +7 | -3 +1 +6 -4 | +9 -7 -3 +1 | -6 +4 +9 -7 |
| 5 | -2 +3 +5 -6 | +8 -9 -2 +3 | -5 +6 +8 -9 | +2 -3 -5 +6 | -8 +9 +2 -3 | +5 -6 -8 +9 |
| 6 | +1 -2 -4 +5 | -7 +8 +1 -2 | +4 -5 -7 +8 | -1 +2 +4 -5 | +7 -8 -1 +2 | -4 +5 +7 -8 |
| | I II III IV |

Maintenant, il est possible d'écrire sous une forme générale les équations de base de l'algorithme SVM qui satisfont en même temps aux exigences pour le vecteur de tension de sortie de référence et l'angle de déplacement d'entrée. Ces équations peuvent être écrites comme suit:

$$V_{S1} = V_S^I d^I + V_S^{II} d^{II} = \frac{2}{\sqrt{3}} V_S \cos(\tilde{\alpha}_S - \frac{\pi}{3}) e^{j[(K_v-1)\frac{\pi}{3} + \frac{\pi}{6}]} \quad (3-4)$$

$$V_{S2} = V_S^{III} d^{III} + V_S^{IV} d^{IV} = \frac{2}{\sqrt{3}} V_S \cos(\tilde{\alpha}_S + \frac{\pi}{3}) e^{j[(K_v-1)\frac{\pi}{3} - \frac{\pi}{6}]} \quad (3-5)$$

$$(I_E^I d^I + I_E^{II} d^{II}) \cdot j I_E e^{j\tilde{\beta}_E} = 0 \quad (3-6)$$

$$(I_E^{III} d^{III} + I_E^{IV} d^{IV}) \cdot j I_E e^{j\tilde{\beta}_E} = 0 \quad (3-7)$$

$$d^I = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_S \cos(\tilde{\alpha}_S - \frac{\pi}{3}) \cos(\tilde{\beta}_E - \frac{\pi}{3})}{V_E \cos(\varphi_E)} = \frac{t^I}{T_s} \quad (3-8)$$

$$d^{II} = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_S \cos(\tilde{\alpha}_S - \frac{\pi}{3}) \cos(\tilde{\beta}_E + \frac{\pi}{3})}{V_E \cos(\varphi_E)} = \frac{t^{II}}{T_s} \quad (3-9)$$

$$d^{III} = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_S \cos(\tilde{\alpha}_S + \frac{\pi}{3}) \cos(\tilde{\beta}_E - \frac{\pi}{3})}{V_E \cos(\varphi_E)} = \frac{t^{III}}{T_s} \quad (3-10)$$

$$d^{IV} = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_S \cos(\tilde{\alpha}_S + \frac{\pi}{3}) \cos(\tilde{\beta}_E + \frac{\pi}{3})}{V_E \cos(\varphi_E)} = \frac{t^{IV}}{T_s} \quad (3-11)$$

I, II, III, IV : le nombre des configurations de commutation

$d^I, d^{II}, d^{III}, d^{IV}$: Les rapports cycliques des quatre configurations actives.

$K_v=1..6$: secteur de tension de sortie.

$K_i=1..6$: secteur de courant d'entrée.

$\frac{V_S}{V_E} = r$: Taux de modulation.

$\tilde{\alpha}_S, \tilde{\beta}_E$: sont respectivement les angles entre les vecteurs V_S et I_E avec le milieu du secteur dans lequel il se trouve et différent de α_o et β_E .

Les limites de ces angles sont données par ce qui suit :

$$-\frac{\pi}{6} < \tilde{\alpha}_S < +\frac{\pi}{6}, -\frac{\pi}{6} < \tilde{\beta}_E < +\frac{\pi}{6} \quad (3-12)$$

En plus, pour la faisabilité de la stratégie de contrôle, la somme des valeurs absolues des quatre rapports cycliques doit être inférieure à l'unité, comme suite :

$$|d^I| + |d^{II}| + |d^{III}| + |d^{IV}| \leq 1 \quad (3-13)$$

3.4. Résultats et interprétations :

Afin de montrer le comportement dynamique du convertisseur matriciel direct (MC), une simulation numérique a été réalisée.

Les paramètres de simulation sont :

Valeur efficace des tensions d'entrée : 220V ; inductance du filtre d'entrée : 0.4mH ; capacité du filtre d'entrée : 25.4µF ; résistance de filtre : 1Ω ; résistance de la charge : 10Ω ; inductance de charge : 10mH ; fréquence d'entrée : 50Hz ; fréquence de sortie : 50Hz ; fréquence du hachage : 10kHz.

La figure 3-6 représente les caractéristiques d'une tension simple de sortie. Le taux de modulation r , permet un réglage linéaire de l'amplitude jusqu'à $r_f=0.87$, et le taux d'harmonique diminue quand le taux de modulation r augmente.

La figure 3-7 et la figure 3-8 représentent la tension composée et simple d'une phase de sortie ainsi que son spectre harmonique. Nous constatons que les harmoniques de rang faible sont tous nuls. La figure 3.9 représente le courant de charge ainsi que son spectre harmonique ; il a une forme quasiment sinusoïdale. La figure 3.10 montre la tension et le courant d'entrée du convertisseur, qui sont en phase, ce qui confirme la possibilité du convertisseur matriciel direct de fonctionner à facteur de puissance unitaire.

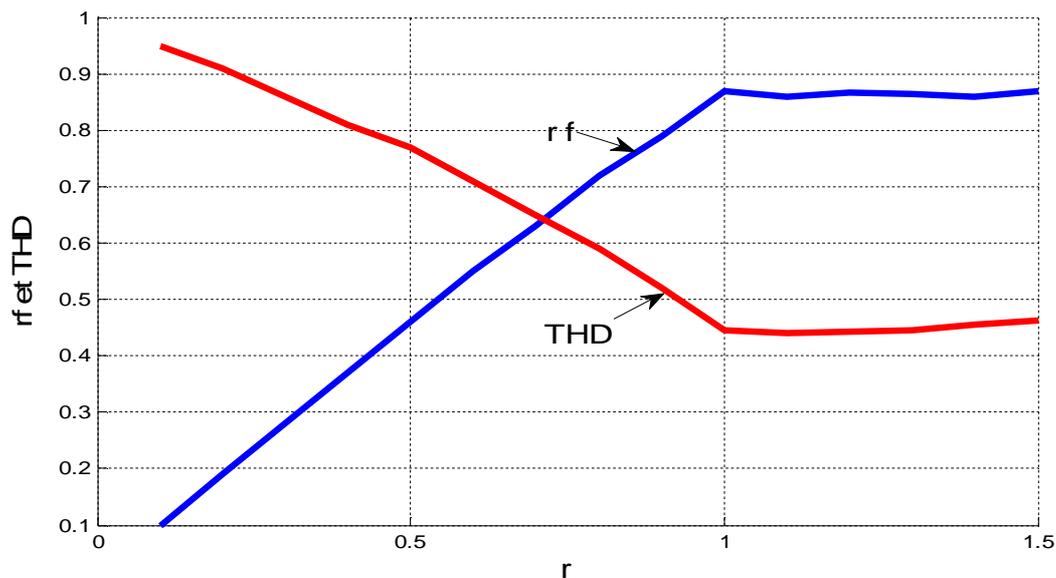


Figure 3-6: Caractéristiques du taux harmonique thd et rf en fonction du taux de modulation r

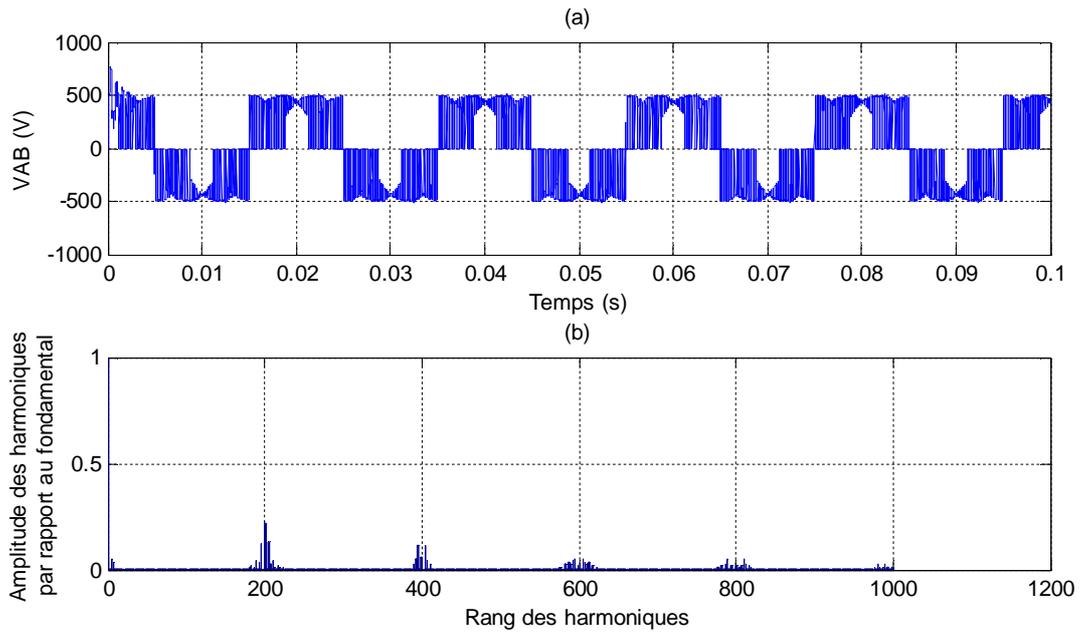


Figure 3-7 : (a) : Tension composée de sortie (b) Spectre harmonique de la tension composée de sortie

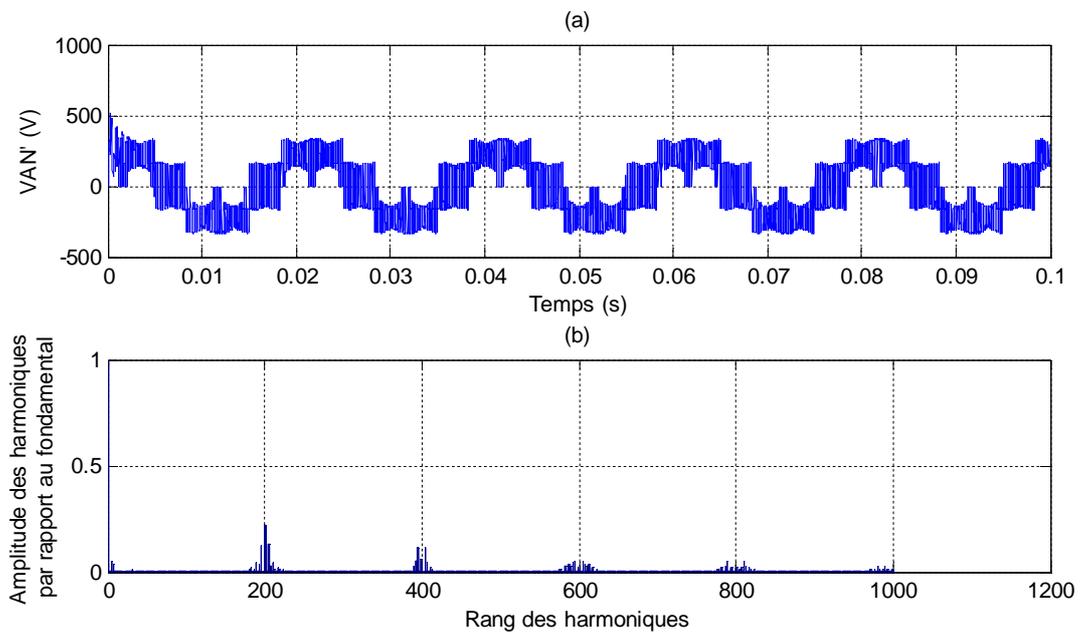


Figure 3-8 : (a) : Tension simple de sortie (b) Spectre harmonique de la tension simple de sortie

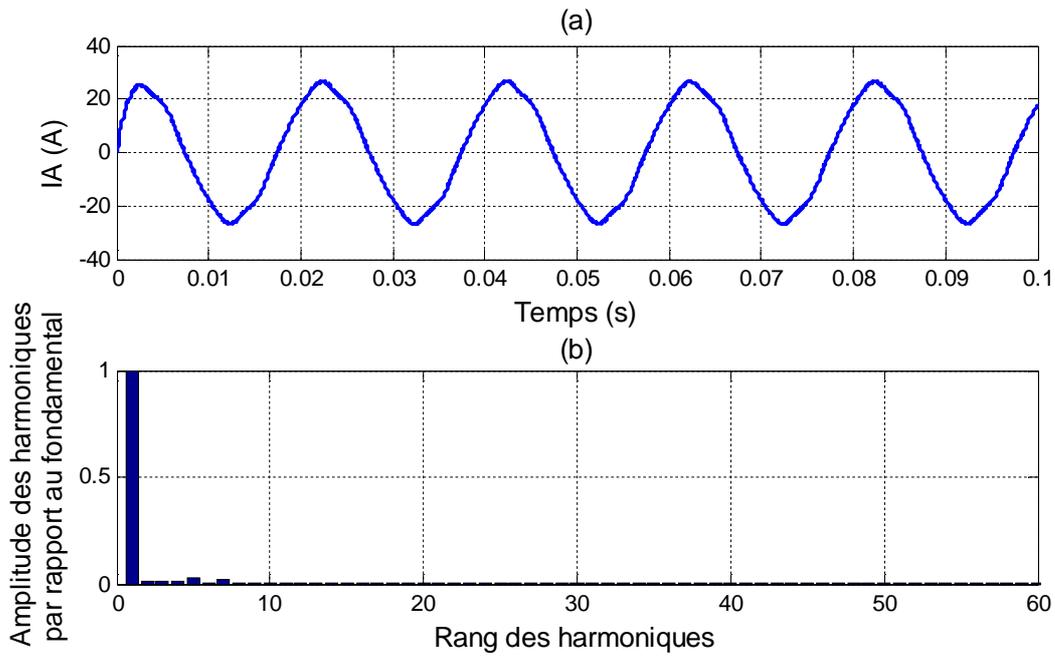


Figure 3-9 : (a) : Courant de phase de sortie (b) spectre harmonique du courant de sortie

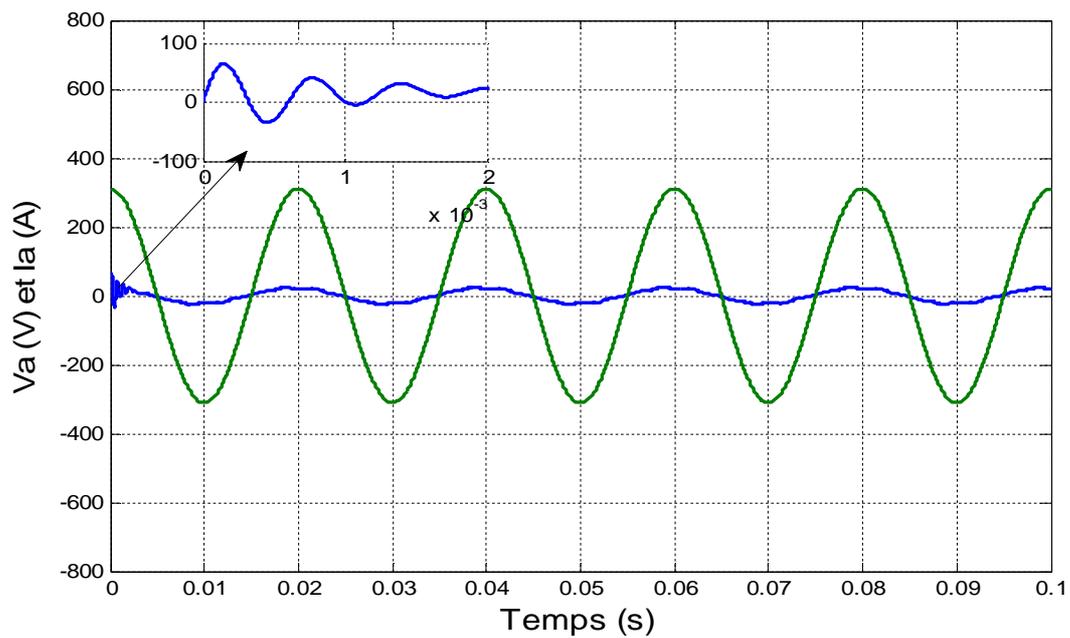


Figure 3-10 : Tension et courant d'entrée

3.5. Principe de la DTC avec le convertisseur matriciel direct :

Les grandeurs de référence sont le vecteur tension de sortie et le déphasage du courant d'entrée par rapport au vecteur de tension simple d'entrée [82].

Mais le choix de la configuration de commutation à appliquer est totalement différent. Le contrôle de la tension de sortie est basé sur le schéma DTC classique décrit au chapitre.1.

Par conséquent, à chaque période, le vecteur optimal parmi les huit générés par une VSI est sélectionné en fonction de la position du vecteur de flux statorique et des signaux de sortie C_φ et C_T des comparateurs de flux statorique et de couple. Le flux statorique est contrôlé par un comparateur à deux niveaux et le couple électromagnétique par un comparateur à trois niveaux. Une fois que le schéma classique de contrôle DTC a sélectionné le vecteur optimal à appliquer à la machine, il s'agit de déterminer la configuration de commutation correspondante du convertisseur de matriciel [83].

De la figure 3-11. Le convertisseur de matriciel a plusieurs nombre de vecteurs de tension de sortie, Si le vecteur V_1 est sélectionné par la DTC, le convertisseur matriciel peut générer les mêmes vecteurs par les configurations: $\pm 1, \pm 2, \pm 3$, Lorsque l'amplitude et la direction de ces vecteurs de tension de sortie dépendent du vecteur de tension d'entrée, on choisit ceux qui ont la même direction avec V_1 et ont l'amplitude maximale; si le vecteur de tension d'entrée est situé dans le premier secteur, les tensions composées maximales sont: V_{ab}, V_{ac} , et à partir du tableau (3.3) les deux configurations qui satisfont les conditions mentionnées précédemment sont:

$+ 1, -3$. L'application de chaque vecteur dépend du déphasage entre le vecteur de tension d'entrée et le vecteur de courant d'entrée [84].

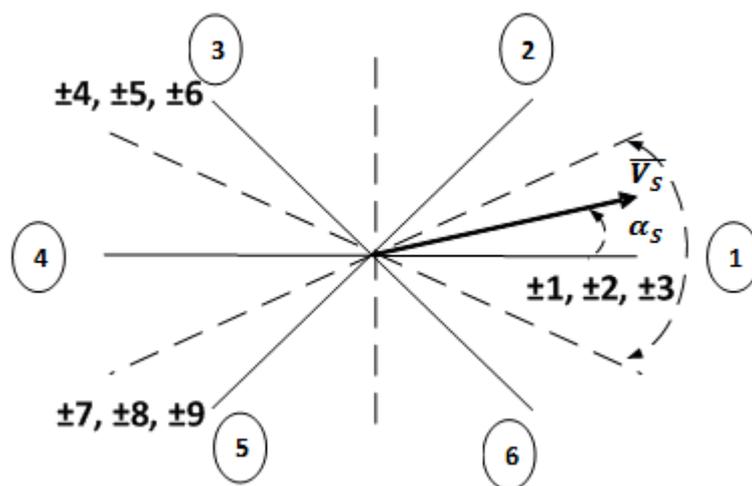


Figure 3-11 : Représentation vectorielle des vecteurs tension de sortie

Tableau 3-3: Configurations de commutation du convertisseur matriciel direct utilisé dans le schéma de contrôle DTC proposé

| Configurations | Interrupteurs en conduction | V_S | α_S | I_E | β_E |
|----------------|-----------------------------|---------------|------------|-------------------|-----------|
| +1 | S_{aA} S_{bB} S_{bC} | $2/3 V_{ab}$ | 0 | $2/\sqrt{3} I_A$ | $-\pi/6$ |
| -1 | S_{bA} S_{aB} S_{aC} | $-2/3 V_{ab}$ | 0 | $-2/\sqrt{3} I_A$ | $-\pi/6$ |
| +2 | S_{bA} S_{cB} S_{cC} | $2/3 V_{bc}$ | 0 | $2/\sqrt{3} I_A$ | $\pi/2$ |
| -2 | S_{cA} S_{bB} S_{bC} | $-2/3 V_{bc}$ | 0 | $-2/\sqrt{3} I_A$ | $\pi/2$ |
| +3 | S_{cA} S_{aB} S_{aC} | $2/3 V_{ca}$ | 0 | $2/\sqrt{3} I_A$ | $7\pi/6$ |
| -3 | S_{aA} S_{cB} S_{cC} | $-2/3 V_{ca}$ | 0 | $-2/\sqrt{3} I_A$ | $7\pi/6$ |
| +4 | S_{bA} S_{aB} S_{bC} | $2/3 V_{ab}$ | $2\pi/3$ | $2/\sqrt{3} I_B$ | $-\pi/6$ |
| -4 | S_{aA} S_{bB} S_{aC} | $-2/3 V_{ab}$ | $2\pi/3$ | $-2/\sqrt{3} I_B$ | $-\pi/6$ |
| +5 | S_{cA} S_{bB} S_{cC} | $2/3 V_{bc}$ | $2\pi/3$ | $2/\sqrt{3} I_B$ | $\pi/2$ |
| -5 | S_{bA} S_{cB} S_{bC} | $-2/3 V_{bc}$ | $2\pi/3$ | $-2/\sqrt{3} I_B$ | $\pi/2$ |
| +6 | S_{aA} S_{cB} S_{aC} | $2/3 V_{ca}$ | $2\pi/3$ | $2/\sqrt{3} I_B$ | $7\pi/6$ |
| -6 | S_{cA} S_{aB} S_{cC} | $-2/3 V_{ca}$ | $2\pi/3$ | $-2/\sqrt{3} I_B$ | $7\pi/6$ |
| +7 | S_{bA} S_{bB} S_{aC} | $2/3 V_{ab}$ | $4\pi/3$ | $2/\sqrt{3} I_C$ | $-\pi/6$ |
| -7 | S_{aA} S_{aB} S_{bC} | $-2/3 V_{ab}$ | $4\pi/3$ | $-2/\sqrt{3} I_C$ | $-\pi/6$ |
| +8 | S_{cA} S_{cB} S_{bC} | $2/3 V_{bc}$ | $4\pi/3$ | $2/\sqrt{3} I_C$ | $\pi/2$ |
| -8 | S_{bA} S_{bB} S_{cC} | $-2/3 V_{bc}$ | $4\pi/3$ | $-2/\sqrt{3} I_C$ | $\pi/2$ |
| +9 | S_{aA} S_{aB} S_{cC} | $2/3 V_{ca}$ | $4\pi/3$ | $2/\sqrt{3} I_C$ | $7\pi/6$ |
| -9 | S_{cA} S_{cB} S_{aC} | $-2/3 V_{ca}$ | $4\pi/3$ | $-2/\sqrt{3} I_C$ | $7\pi/6$ |
| 0_a | S_{aA} S_{aB} S_{aC} | 0 | - | 0 | - |
| 0_b | S_{bA} S_{bB} S_{bC} | 0 | - | 0 | - |
| 0_c | S_{cA} S_{cB} S_{cC} | 0 | - | 0 | - |

Le déphasage $\sin \varphi_E$ a été introduit comme troisième variable. La valeur moyenne de $\sin \varphi_E$ est obtenue à l'aide d'un filtre numérique et contrôlée par un comparateur d'hystérésis à deux niveaux, comme illustré à la figure 3-12 [85].

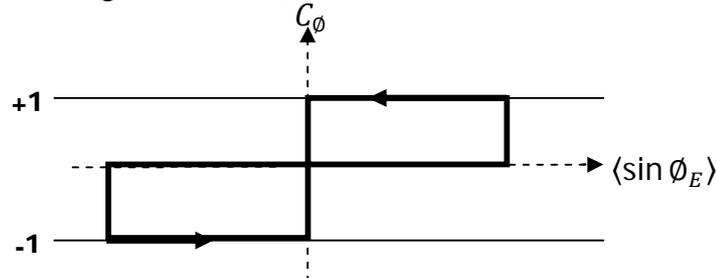


Figure 3.12 : Comparateur à hystérésis de la valeur moyenne de $\sin \varphi_E$

Le fonctionnement à facteur de puissance d'entrée unitaire est possible car les deux configurations sélectionnées (+1, -3) correspondent à deux directions différentes dans le diagramme vectoriel des courants d'entrée, comme le montre la figure 3.13.

La valeur moyenne de $\sin \varphi_E$ doit être maintenue proche de zéro [85-89].

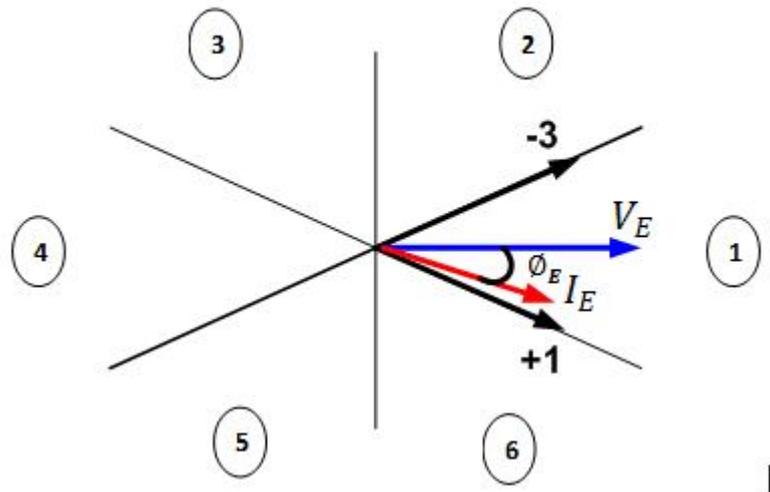


Figure 3-13 : Représentation du contrôle du facteur de puissance d'entrée

Si $\langle \sin \varphi_E \rangle$ est positive $C_\varphi = +1$ le vecteur -3 est appliqué.

Si $\langle \sin \varphi_E \rangle$ est négative $C_\varphi = -1$ le vecteur +1 est appliqué.

Le tableau (3-4) permet de déterminer la configuration finalement sélectionnée

Tableau 3-4 : Commutation du convertisseur matriciel pour la DTC

| | ① | | ② | | ③ | | ④ | | ⑤ | | ⑥ | |
|------------|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|
| C_θ | +1 | -1 | +1 | -1 | +1 | -1 | +1 | -1 | +1 | -1 | +1 | -1 |
| V_1 | -3 | 1 | 2 | -3 | -1 | 2 | 3 | -1 | -2 | 3 | 1 | -2 |
| V_2 | 9 | -7 | -8 | 9 | 7 | -8 | -9 | 7 | 8 | -9 | -7 | 8 |
| V_3 | -6 | 4 | 5 | -6 | -4 | 5 | 6 | -4 | -5 | 6 | 4 | -5 |
| V_4 | 3 | -1 | -2 | 3 | 1 | -2 | -3 | 1 | 2 | -3 | -1 | 2 |
| V_5 | -9 | 7 | 8 | -9 | -7 | 8 | 9 | -7 | -8 | 9 | 7 | -8 |
| V_6 | 6 | -4 | -5 | 6 | 4 | -5 | -6 | 4 | 5 | -6 | -4 | 5 |

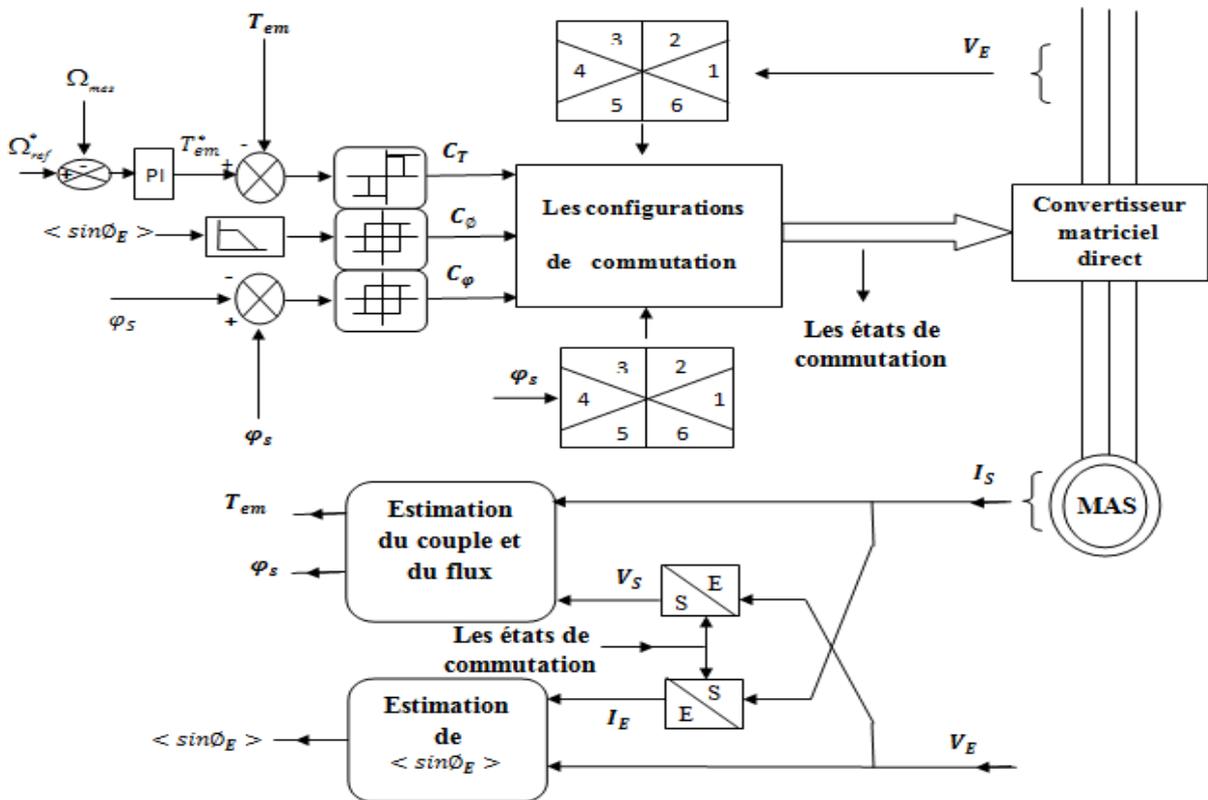


Figure 3-14 : schéma bloc de la commande directe du couple proposée.

3.6. Résultats de simulation :

Le système d'entraînement proposé dans ce chapitre a été testé par des simulations numériques afin de vérifier les performances dynamiques et stables. Le système se compose d'un moteur à induction triphasé, 220V, 50HZ, 1.5KW avec convertisseur matriciel direct.

Figures. 3-15 à 3-19 représentent les performances du système d'entraînement en ce qui concerne la mise en œuvre de la technique DTC.

La figure 3.15 présente la vitesse du moteur avec consigne variable de 100 rad/s à -100 rad/s, la vitesse de rotation de la machine suit sa consigne sans dépassement avec un temps de réponse égal à 0.3 secondes dans le mode d'accélération, elle présente une dynamique très rapide.

La figure 3-16 présente le couple électromagnétique, il montre une très bonne réponse, avec un dépassement à $t=1.6s$.

Le flux suit sa référence comme représente la figure 3-17et sa trajectoire est pratiquement circulaire (Figure 3-18).

On peut remarquer aussi que le comparateur à hystérésis a permis de maintenir l'extrémité du flux statorique et de couple électromagnétique dans la bande d'hystérésis

La figure 3-19 montre la forme d'onde du courant d'entrée et la tension correspondante. On observe que le courant est en phase avec la tension. Dans le courant d'entrée utilisant la DTC, des harmoniques à basse fréquence sont présentes en raison de la variation de la fréquence de commutation, qui est directement liée au comparateur à hystérésis.

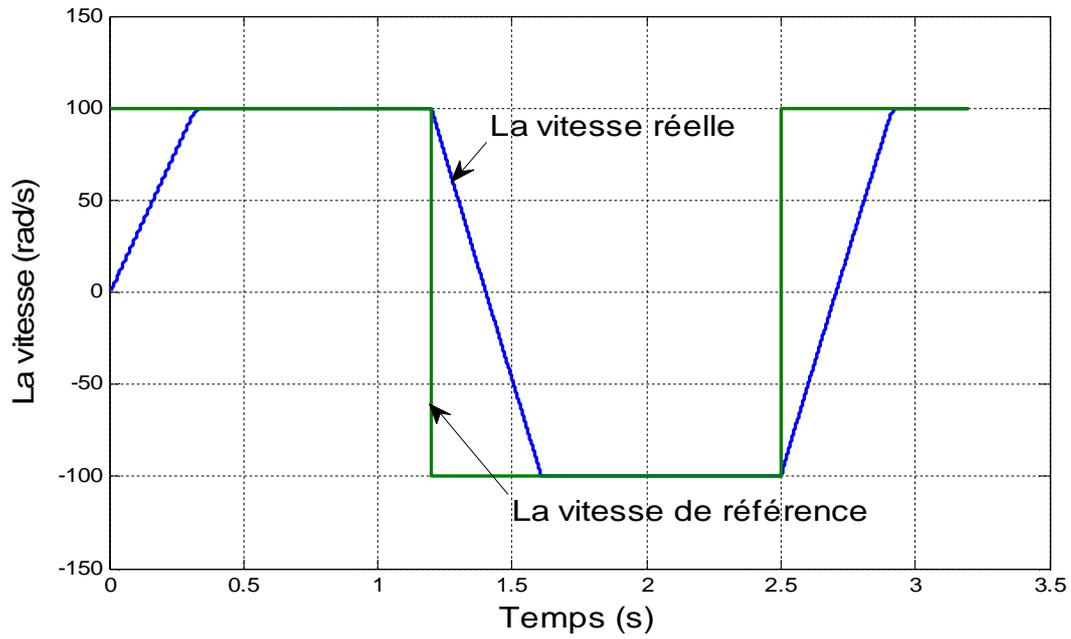


Figure 3-15 : La vitesse

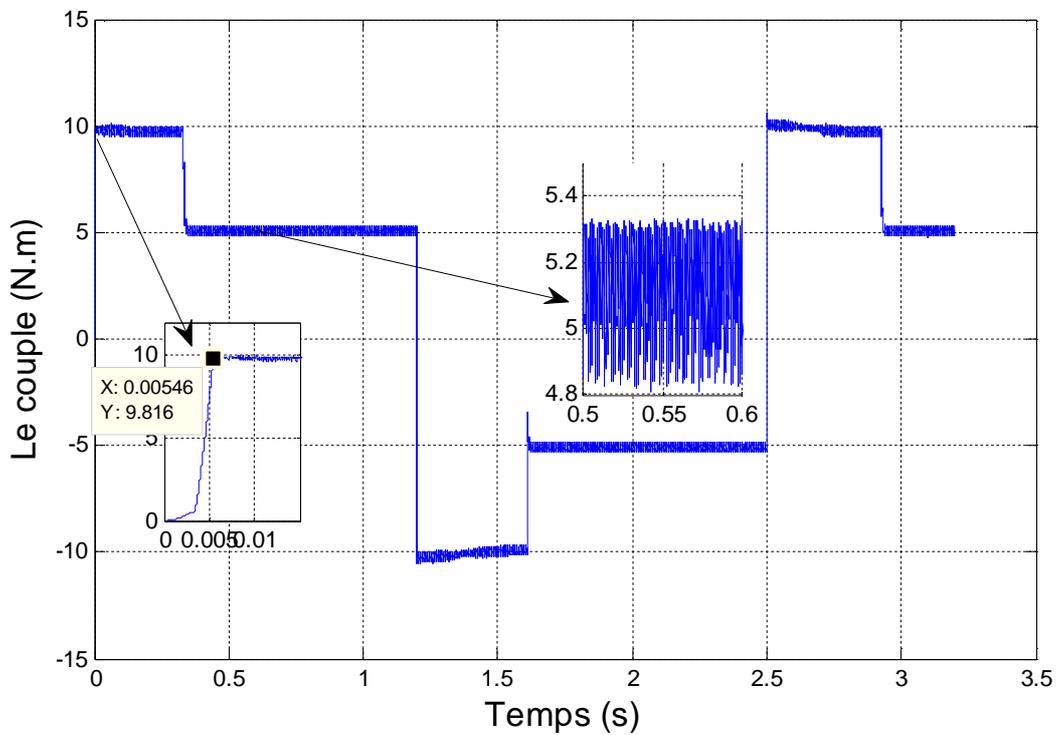


Figure 3-16 : Le couple de la machine

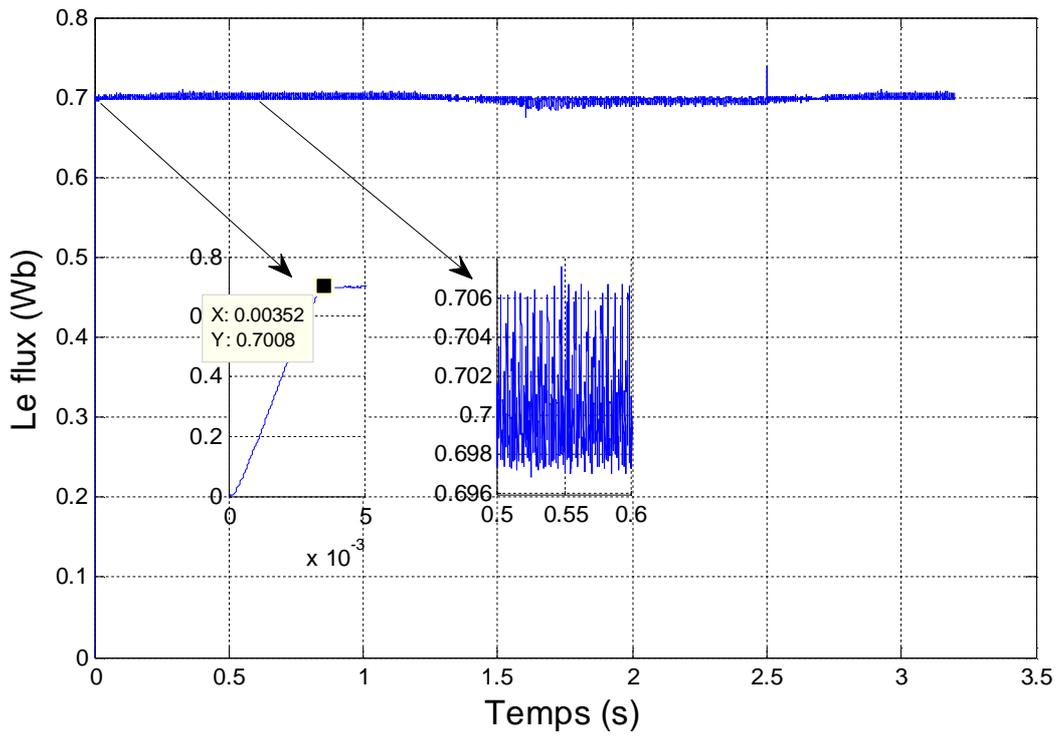


Figure 3-17 : Le Flux

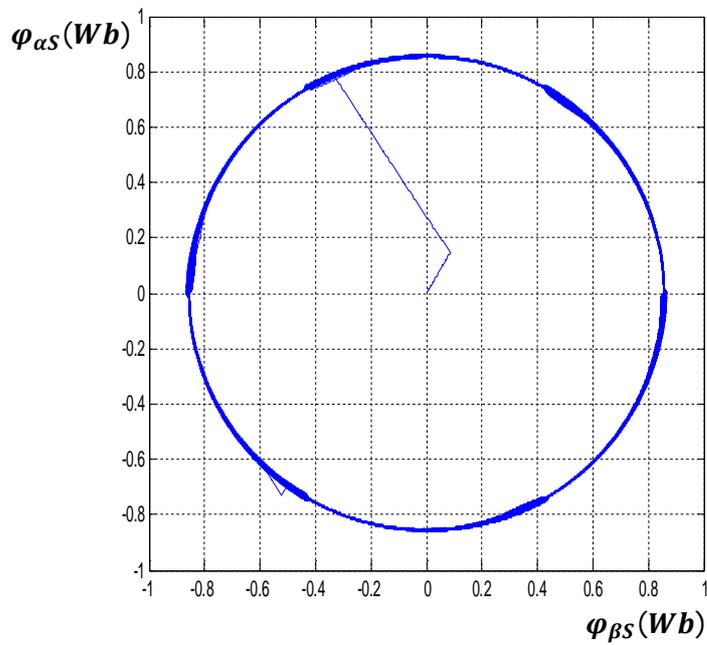


Figure 3-18 : La trajectoire circulaire du flux (ϕ_{α} en fonction de ϕ_{β})

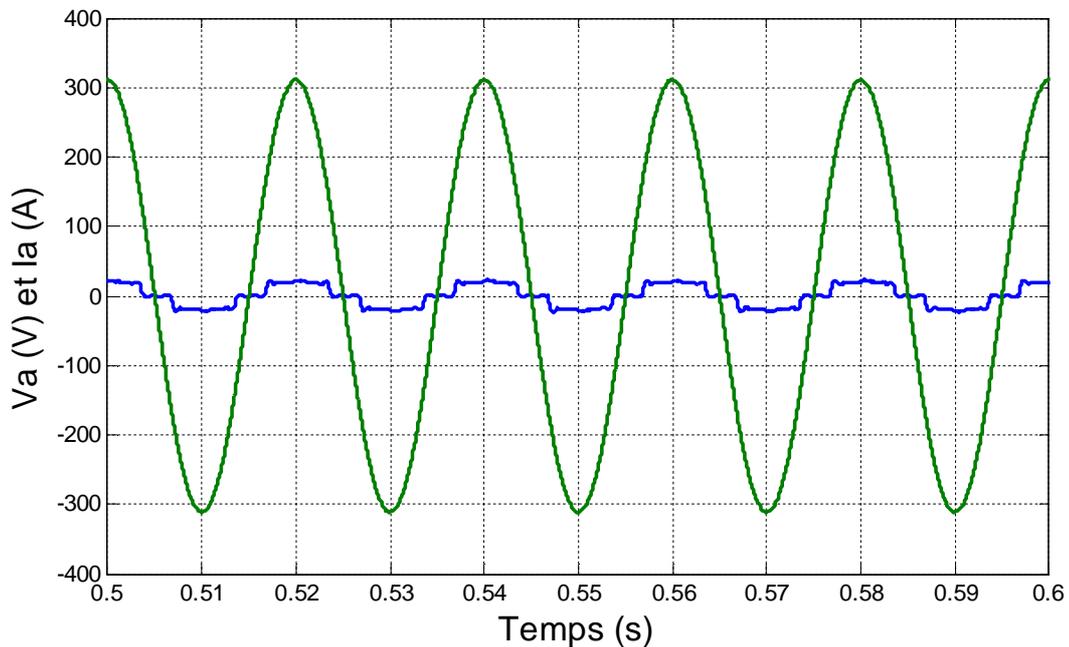


Figure 3-19 : Le courant et la tension côté réseau

3.7. Conclusion :

Dans la première partie de ce chapitre, nous avons utilisé la technique à MLI vectorielle pour contrôler le convertisseur matriciel.

Cette technique permet de varier l'amplitude de la tension de phase jusqu'à $\frac{\sqrt{3}}{2}$ de celle d'entrée et de varier la fréquence à partir de zéro jusqu'à la valeur maximale limitée par la fréquence de commutation du convertisseur. Avec un facteur de puissance unitaire. Le courant d'entrée et la tension de sortie sont sinusoïdaux.

Dans la deuxième partie, une nouvelle méthode de contrôle de la machine asynchrone a été proposée, dans laquelle un convertisseur matriciel est employé dans l'entraînement en utilisant la commande directe du couple. La DTC est basée sur des tables de commutation qui permettent le contrôle direct du convertisseur matriciel en fonction des exigences du moteur et du facteur de puissance d'entrée. Grâce à cette nouvelle méthode de contrôle, les avantages des convertisseurs de matriciel par rapport aux convertisseurs VSI-PWM traditionnels, tels

que le contrôle du facteur de puissance unitaire, le flux de puissance bidirectionnel inhérent et la capacité de générer des courants d'entrée sinusoïdaux, ont été combinés avec la simplicité de contrôle et la robustesse de la technique DTC.

A n'importe quelle période, la configuration de commutation de convertisseur matriciel à appliquer est sélectionnée dans la table de commutation par les sorties des trois contrôleurs à hystérésis.

Les performances du schéma de contrôle ont été analysées par des simulations numériques. L'analyse a montré que le schéma de contrôle proposé peut fournir de bonnes performances pour le moteur à induction sous la contrainte d'un facteur de puissance d'entrée unitaire, mais le courant de ligne d'entrée peut être significativement déformé si la fréquence d'échantillonnage n'est pas suffisamment élevée.

**Convertisseur
matriciel
indirect à trois
niveaux**

CHAPITRE 4: CONVERTISSEUR MATRICIEL INDIRECT A TROIX NIVEAUX

4.1. Introduction :

Dans ce présent chapitre, une nouvelle structure du convertisseur matriciel est présentée. Elle est répandue dans certains travaux récents sous le nom du convertisseur matriciel indirect à trois niveaux (IMC3). Cette structure présente les avantages suivants : a une meilleure performance que le convertisseur matriciel direct et indirect en termes de contenu harmonique et de forme d'onde [90].

Le convertisseur (IMC3) se compose d'un redresseur de courant connecté à un onduleur de tension à trois niveaux (NPC-VSI) sans élément de stockage de l'énergie [91].

Comme la topologie du convertisseur matriciel indirect, l'étage de redressement du convertisseur matriciel à trois niveaux est modulé à l'aide de la SVM, afin de maintenir un ensemble de courants d'entrée symétriques et sinusoïdaux, ainsi que de générer une tension continue V_{pn} à l'étage onduleur.

De l'autre côté, le (NPC VSI) est contrôlé par la (NTV SVM). Cette approche de la modulation, basée sur un concept de vecteur virtuel, garantit l'équilibrage de la tension de point neutre pour toute charge (linéaire ou non linéaire) sur toute la plage de tension de sortie du convertisseur et pour tous les facteurs de puissance de charge,

La seule exigence est que l'addition des courants triphasés de sortie soit égale à zéro.

La mise en œuvre de la modulation proposée est simple. Les expressions du rapport cyclique sont présentées. Ces expressions ne dépendent que du taux de modulation et de l'angle du vecteur de référence [92].

Etant donnée le nombre de niveaux élevé de tension de (IMC3), on verra qu'une extension du concept DTC permet aisément l'amélioration des performances exigées dans les entraînements électriques (temps de réponse, précision sur le couple délivré, fonctionnement dans les quatres quadrants du plan couple-vitesse et plus grande marge de vitesse possible). Ainsi, nous établissons une table de commutation pour générer les vecteurs appropriés appliqués à la machine à induction via le NPC-VSI [93].

4.2. Convertisseur matriciel indirect à trois niveaux :

Le convertisseur matriciel indirect à trois niveaux est une topologie de convertisseur matriciel qui combine un redresseur de courant en cascade avec un onduleur de tension à trois niveaux. Afin d'utiliser l'onduleur de tension à trois niveaux (NPC VSI), la tension redressée V_{pn} , est transformée en deux tensions V_{po} , et V_{no} par la connexion de point milieu 'o' au point neutre de filtre capacitif, prenant le point 'o' comme référence, il y a évidemment trois niveaux de tension: V_{po} , 0V et V_{no} , Figure 4-1.

L'onduleur peut être modulé pour générer les formes d'onde de tension de sortie multi niveaux [28].

Les résultats de la simulation sont présentés à la fin de ce chapitre pour prouver la capacité de cette topologie à générer des sorties multi niveaux et l'efficacité du schéma de modulation pour contrôler l'équilibre requis pour le point neutre

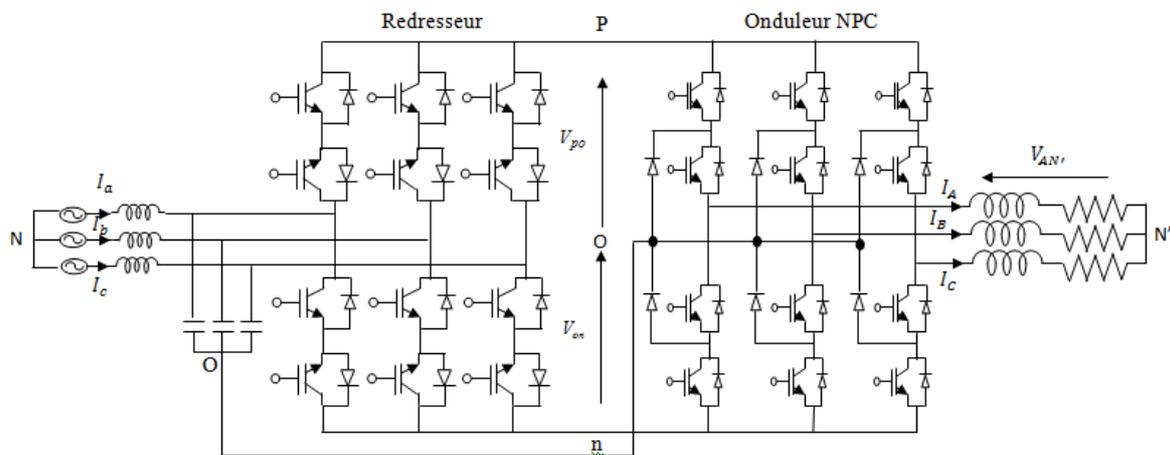


Figure 4-1 : Le convertisseur matriciel indirect à trois niveaux

À tout instant, seulement deux commutateurs bidirectionnels dans le redresseur peuvent être activés pour connecter une tension composée d'entrée au point (p et n). Ainsi, l'étage de redressement peut être représenté par deux interrupteurs conducteurs qui relie le niveau de tension positif à la borne 'p' et le niveau de tension négative à la borne 'n', comme le montre la figure 4-2.

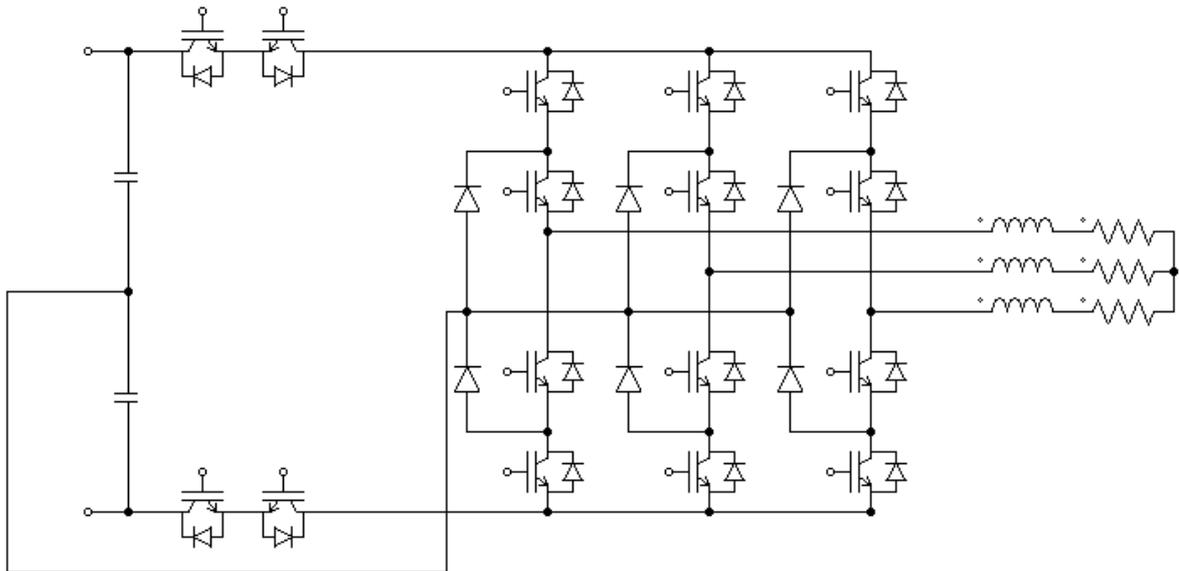


Figure 4-2 : L'état équivalent du convertisseur matriciel à trois niveaux (l'étage de sortie avec l'étage de redressement représenté à l'aide de deux commutateurs conducteurs).

Comparé au convertisseur matriciel indirect et direct, le convertisseur matriciel à trois niveaux est capable de générer des sorties de meilleure qualité en raison de sa capacité à construire les formes d'onde de sortie avec plusieurs niveaux de tension.

De plus, il offre les mêmes avantages que le convertisseur matriciel indirect et direct: facteur de puissance d'entrée réglable, formes d'onde d'entrée de haute qualité, absence de composants de stockage d'énergie. Cependant, une configuration de circuit compliquée du convertisseur matriciel à trois niveaux est un inconvénient. Le circuit comprend 24 dispositifs de commutation et 30 diodes.

En raison du nombre élevé de dispositifs de commutation, une stratégie de modulation complexe est nécessaire. En outre, le problème d'équilibrage des points neutres du NPC VSI. Ce problème peut provoquer une distorsion de la tension de sortie si le courant de point neutre I_0 , qui circule vers les condensateurs du filtre d'entrée n'est pas correctement contrôlé.

Afin de remédier au problème du point neutre flottant, la stratégie NTV SVM est appliquée à la commande du NPC VSI.

La commande NTV SVM peut maintenir la valeur moyenne nulle du courant du point neutre, pendant une période de commutation, de sorte que le potentiel du point neutre des condensateurs montés en étoile d'entrée puisse être maintenu.

4.2.1. L'étage onduleur :

L'onduleur triphasé à trois-niveaux en pont est réalisé en regroupant trois demi ponts et en utilisant un diviseur capacitif commun. Cette structure se compose de trois bras symétriques constitués chacun de deux diodes permettant l'obtention du niveau zéro de la tension (clamping diodes), quatre transistors en série et quatre diodes de roue libre comme le montre la figure (4-3) [94-100].

L'annexe présente les différentes configurations d'un bras d'onduleur à trois niveaux

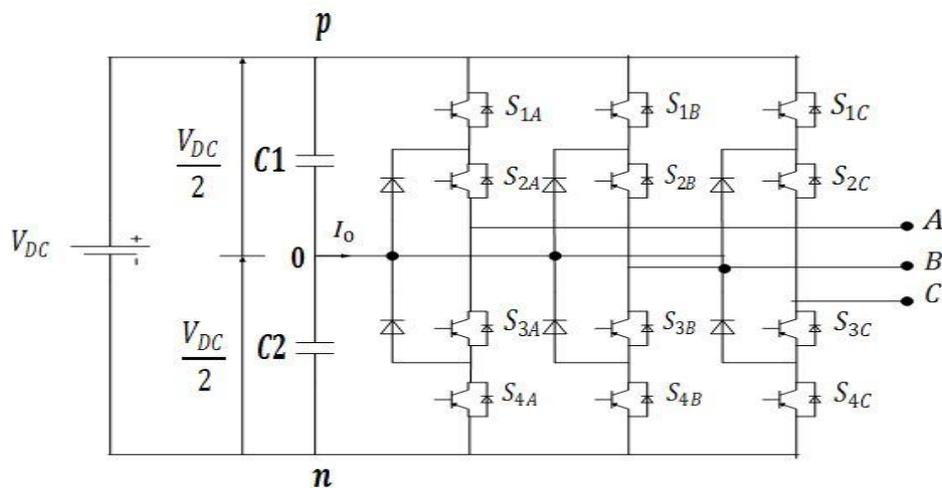


Figure 4-3 : Onduleur de tension à trois niveaux à structure NPC

En admettant les hypothèses simplificatrices suivantes :

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

Selon la combinaison de commutation présentée dans la table 4.1, il est évident que le NPC VSI est capable de générer trois tensions de sortie:

Tableau 4-1 : Les états de commutation de l'onduleur à trois-niveaux à structure NPC

| S_{1X} | S_{2X} | S_{3X} | S_{4X} | $V_{X0} : X \in \{A, B, C\}$ | Etat d'interrupteur |
|----------|----------|----------|----------|------------------------------|---------------------|
| ON | ON | OFF | OFF | $\frac{V_{pn}}{2}$ | p |
| OFF | ON | ON | OFF | 0 | 0 |
| OFF | OFF | ON | ON | $-\frac{V_{pn}}{2}$ | N |

Il a 27 états de commutation possibles, définissant 19 vecteurs de tension de sortie, qui sont classés en quatre groupes selon leurs modules [100-104]:

- le groupe ZVV, Le vecteur tension nul V0.
- le groupe SVV, Les vecteurs tensions petits (V1, V4, V7, V10, V13, V16)
- le groupe MVV, Les vecteurs tensions moyens (V3, V6, V9, V12, V15, V18)
- le groupe LVV, Les vecteurs tensions grands (V2, V5, V8, V11, V14, V17)

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

La figure (4-4), montre qu'ils sont classés en quatre groupes selon leurs modules.

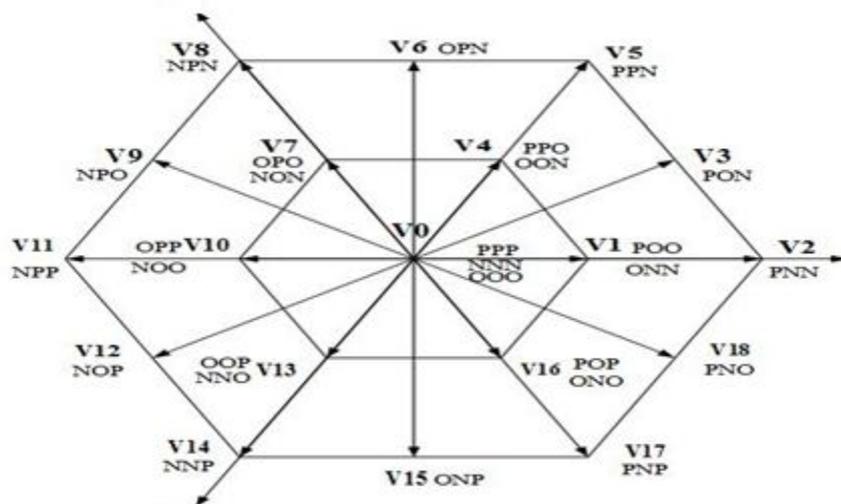


Figure 4-4 : Présentation vectorielle de la tension de sortie

4.2.1.1. SVM pour l'étage onduleur :

Le NTV SVM définit un ensemble de vecteurs virtuels capables de produire un courant neutre moyen nul pendant chaque période de commutation [28].

Comme le montre la figure 4-5, il existe quatre types de vecteurs virtuels: le vecteur zéro virtuel (VZV), le petit vecteur virtuel (VSV), le vecteur de moyen virtuel (VMV) et le grand vecteur virtuel (VLV). Ces vecteurs virtuels sont formés en utilisant les vecteurs d'espace de tension du SVM classique:

-VLV est formé avec LVV. Ce vecteur virtuel génère un courant nul de point neutre car le LVV ne connecte aucun terminal de sortie au point neutre.

-VMV est formé par une combinaison linéaire égale de trois vecteurs de tension du même secteur, chaque vecteur de tension connectant un courant de phase de sortie différent (I_A , I_B ou I_C) au point neutre. Le VMV est capable de générer un courant moyen neutre nul, à condition que $I_A + I_B + I_C = 0$. par exemple : le vecteur moyen tension PON du secteur 1 connecte un courant de phase de sortie, I_B , au point neutre. Sur la base de la relation de courant de sortie $I_A + I_B + I_C = 0$, pour compenser le courant I_B , les petits vecteurs de tension PPO et ONN doivent être également appliqués pour connecter respectivement les courants I_A et I_C au point neutre. La combinaison linéaire de ces vecteurs de tension crée le VMV1. Si le vecteur VMV1 est appliqué pour un intervalle t_{MV} , les états de commutation PPO, PON et ONN sont également actifs pour $(1/3) \cdot t_{MV}$. Par conséquent, le courant moyen du point neutre durant cet intervalle sera:

$$1/t_{MV} ((I_a C_5 t_{MV}) + (I_b C_6 t_{MV}) + (I_c C_7 t_{MV})) \quad (4-1)$$

Avec : $C_5 = C_6 = C_7 = 1/3$.

-Le VSV est formé par une combinaison linéaire équitable des vecteurs de petite tension positive et négative d'un SVV. Les vecteurs de tension d'un SVV connectent le même courant de phase de sortie au point neutre mais avec un signe opposé. Donc, en appliquant les deux vecteurs pendant un temps égal, on peut équilibrer le I_0 et obtenir un courant neutre moyen nul. Par exemple, VSV1 est formé avec les états de commutation POO et ONN. Si VSV1 est sélectionné pour un intervalle t_{SV} , POO est appliqué pour $(1/2) \cdot t_{SV}$ et ONN est actif pour $(1/2) \cdot t_{SV}$. Par conséquent, le courant neutre moyen durant cet intervalle sera:

$$1/t_{SV} ((I_a C_1 t_{SV}) + (I_b C_2 t_{SV})) \quad (4-2)$$

Avec : $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 1/2$.

-VZV est formé avec ZVV, qui ne génère évidemment aucun courant de point neutre, I_0 , car toutes les bornes de sortie ne sont pas connectées à un point neutre.

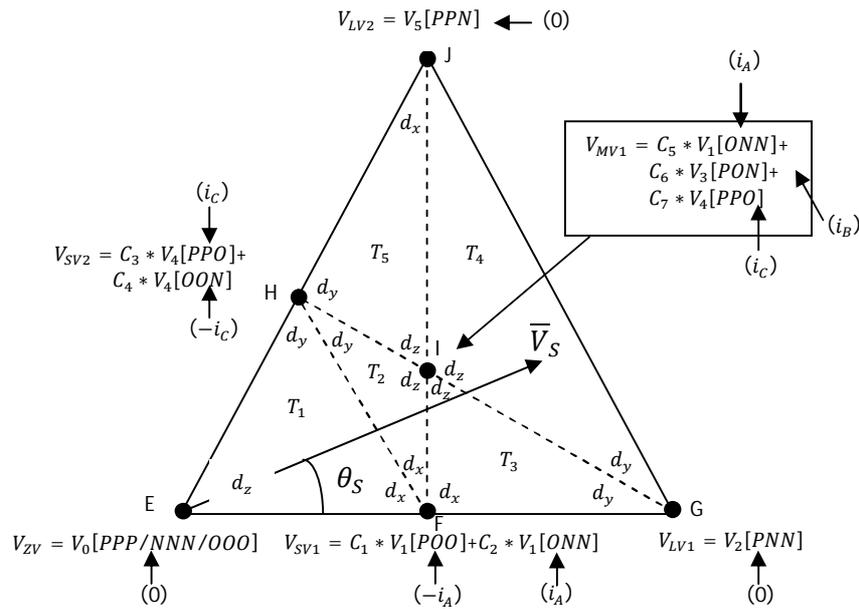


Figure 4-5 : Diagramme vectoriel des tensions de sortie dans le secteur 1 basé sur NTV SVM

Pour synthétiser un vecteur de tension de sortie de référence V_S , trois vecteurs virtuels les plus proches sont sélectionnés sur la base du triangle que le vecteur de référence est situé à l'instant d'échantillonnage.

$$V_S = \frac{2}{3} (V_{AN'} + aV_{BN'} + a^2V_{CN'}) \tag{4-3}$$

Avec $a=e^{j\frac{2\pi}{3}}$

En se référant à la figure 4-5, il y a maintenant cinq triangles (T1 - T5) pour chaque secteur.

La table 4.2 présente les rapports cycliques pour les vecteurs virtuels sélectionnés dans chaque triangle, où r est le taux de modulation de l'onduleur NPC et θ_S est l'angle du vecteur de référence V_S .

Tableau 4-2: Équations des rapports cycliques pour les vecteurs virtuels sélectionnés dans chaque triangle

| Triangles | d_x | d_y | d_z |
|-----------|----------------------------------------------------------|----------------------------------|---------------------------------------------------------|
| T1 [ΔEFH] | $r(\sqrt{3}\cos\theta_{out} - \sin\theta_{out})$ | $2r\sin\theta_{out}$ | $1 - r(\sqrt{3}\cos\theta_{out} + \sin\theta_{out})$ |
| T2 [ΔFIH] | $2 - r(\sqrt{3}\cos\theta_{out} + 3\sin\theta_{out})$ | $2 - 2\sqrt{3}r\cos\theta_{out}$ | $3r(\sin\theta_{out} + \sqrt{3}\cos\theta_{out}) - 3$ |
| T3 [ΔFGI] | $2 - r(\sqrt{3}\cos\theta_{out} + 3\sin\theta_{out})$ | $\sqrt{3}r\cos\theta_{out} - 1$ | $r\sin\theta_{out}$ |
| T4 [ΔGJI] | $0.5r(3\sin\theta_{out} + \sqrt{3}\cos\theta_{out}) - 1$ | $2 - 2\sqrt{3}r\cos\theta_{out}$ | $1.5r(\sqrt{3}\cos\theta_{out} - \sin\theta_{out})$ |
| T5 [ΔHJI] | $0.5r(3\sin\theta_{out} + \sqrt{3}\cos\theta_{out}) - 1$ | $\sqrt{3}r\cos\theta_{out} - 1$ | $3 - 1.5r(\sqrt{3}\cos\theta_{out} + \sin\theta_{out})$ |

Afin de faire fonctionner le convertisseur matriciel à trois niveaux pour générer des tensions de sortie à plusieurs niveaux, la modulation sur l'étage onduleur doit assurer que le courant neutre moyen sur une période de commutation est maintenu à zéro.

Chaque borne de sortie de l'onduleur peut être connectée au point milieu 'o' pour le niveau de tension zéro ($V_{xo} = 0V$). Chaque fois que la borne de sortie est connectée au point 'o', le courant de point neutre, I_0 , provoquerait une charge / décharge inégale des condensateurs de filtre d'entrée, selon les conditions de charge.

Sans contrôle approprié, les niveaux de tension inégaux des condensateurs de filtre d'entrée affecteraient les tensions V_{po} et V_{on} fournies par le redresseur, ce qui aurait un impact direct sur la capacité de l'étage onduleur à générer des sorties multi niveaux correctes.

L'inégalité des tensions V_{po} et V_{on} changent les modules et les angles (seulement pour MVV) des vecteurs SVV et le MVV produits à n'importe quel instant de commutation.

Le module et l'angle variables des vecteurs compliquent le processus de modulation quand la SVM est appliquée.

Les vecteurs de milieu virtuel (VMV) et les petits vecteurs virtuels (VSV) sont formés par des combinaisons linéaires de vecteurs (SVV et MVV). Pour prendre en compte les effets des tensions inégales sur le SVV et le MVV, on introduit C1 à C7 pour contrôler le temps actif de ces vecteurs de tension dans les combinaisons. A tout instant d'échantillonnage, les valeurs C1 à C7 varient en fonction du SVV et du MVV afin de maintenir les grandeurs et angles de VMV et VSV,

$$C_1 = C_3 = \left[\frac{V_{on_avg} - (V_{pn_avg} / 2)}{V_{on_avg} - V_{po_avg}} \right]$$

$$C_2 = C_4 = \left[\frac{(V_{pn_avg} / 2) - V_{po_avg}}{V_{on_avg} - V_{po_avg}} \right]$$

(4-4)

$$C_6 = h \cdot g$$

$$C_7 = \frac{1}{e} \left(\frac{V_{pn_avg}}{3} - a - f \cdot h \cdot g \right)$$

$$C_5 = 1 - C_6 - C_7$$

ou:

$$a = \begin{cases} \frac{2V_{on_avg}}{3} - \sec 1,3,5 \\ \frac{2V_{po_avg}}{3} - \sec 2,4,6 \end{cases}, b = \begin{cases} \frac{2V_{po_avg}}{3} - \sec 1,3,5 \\ \frac{2V_{on_avg}}{3} - \sec 2,4,6 \end{cases}$$

$$c = \frac{2}{3} (V_{po_avg}^2 + V_{po_avg} V_{on_avg} + V_{on_avg}^2)^{1/2} \cos \theta_M$$

$$d = \frac{2}{3} (V_{po_avg}^2 + V_{po_avg} V_{on_avg} + V_{on_avg}^2)^{1/2} \sin \theta_M$$

$$e = \frac{b}{2} - a \quad f = c - a \quad g = (d \cdot e - \frac{\sqrt{3}}{2} f \cdot b)^{-1}$$

$$h = \frac{V_{pn_avg}}{\sqrt{3}} \left(\frac{e}{3} - \frac{b}{2} \right) + \frac{\sqrt{3}}{2} b \cdot a$$

θ_M : est l'angle du vecteur moyen de tension

$$\theta_M = \tan^{-1} \frac{\sqrt{3} \cdot V_{on_avg}}{2V_{po_avg} + V_{on_avg}}$$

$$V_{po_avg} = \left(\frac{V_{pn_avg}}{2} \right) + \frac{V_{pn_avg}}{6} \cos (3w_e t)$$

$$V_{po_avg} = - \left(\frac{V_{pn_avg}}{2} \right) + \frac{V_{pn_avg}}{6} \cos (3w_e t)$$

4.2.1.2. Modulation complète du l'IMC3n :

Dans l'objectif de maintenir l'équilibre courant d'entrée et tension de sortie pendant chaque séquence de commutation, la modulation de l'IMC3n doit combiner la modulation de l'étage redresseur (I_v et I_u) et de l'étage onduleur (V_x , V_y et V_z).

Si I_E est localisé dans le secteur 2 et V_s dans le triangle 4 du secteur 1, pour l'étage redresseur les vecteurs sélectionnés sont $I_1 = I_v$ et $I_2 = I_u$: D'autre part, les vecteurs sélectionnés pour l'étage onduleur sont : $V_{MV1} = V_z$, $V_{LV1} = V_y$ et $V_{LV2} = V_x$; en se basant sur la NTV SVM, ces vecteurs factifs sont formés par les vecteurs tensions :

$V_1(onn)$, $V_2(pnn)$, $V_3(pon)$, $V_4(ppo)$ et $V_5(ppn)$.

Pour l'étage onduleur, les vecteurs sélectionnés sont arrangés en double séquences : $V_4 - V_5 - V_3 - V_2 - V_1 - V_1 - V_2 - V_3 - V_5 - V_4$, mais avec des rapports cycliques différents.

En se référant à la figure 4-6, les rapports cycliques relatifs à l'étage onduleur peuvent être déterminés par la relation (4-5) suivante:

$$\begin{aligned}
 d_1 &= d_z \cdot d_u^R \cdot C_7 \\
 d_2 &= d_x \cdot d_u^R \\
 d_3 &= d_z \cdot d_u^R \cdot C_6 \\
 d_4 &= d_z \cdot d_u^R \\
 d_5 &= d_z \cdot d_u^R \cdot C_5 \\
 d_6 &= d_z \cdot d_v^R \cdot C_5 \\
 d_7 &= d_y \cdot d_v^R \\
 d_8 &= d_z \cdot d_v^R \cdot C_6 \\
 d_9 &= d_x \cdot d_v^R \\
 d_{10} &= d_z \cdot d_v^R \cdot C_7
 \end{aligned}
 \tag{4-5}$$

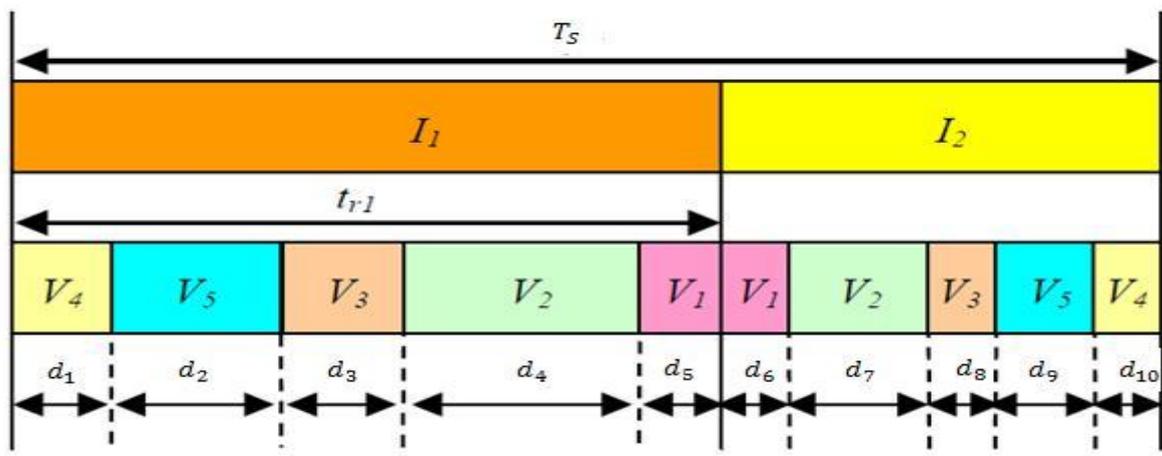


Figure 4-6 : Les séquences de modulation d'IMC3

4.3. Résultats et interprétations :

Une étude par simulation numérique du comportement dynamique du convertisseur IMC3 est réalisée. Ce convertisseur alimente une charge R-L triphasée équilibrée à partir d'une source de tension triphasée.

Les paramètres de simulation sont :

Valeur efficace des tensions d'entrée : 220V ; ; inductance du filtre d'entrée : 0.4mH ; capacité du filtre d'entrée : 25.4 μ F ; résistance de filtre : 1 Ω ; résistance de la charge : 10 Ω ; inductance de charge :10mH ; fréquence d'entrée : 50Hz ; fréquence de sortie : 50Hz ; fréquence du hachage :10kHz.

Les figures 4-7 ~ 4.13 montrent les résultats de simulation du fonctionnement à facteur de puissance unitaire. La figure 4-7 représente les caractéristiques d'une tension simple.

La figure 4-8 et la figure 4-9 représentent la tension simple et composée d'une phase de sortie ainsi que son spectre harmonique. La figure 4-10 représente le courant de charge ainsi que son spectre harmonique ; après un bref régime transitoire le courant s'établit avec une forme quasi-sinusoïdale. La figure 4-11 montre la tension et le courant d'entrée du convertisseur, qui sont en phase. La figure 4-12 montre la tension du bus continu.

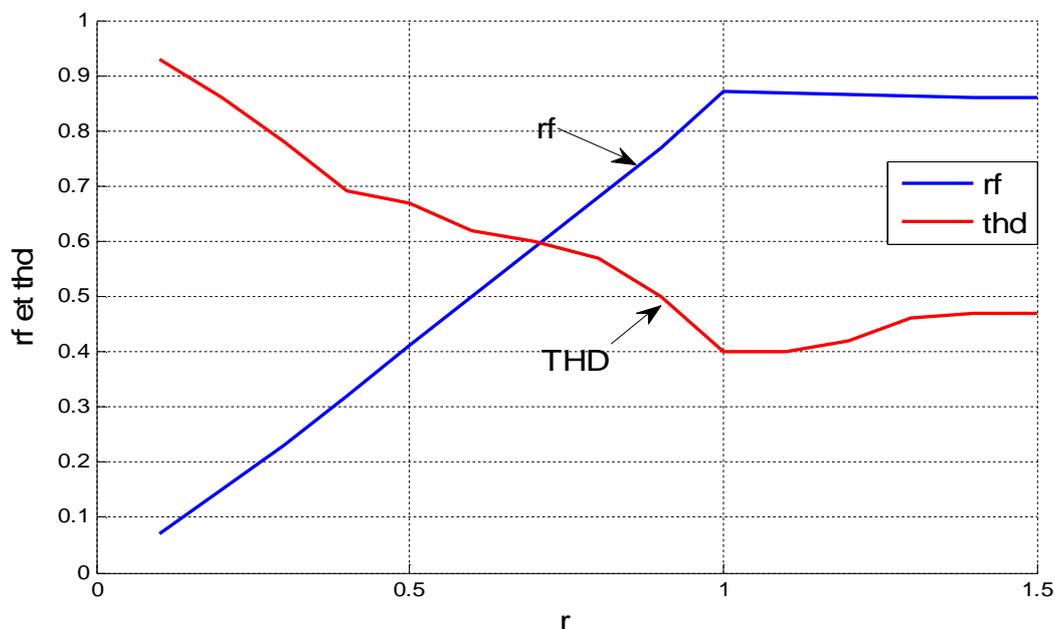


Figure 4-7 : Caractéristiques du taux harmonique thd et rf en fonction du taux de modulation r

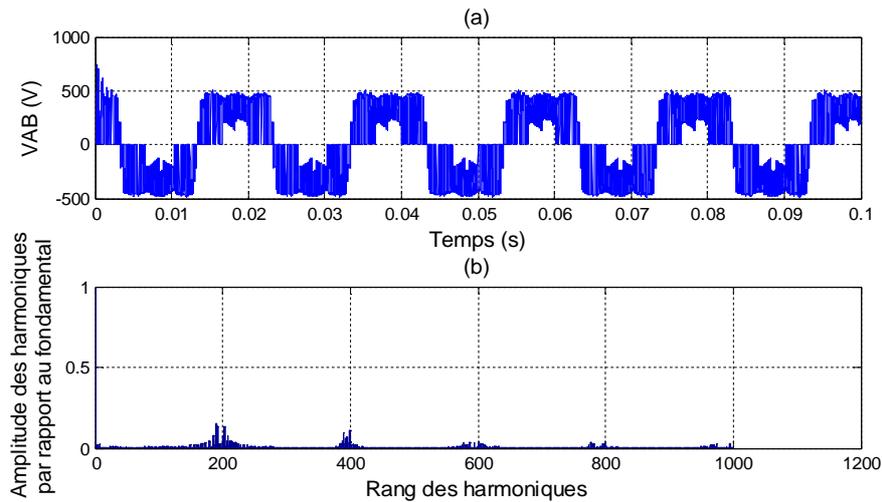


Figure 4-8 : (a) : Tension composée de sortie (b) : Spectre harmonique de la tension composée de sortie

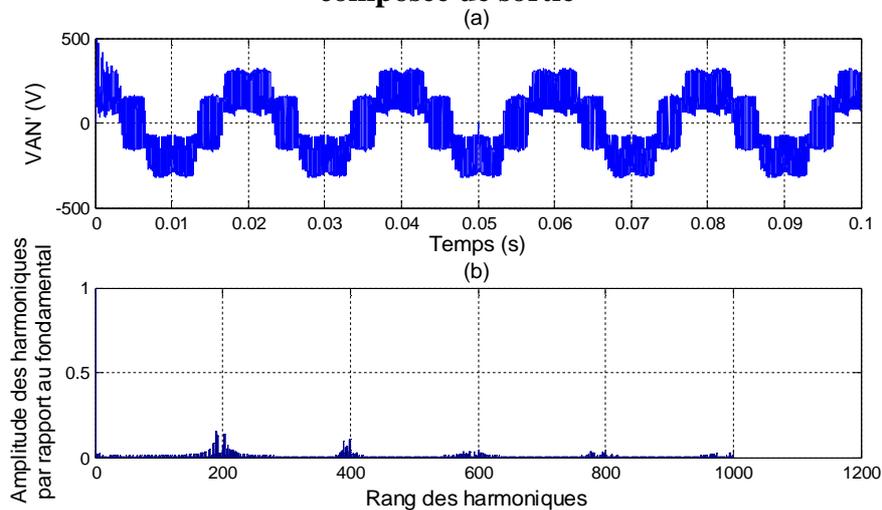


Figure 4-9 : (a) : Tension simple de sortie (b) : Spectre harmonique de la tension simple de sortie

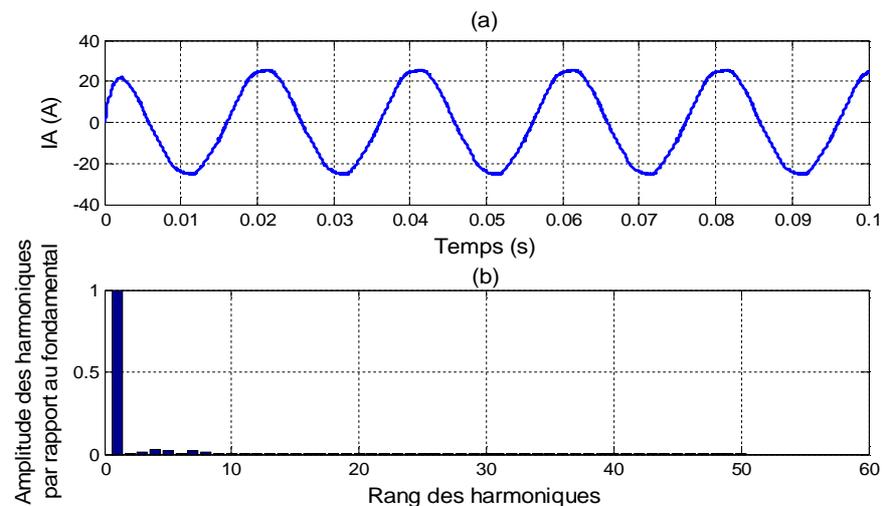


Figure 4-10 : (a) : Courant de phase de sortie (b) : Spectre harmonique du courant de sortie

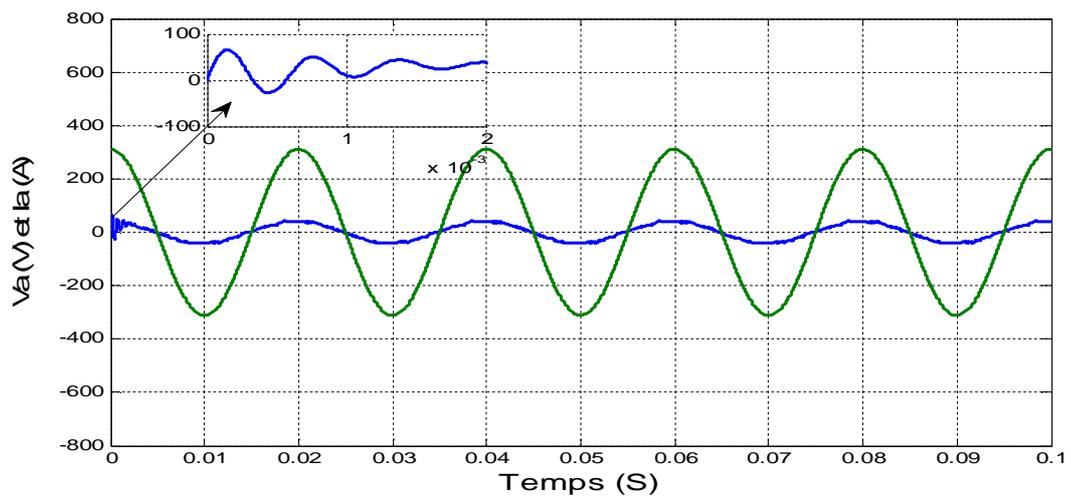


Figure 4-11 : Tension et courant d'entrée

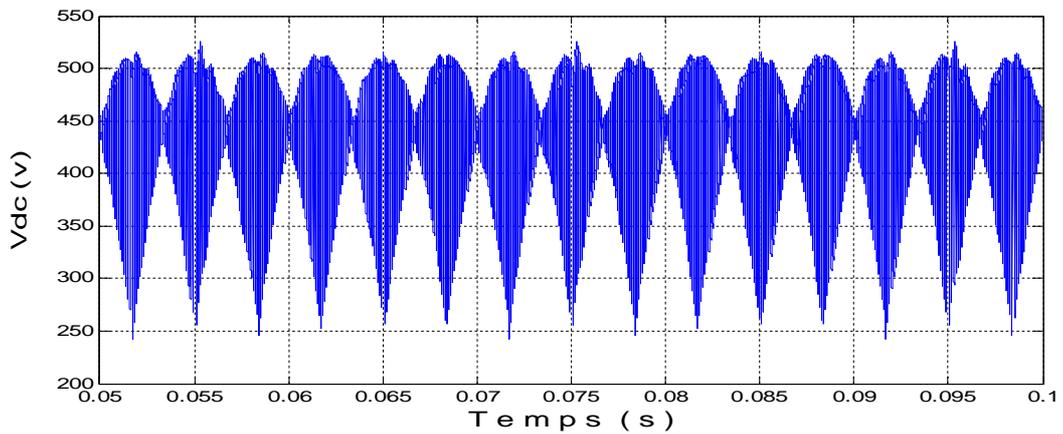


Figure 4-12 : Tension du bus continu

4.4. Algorithme DTC appliqué à la machine asynchrone alimentée par IMC3 :

L'onduleur à trois niveaux de l'IMC3 assure une plus grande flexibilité de commande en offrant plusieurs choix pour la sélection du vecteur de tension sous le contrôle direct du couple. En effet, une table de commutation de la structure de contrôle permet de sélectionner le vecteur de tension approprié à chaque instant d'échantillonnage en fonction de l'état des comparateurs de flux et de couple et du secteur où se trouve le vecteur de flux stator [105-109].

La position du flux du stator peut être calculée comme suit:

$$\theta_s = \tan^{-1}\left(\frac{\varphi_{\beta s}}{\varphi_{\alpha s}}\right)$$

4.4. 1. Contrôle du couple et du flux

Le contrôle du flux est assuré par un comparateur à hystérésis à trois niveaux (Figure 4-13).

L'erreur ($\varepsilon_\varphi = \varphi_s^* - \varphi_s$) est située dans l'une des trois régions définies par les contraintes suivantes [110]:

$$C_\varphi = 1 \quad \text{Pour } \varepsilon_\varphi > \varepsilon_{\varphi max}$$

$$C_\varphi = 0 \quad \text{Pour } \varepsilon_{\varphi min} < \varepsilon_\varphi < \varepsilon_{\varphi max}$$

$$C_\varphi = -1 \quad \text{Pour } \varepsilon_\varphi < \varepsilon_{\varphi min}$$

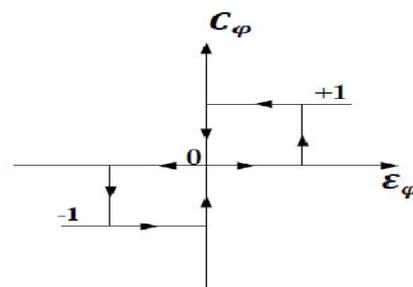


Figure 4-13 : Comparateur à hystérésis à 3 niveaux

Le contrôleur de couple à cinq niveaux représenté sur la figure 4-14 est utilisé pour générer la sortie C_T . L'erreur ($\varepsilon_T = T_{em}^* - T_{em}$) appartient à l'une des cinq régions fixées par les contraintes suivantes:

$$C_T = +2 \quad \text{Pour } \varepsilon_{Tmax2} < \varepsilon_T$$

$$C_T = +1 \quad \text{Pour } \varepsilon_{Tmax1} < \varepsilon_T < \varepsilon_{Tmax2}$$

$$C_T = 0 \quad \text{Pour } \varepsilon_{Tmin1} < \varepsilon_T < \varepsilon_{Tmax1}$$

$$C_T = -1 \quad \text{Pour } \varepsilon_{Tmin2} < \varepsilon_T < \varepsilon_{Tmin1}$$

$$C_T = -2 \quad \text{Pour } \varepsilon_T < \varepsilon_{Tmin2}$$

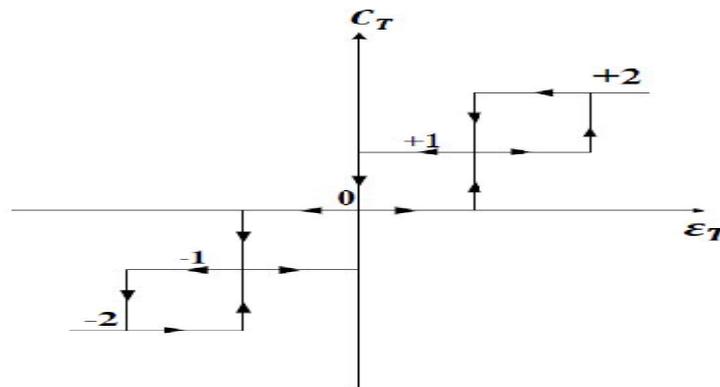


Figure 4-14 : Comparateur à hystérésis à 5 niveaux

En fonction des erreurs de flux et de couple et de la position du flux stator, un vecteur tension approprié parmi les 19 vecteurs générés par l'onduleur NPC est sélectionné pour maintenir le flux et le couple dans les limites des bandes d'hystérésis. Supposons que le flux statorique soit situé dans le premier secteur pour augmenter le flux [111-113].

Pour une forte augmentation du couple, le vecteur V_5 est utilisé pour diminuer les erreurs du couple et les erreurs du flux. Pendant un T_s , φ_s avance d'un angle (δ_1) depuis sa dernière position et donc, la vitesse angulaire correspondante (ω_{S1}) s'exprime comme suit (Figure 4-15(a)) :

$$w_{S1} = \frac{\delta_1}{T_s}.$$

Par conséquent, le nouvel angle formé entre le flux stator et rotor devient égal à $\theta + \delta_1$, ce qui se traduit par une forte augmentation du couple par rapport à sa dernière valeur, alors que le flux rotor continue de tourner de (w_{S1}).

Pour une petite augmentation du couple, le vecteur V_3 est appliqué. Le flux statorique progresse d'angle δ_2 , considérant que $\delta_2 < \delta_1$. La vitesse angulaire (w_{S2}) est donnée comme suit (Figure 4.15(b)) :

$$w_{S2} = \frac{\delta_2}{T_S} < w_{S1}$$

La vitesse de rotation du flux statorique est réduite par rapport à sa valeur précédente. Cela conduit à réduire l'angle entre φ_S et φ_r , ce qui conduit donc à une légère augmentation du couple.

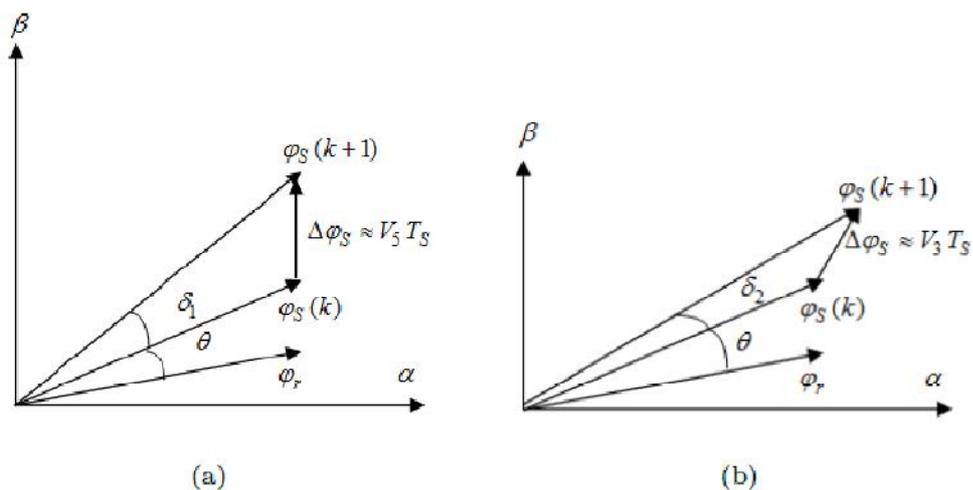


Figure 4-15 : (a),(b) Evolution du vecteur du flux dans la repère $\alpha\beta$.

Un vecteur de tension est généré (Tableau 4-3) en fonction de la position du flux du stator et de la sortie des deux comparateurs.

Tableau 4-3 : Sélection des vecteurs de la DTC basée sur IMC3

| | | Secteurs | | | | | |
|-------------|-------|-------------|----------|----------|----------|----------|----------|
| C_φ | C_T | S(1) | S(2) | S(3) | S(4) | S(4) | S(6) |
| +1 | +2 | V_5 | V_8 | V_{11} | V_{14} | V_{17} | V_2 |
| | +1 | V_3 | V_6 | V_9 | V_{12} | V_{15} | V_{18} |
| | 0 | Vecteur nul | | | | | |
| | -1 | V_{18} | V_3 | V_6 | V_9 | V_{12} | V_{15} |
| | -2 | V_{17} | V_2 | V_5 | V_8 | V_{11} | V_{14} |
| 0 | +2 | V_4 | V_7 | V_{10} | V_{13} | V_{16} | V_1 |
| | +1 | V_4 | V_7 | V_{10} | V_{13} | V_{16} | V_1 |
| | 0 | Vecteur nul | | | | | |
| | -1 | Vecteur nul | | | | | |
| | -2 | V_{13} | V_{16} | V_1 | V_4 | V_7 | V_{10} |
| -1 | +2 | V_8 | V_{11} | V_{14} | V_{17} | V_2 | V_5 |
| | +1 | V_9 | V_{12} | V_{15} | V_{18} | V_3 | V_6 |
| | 0 | Vecteur nul | | | | | |
| | -1 | V_{12} | V_{15} | V_{18} | V_3 | V_6 | V_9 |
| | -2 | V_{14} | V_{17} | V_2 | V_5 | V_8 | V_{11} |

4.5. Résultats de simulation :

Un test de simulation est effectué pour la validation du contrôle proposé. Le système se compose d'un moteur à induction triphasé, 220V, 50HZ, 1.5KW avec convertisseur matriciel indirect à trois niveaux.

La vitesse du moteur de référence passe de 100 rad / s à -100 rad / s comme le montre la figure 4.-16, il est évident que la vitesse du rotor suit parfaitement sa référence.

La figure 4-17 représente la réponse de couple en cas de changements brusques du couple de charge à l'instant $t = 0,32s$ avec une valeur de 5Nm, et à l'instant $t = 1,6 s$ avec une valeur de -5Nm. Le couple égale à 10 Nm pour le mode d'accélération, puis il est ramené à la valeur du couple de charge. En mode décélération: la réponse du couple égale à -10 Nm, puis ramenée à -5Nm. La réponse de couple rapide et précise et sans dépassement, peut être observée clairement sur la même figure.

Les figures 4-18 et 4-19 représentent la réponse du flux du stator, il est clair que le flux suit sa valeur de référence (0,7 Wb), et présente une trajectoire circulaire dans le plan $(\alpha\beta)$. .

La figure 4-20 représente le courant de phase et la tension simple correspondante du côté d'entrée, à partir de cette figure, on remarque que le courant et la tension sont en phase. D'où un facteur de puissance est quasiment unitaire

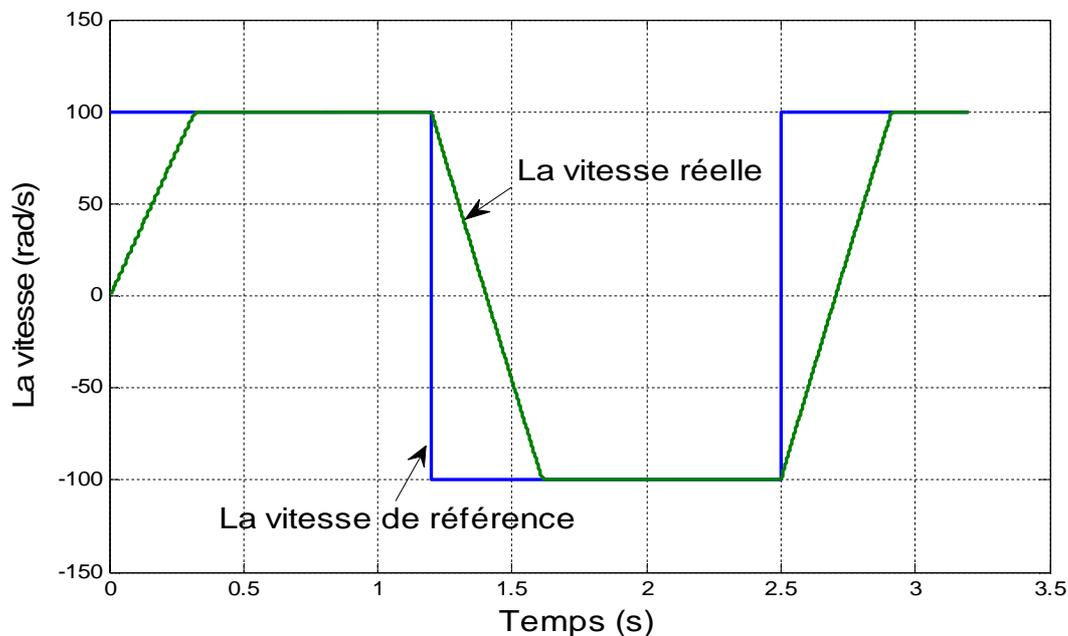


Figure 4-16 : La vitesse

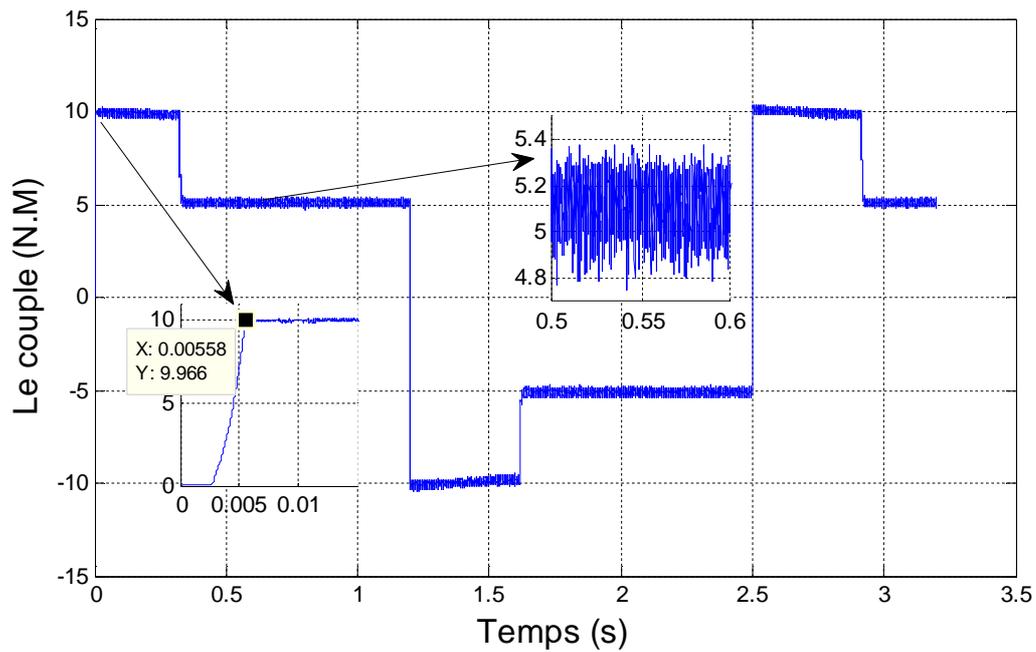


Figure 4-17 : Le couple de la machine

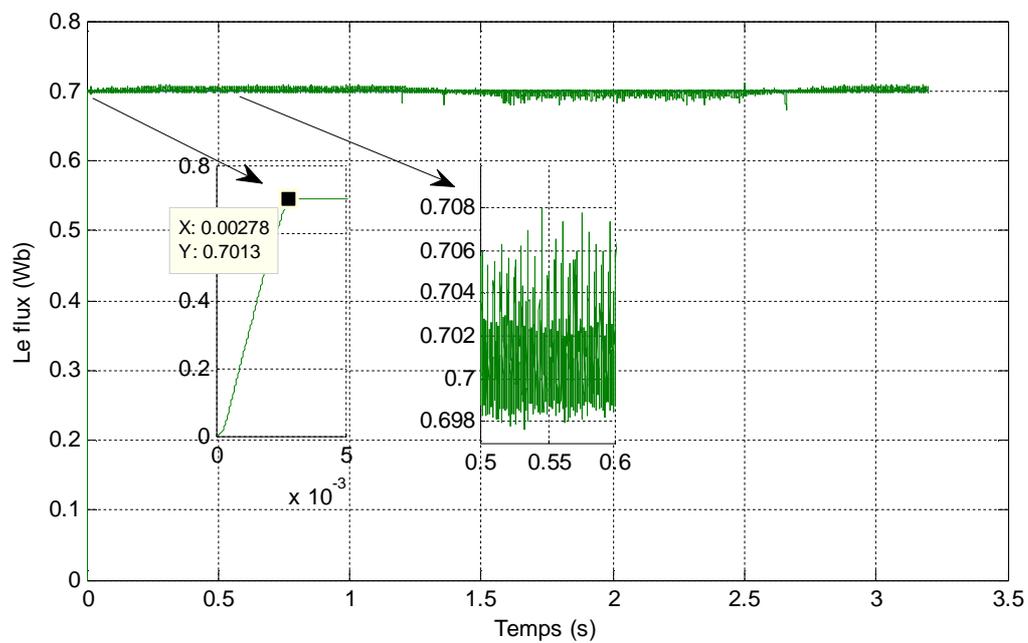


Figure 4-18 : Le flux

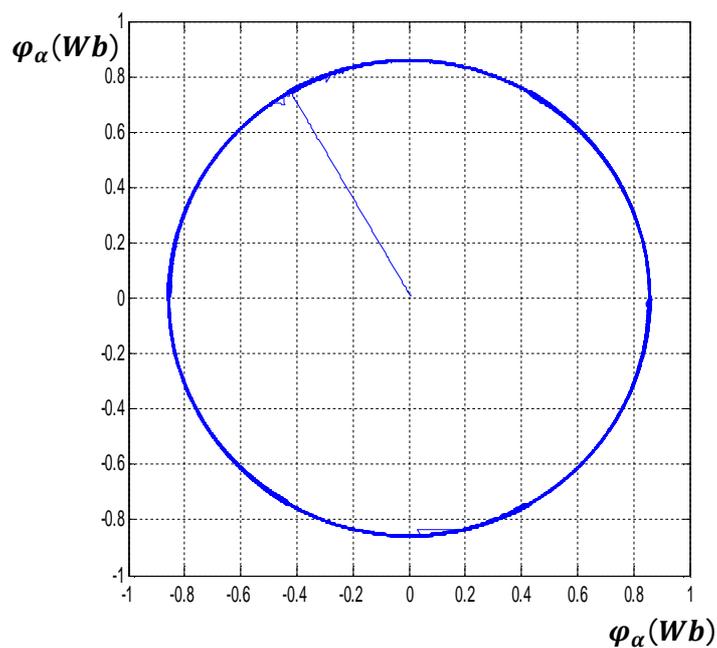


Figure 4-19: La trajectoire circulaire du flux (ϕ_α en fonction de ϕ_β)

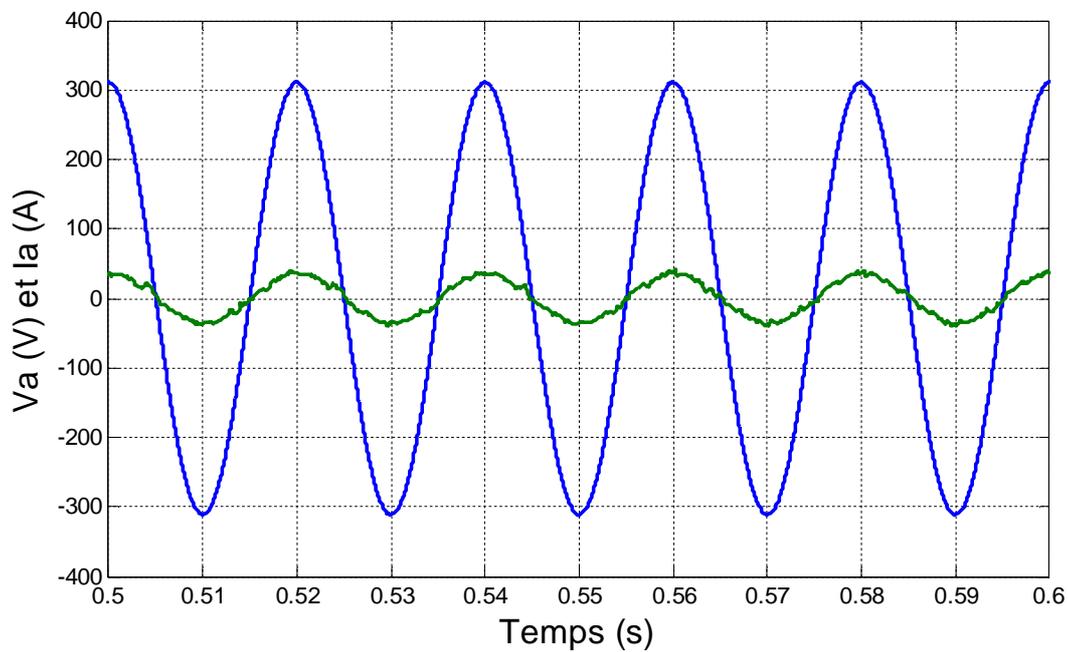


Figure 4-20 : Le courant et la tension côté réseau

Le tableau suivant présente la comparaison entre la réponse du couple et du flux en termes d'ondulation et de temps réponse pour les trois topologies sous la commande directe du couple

Tableau 4-4 : Comparaison entre IMC3, IMC et DMC utilisant la DTC.

| | | | |
|------------------|------------------|--------------------------------------|--------------------------------------|
| Ondulation | IMC3 | IMC | DMC |
| Couple | 8% | 11% | 9% |
| Flux | 0.01% | 0.014% | 0.012 |
| Temps de réponse | IMC3 | IMC | DMC |
| Couple | 0.0055 | 0.0047 | 0.00546 |
| Flux | 0.0027 | 0.0027 | 0.0035 |
| Dépassement | IMC3 | IMC | DMC |
| | Sans dépassement | 30% de la valeur du couple de charge | 30% de la valeur du couple de charge |

Le temps de réponse de couple est légèrement augmenté dans le cas de l'IMC3, mais la dynamique de réponse du couple de l'IMC3 ne représente aucun dépassement et moins ondulation.

4.6. Conclusion :

Dans ce chapitre, une explication des principes de fonctionnement et de la modulation pour la commande vectorielle pour le convertisseur matriciel à trois niveaux a été donnée.

En appliquant la modulation vectorielle proposée, le convertisseur matriciel à trois niveaux capable de synthétiser une tension à trois niveaux et peut également maintenir des courants d'entrée sinusoïdaux

la technique de commande directe de couple (DTC) est appliquée pour le contrôle d'une machine à induction triphasée dans une large plage de variation de vitesse basée sur l'utilisation d'un convertisseur matriciel indirect à trois niveaux (IMC3).

L'objectif principal de l'utilisation de la technique IMC3 sous DTC est d'assurer des avantages améliorés par rapport aux topologies de conversion conventionnelles telles que la réduction de

taux de $\frac{dV}{dt}$ aux commutateurs utilisés et assurant une réponse de couple précise, sans dépassement et moins contenu d'harmonique.

En effet, du fait du grand nombre de vecteurs tension pouvant être générés par l'IMC3, l'utilisation de l'IMC3 permet d'élaborer une table de commutation pour la sélection des vecteurs appropriés à appliquer à la machine à induction pour assurer la régulation du flux stator et le couple électromagnétique à haute performance, pour améliorer la forme d'onde du courant de sortie afin de garantir une forme d'onde presque sinusoïdale du courant d'entrée avec un facteur de puissance unitaire et de fonctionner dans une large plage de variation de vitesse sans déficience.

Sur la base des résultats de simulation obtenus, on peut dire que l'application du convertisseur matriciel indirect à trois niveaux pour entraîner le moteur à induction triphasé peut fournir des performances dynamiques et statiques améliorées sous une technique de contrôle appropriée telle que le DTC, en termes de dynamique réponses, qualité des courants d'entrée et de sortie, plage de variation de vitesse, moins d'ondulations de couple, ce qui entraîne moins de vibrations et moins de contraintes mécaniques, moins d'encombrement et moins de coûts.

Conclusion générale

CONCLUSION GENERALE :

Le travail présenté dans cette thèse est une contribution à la modélisation et la commande des convertisseurs directs de fréquence et son application dans l'entraînement des moteurs électriques à vitesse variable.

Un convertisseur matriciel est un convertisseur de fréquence direct, générant des tensions triphasées variables en amplitude et en fréquence à partir des tensions triphasées rigides d'entrée. Un circuit intermédiaire continu n'est pas nécessaire. Le principe est basé sur une topologie matricielle reliant chaque phase d'entrée à chaque phase de sortie par un commutateur de puissance bidirectionnel.

L'objectif principal de l'étude de ce type de convertisseur est le remplacement des convertisseurs conventionnels à circuits intermédiaires de tension par des convertisseurs intégrés au complet dans un module à semi-conducteurs. Ceci permettrait d'augmenter la durée de vie du convertisseur et diminuerait son volume.

De plus, la fabrication de la partie mécanique serait plus simple. Un autre grand avantage du convertisseur matriciel est la symétrie de la matrice, permettant le flux de puissance dans les deux sens et ainsi directement le fonctionnement en quatre quadrants.

Les inconvénients du convertisseur matriciel consistent d'abord en une commutation du courant plus délicate à cause de l'absence des diodes à roue libre. En outre, la commande est relativement complexe et le rapport entre la tension de sortie et la tension d'entrée est réduit (0.87 par rapport aux convertisseurs indirects conventionnels).

Dans ce travail, différentes topologies des convertisseurs matriciels ont été proposées. Une étude comparative a été effectuée. Afin d'évaluer les performances de chaque topologie.

Des stratégies de modulation ont été dérivées pour chaque topologie de convertisseur matriciel.

Par rapport aux convertisseurs matriciels directs et indirects, les topologies de convertisseur matriciel à trois niveaux génèrent évidemment des signaux de sortie de qualité supérieure en termes de contenu harmonique. De plus, en raison de l'utilisation de plusieurs tensions plus petites, la distorsion des courants de charge pour les convertisseurs matriciels à trois niveaux est inférieure à celle du convertisseur matriciel indirecte et direct.

À partir des résultats de simulation, l'IMC3 est plus performant que l'IMC et MC en termes de contenu harmonique.

Une nouvelle méthode de contrôle a été étudiée qui permet l'utilisation du convertisseur matriciel direct, indirect deux niveaux et indirect à trois niveaux dans le contrôle direct du couple d'une machine asynchrone.

La commande directe du couple est technique de commande qui s'appuie sur une approche empirique. Le principe de cette commande se base sur l'accélération ou la décélération du champ magnétique à l'intérieur de la machine. Ceci est possible grâce à l'application d'une séquence bien appropriée de tension aux bornes de l'onduleur. Le flux et le couple sont régulés par régulateurs à hystérésis. Elle offre de très bonnes performances dynamiques et a une faible fréquence de commutation et donc des pertes faibles. Elle est également très robuste.

Le contrôle direct du couple a pour avantages :

- De ne pas nécessiter des calculs dans le repère rotorique (d, q).
- Il n'existe pas de bloc de calcul de modulation de tension MLI. Ainsi, il s'adapte bien aux structures multi-niveaux.
- Il n'est pas nécessaire de faire un découplage des courants par rapport aux tensions de commande, comme dans le cas de la commande vectorielle.
- Il n'est pas nécessaire de connaître avec une grande précision l'angle de position

rotorique, car seule l'information de secteur dans lequel se trouve le vecteur flux statorique est nécessaire.

Et pour inconvénients :

- La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple.
- L'existence des oscillations de couple.
- Non maîtrise de la fréquence de modulation de l'onduleur.
- Fréquence d'échantillonnage élevée.

Les résultats des simulations numériques montrent que la réponse en vitesse utilisant IMC, MC et IMC3 sont similaires et le fonctionnement à facteur de puissance d'entrée unitaire est achevé. Mais le grand nombre et les différentes amplitudes des vecteurs de tension sous le contrôle direct du couple pouvant être générés par IMC3 permet d'assurer une bonne régulation du flux du stator et du couple électromagnétique et améliorer la forme d'onde du courant de sortie. Ceci, à son tour, diminue l'ondulation du flux et du couple.

On peut conclure que l'augmentation de niveaux de tension apporte de bonnes performances à la commande pour un entraînement asynchrone à base du contrôle direct du couple.

En perspectives, nous proposons:

- La réalisation pratique du convertisseur matriciel et son implantation dans un banc d'essais de système éolien.
- Mise en œuvre du convertisseur matriciel indirect à trois niveaux avec une alimentation en tension déséquilibrée pour vérifier ses performances et sa fiabilité.

Bibliographie

BIBLIOGRAPHIE :

- [1] P. Tenti, L. Malesani, and L. Rossetto, « Optimum control of N-input K-output matrix converters », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 7, no. 4, pp. 707-713, Oct, 1992.
- [2] A. Ishiguro, K. Inagaki, M. Ishida, S. Okuma, Y. Uchikawa, and K. Iwata, « A new method of PWM control for forced commutated cycloconverters using microprocessors », in *Con\$ Rec. IEEE Ind. Applicat. Soc. Annu. Meeting*, 1988, pp. 712-721, 1988.
- [3] A. Ishiguro, T. Furuhashi, and S. Okuma, « A novel control method for forced commutated cycloconverters using instantaneous values of input line-to-line voltages », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 38, no. 3, pp. 166-172, June 1991.
- [4] L. Huber and D. Borojevic, « Space Vector Modulated Three Phase to Three Phase Matrix Converter with Input Power Factor Correction », *IEEE Trans Ind Appl*, 31: P. 1234–1246, 1995.
- [5] L. Huber and D. Borojevic, « Space vector modulation with unity input power factor for forced commutated cycloconverters », in *Con\$ Rec. IEEE Ind. Applicat. Soc. Annu. Meeting, Part I*, pp. 1032-1041. 1991.
- [6] A. Ferrero and G. Superti-Furga, « A New Approach to the Definition of Power Components in Three-Phase Systems Under Nonsinusoidal Conditions », *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurements*, vol. 40, no. 3, pp. 568-577, June 1991.
- [7] Ali Benachour, El Madjid Berkouk, and Mohand Oulhadj Mahmoudi, « Study and comparison between two DTC strategies of induction machine fed by direct matrix », *Journal of Renewable and Sustainable Energy* 9, 055501; doi: 10.1063/1.5002769, 2017.
- [8] M. Jussila, M. Salo, H. Tuusa, « Realization of a three phase indirect matrix converter with an indirect vector modulation method », *IEEE Conference on Power Electronics Specialist*, Vol. 2, pp: 689 – 694, 2003.

- [9] D. Casadei, G. Serra, and A. Tani , « Performance of SVM controlled matrix converter with input and output unbalanced conditions », in Proc. EPE, vol. II, Seville, Spain, , pp. 628–633, Sept. 18–21, 1995.
- [10] I. Boldea and S.A. Nasar, « Torque Vector Control (TVC) - A Class of Fast and Robust Torque Speed and Position Digital Controller for Electric Drives », Proceedings of EMPS, vol. 15, pp. 135-148, 1988.
- [11] J.N. Nash, « Direct Torque Control, Induction Motor Vector Control Without an Encoder », IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 33, N. 2, March/April, pp. 333-341 127, 1997.
- [12] D. Casadei, G. Grandi, G. Serra, A. Tani , « Effects of flux and torque hysteresis band amplitude in direct torque control of induction machines », Proceedings of IECON'94, 5-9 September, Bologna, Italy, pp. 299-304, 1994.
- [13] D. Casadei, G. Grandi, G. Serra, A. Tani , « Switching strategies in direct torque control of induction machine », Proceedings of ICEM'94, Paris, France, pp.204- 209, 5-8 September 1994.
- [14] A. Benachour, « Commande sans Capteur basée sur DTC d'une Machine Asynchrone alimentée par Convertisseur Matriciel », Thèse doctorat de l'ENP d'alger. 2017.
- [15] A. Abrous, « Modélisation, Commande et Réalisation d'un convertisseur matriciel », Mémoire de Magister de l'ENP d'alger. 2008.
- [16] A. Khaldi, EL. M , Berkouk, M.O. Mahmoudi, M.Kermadi , Y .Tachrift, « Simulation et réalisation de la MLI vectorielle appliquée au convertisseur matriciel », 8^{eme} conférence sur le génie électrique, EMP, 2013.
- [17] A. Khaldi, EL. M , Berkouk, M.O. Mahmoudi, « DTC methode for induction machine fed by indirect matrix converter », The 2nd intenational conference on power electronics and their applications, Djelfa, 2015.

- [18] A. Khaldi, EL. M , Berkouk, M.O. Mahmoudi , « Commande directe du couple associée au convertisseur matriciel direct », 9^{ème} conférence sur le génie électrique, EMP, 2015.
- [19] A. Khaldi, EL. M , Berkouk, M.O. Mahmoudi, « Nearest Three Virtual Space Vector Modulation Strategy for Three-Level-Indirect Matrix Converter », The 3rd international conference on power electronics and their applications, Djelfa, 2017.
- [20] Kaci Ghedamsi, EL Madjid Berkouk, « Contribution à la modélisation et la commande d'un convertisseur direct de fréquence Application à la conduite de la machine asynchrone », Thèse doctorat de école nationale polytechnique, Alger, 2008.
- [21] F. GRUSON, « Modulation naturelle généralisée des convertisseurs matriciels pour la variation de la vitesse », Thèse de doctorat, Université Lille, 2010.
- [22] Seyed-Hamid Shahalami, « Filtrage hybride des perturbations harmoniques produites par des systèmes d'entraînement asynchrone à vitesse variable», Thèse Doctorat de l'Université Henri Poincaré, Nancy-I 6 novembre 2001.
- [23] The Institute of Electrical and Electronics Engineers , « Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems », IEEE Standard, 1992.
- [24] M. Belfi, J. Sung, S. Bell and G. Skibinski, « Effect of surge voltage rise-time on the insulation of low voltage machines fed by PWM converters », Proceedings of IEEE Industry Application Society Conference, pp. 239 – 246, Oct. 1997.
- [25] D. Busse, J. Erdman, R. J. Kerkman, D. Schlegel and G. Skibinski, « System electrical parameters and their effects on bearing currents », IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 33, No. 2, March/April 1997.
- [26] C. Hochgraf, R. Lasseter, D. Divan, and T. A. Lipo, « Comparison of multilevel inverters for static var compensation », Proceedings of IEEE Industrial Applications Society Annual Meeting, vol. 2, pp. 921 – 928, Oct. 1994.

- [27] T. Meynard and H. Foch , « Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage source inverters », Proceedings of IEEE Power Electronic Specialist Conference, vol. 1, pp. 397 – 403, July 1992.
- [28] M. Yeong Lee, « Three-Level-Neutral-point-clamped matrix converter topology », Thèse de doctorat, Université Nottingham, 2009.
- [29] B. S. Suh, G. Sinha, M. D. Manjrekar and T. A. Lipo, « Multilevel power conversion – An overview of topologies and modulation strategies », Proceedings of Optimization of Electrical and Electronic Equipments, vol. 2, pp. AD-11 – AD-24, May 1998.
- [30] T. Meynard and H. Foch, « Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage source inverters », Proceedings of IEEE Power Electronic Specialist Conference, vol. 1, pp. 397 – 403, July 1992.
- [31] A. Nabae, I. Takahasai and H. Akagi, « A new neutral-point-clamped PWM inverter », IEEE Transactions in Industry Applications, vol. IA – 17, no 5, pp. 518 – 523, Sept./Oct. 1981.
- [32] M. Carpita and S. Teconi, « A novel multilevel structure for voltage source inverter », Proceedings of European Power Electronics and Applications Conference, pp. 90 – 94, 1991.
- [33] L. Malesani, L. Rossetto, P. Tenti, and P. Tomasin, « Ac/dc/ac pwm converter with reduced energy storage in the dc link », IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 31, no. 2, pp. 287 – 292, 1995.
- [34] C.L. Neft and C.D. Schauder, « Theory and design of a 30-hp matrix converter », IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 28, no. 3, pp. 248 – 253, 1992.
- [35] P.W. Wheeler, J. Rodriguez, J.C. Clare, L. Empringham and A. Weinstein, « Matrix converters: a technology review », IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 49, no. 2, pp. 276 – 288, 2002.
- [36] P.A. Robson, K.J. Bradley, P. W. Wheeler, J. C. Clare, L. de Lillo, C. Gerada, S.J.

Pickering, D. Lampard, C.K.Goh, G. Towers and C.Whitley, « The Impact of Matrix Converter Technology on Motor Design for an Integrated Flight ControlSurface Actuation System », Proceedings of International Electric Machines and Drives Conference, vol. 2, pp. 1321 – 1327, June 2003.

[37] L. Gyugyi, B.R. Pelly, « Static Power Frequency Changers. Theory, performance and applications », ISBN 0-471-678000-7, 442 pages, John Wiley & Sons, USA, 1976.

[38] N. Mohan, T.M. Undeland, W.P. Robbins, « Power Electronics. Converters, applications and design », ISBN 0-471-30576-6, 802 pages, 2nd Edition, John Wiley & Sons, USA 1995.

[39] J.M.D. Murphy, F.G. Turnbull, « Power Electronic Control of AC Motors », Pergamon Press 1988, ISBN 0-08-022683-3, pages 524, 1988.

[40] M. Venturini, « A new sine wave in, sine wave out, conversion technique eliminates reactive elements », in Proceedings of Powercon 7, San Diego,CA, pp. E3-1-E3-15, 1980.

[41] A. Alesina, M. Venturini, « Solid-state power conversion: a Fourier analysis approach to generalized transformer synthesis », IEEE Transactions on Circuits System, vol. CAS-28, pp. 319-330, April 1981.

[42] A. Alesina, M. Venturini, « Analysis and Design of Optimum-Amplitude Nine-Switch Direct AC-AC Converters », IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 4, no. 1, pp. 101-112, January 1989.

[43] P.D. Ziogas, S.I. Khan, and M.H. Rashid, « Some Improved Forced Commutated Cycloconverters Structures », IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-21, No 5, pp. 1242-1253, Sept./Oct. 1985.

[44] A. Ishiguro, K. Inagaki, M. Ishida, S. Okuma, Y. Uchikawa, K. Iwata, « A new method of PWM control for forced commutated cycloconverters using microprocessors », Proceedings of IEEE/IAS Annual Meeting, 1988, pp. 712-721, 1988.

- [45] L. Gjugyi, B. Pelly , « Static Power Frequency Changers », New York: Wiley, 1976.
- [46] A. Alesina, M. Venturini , « Analysis and Design of Optimum-Amplitude Nine Switch Direct AC-AC Converters », IEEE Transactions on Power Electronics, vol.4, no.1, pp. 101-112, Janvier 1989.
- [47] H.J. Cha, « Analysis and design of matrix converter for adjustable speed drives and distributed power sources », Thèse de Doctorat de l'université A&M Texas Etats-Unis, août 2010.
- [48] J. W. Kolar, F. Schafmeister, S. D. Round, H. Ertl , « Novel Three-Phase AC-AC Sparse Matrix Converters », IEEE Transactions on Power Electronics, vol.22, no.5, pp.1649-1661, septembre 2007.
- [49] J.W. Kolar, T. Friedli, F. Krismer, S.D. Round, « The essence of three-phase AC/AC converter systems », dans Proceeding EPE-PEMC, pp.27-42, Septembre 2008.
- [50] F. Bradaschia, M. C. Cavalcanti, F. Neves, and H. de Souza, « A modulation technique to reduce switching losses in matrix converters », IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 56, no. 4, pp. 1186–1195, Apr.2009.
- [51] P. Nielsen, F. Blaabjerg and J. K. Pedersen, « New protection issues of a matrix converter: design considerations for adjustable- speed drives », IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 35, no. 5, pp.1151-1161,1999
- [52] Lixiang Wei, Thomas Anthony Lipo and Ho Chan, «Matrix converter topologies with reduced number of switches », third Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Proceedings 2002.
- [53] S.L. Arévalo, « Matrix converter for frequency changing power supply applications », Thèse de Doctorat de l'université de Nottingham Angleterre, 2008.
- [54] M. Matteini, « Control techniques for matrix converter adjustable speed drives », Thèse de Doctorat de l'université de Bologna Italie, 2001.

- [55] L. Gonthier, « Contribution au développement de la conversion d'énergie AC/AC », Mémoire d'Habilitation à Diriger des Recherche (HDR), Université F.Rabelais de Tours, Mai 2006.
- [56] P. Wheeler and D. Grant, « Optimized input filter design and low loss switching techniques for a practical matrix converter », Proceedings of Electric Power Applications, vol. 144, no. 1, pp. 53 – 60, Jan. 1997.
- [57] N. Burany, « Safe control of four-quadrant switches », dans Proceeding IAS, pp.1190-1194 vol.1, Octobre 1989.
- [58] A. Schuster, « A matrix converter without reactive clamp elements for an induction motor drive system », dans Proceeding PESC, vol.1, pp.714-720, Mai 1998.
- [59] Mahmoud hamouda, Farhat Fnaiech and Kamal Al-Haddad, « Input filter design for SVM Dual-Bridge Matrix Converters », IEEE ISIE, Montreal, Quebec, Canada, July 9-12, 2006.
- [60] P. D. Ziogas, S. I. Khan and M. H. Rashid, « Some improved forced commutated cycloconverter structures », IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. IA-21, no. 5, pp. 1242-1253, SeptJOct. 1985.
- [61] J. Rodriguez, « A new control technique for ac-ac converters », in Proc. IFAC Control in Power Electronics and Electrical Drives, pp. 203-208. 1983.
- [62] J Oyama, T. Higuchi, E. Yamada, T. Koga and T. Lipo, « New control strategy for matrix converter », in Con\$ Rec. IEEE PESC'89, pp. 360-367.1989.
- [63] Y. Kim and M. Ehsani, « Control of forced-commutated direct frequency changers », in Con\$ Rec. IEEE Ind. Applicat. Soc. Annu. Meeting, 1990.

- [64] L. Huber, D. Borojević, and N. Burany, « Analysis, design and implementation of the space-vector modulator for forced-commutated cycloconverters », *IEEE Proc.-B*, vol. 139, no. 2, pp. 103-113, Mar. 1992.
- [65] A. R. Daniels and D. T. Slattery, « Application of power transistors to polyphase regenerative power converters », *Proc. IEE*, vol. 125, no. 7, pp. 643-647, July 1978.
- [66] E. P. Wiechmann, J. R. Espinoza, L. D. Salazar and J. R. Rodriguez, « A direct frequency converter controlled by space vector », in *Conf Rec. IEEE Ind. Applicat. Soc. Annu. Meeting*, pp. 314-320, 1993.
- [67] G. Kastner and J. Rodriguez, « A forced commutated cycloconverter with control of the source and load currents », in *Proc. EPE'85*, pp. 1.141-1.146, 1985.
- [68] C. L. Neft and C. D. Schauder, « Theory and design of a 30-HP matrix converter », *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 28, I no. 3, pp. 546-551, May/June 1992.
- [69] A. Alesina and M. Venturini, « Analysis and design of optimum amplitude nine-switch direct ac-ac converters », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 4, no. 1, pp. 101-112, Jan. 1989.
- [70] D. G. Holmes and T. A. Lipo, « Implementation of a controlled rectifier using ac-ac matrix converter theory », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 7, no. 1, pp. 240-250, Jan. 1992.
- [71] D. G. Holmes, « The general relationship between regular-sampled pulse-width-modulation and space vector modulation for hard switched converters », in *Conf Rec. IEEE Ind. Applicat. Soc. Annu. Meeting*, pp. 1163-1170, 1992.
- [72] G. Roy and G.-E. April, « Direct frequency changer operation under a new scalar control algorithm », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 6, no. 1, pp. 100-107, Jan. 1991.
- [73] S. Yuvarajan and A. Khoei, « An improved direct ac-ac converter and its application to three phase induction motor drive », in *Conf Rec. IEEE Ind. Applicat. Soc. Annu. Meeting*, pp. 961-964, 1988.

- [74] D. H. Shin and G. H. Cho, « Improved PWM method of forced commutated cycloconverters », IEE Proc.-B, vol. 136, no. 3, pp. 121-126, May 1989.
- [75] N. Buriny, « Safe control of four-quadrant switches », in Con\$ Rec. IEEE IAS'91, Part I, pp. 1190-1194, 1991.
- [76] L. Huber and D. Borojevic, « Digital modulator for forced commutated cycloconverters with input power factor correction », in Con\$ Proc. IEEE, 1992.
- [77] L. Huber, D. Borojevic, X. F. Zhuang, and F. C. Lee, « Design and implementation of a three-phase to three-phase matrix converter with input power factor correction », New York: Wiley, 1976. IECON'92, vol. 1, pp. 518-523, 1992.
- [78] I. Takahashi and T. Noguchi, « A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor », IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. IA-22, pp. 820–827, Sept./Oct. 1986.
- [79] S. Halász, I. Schmidt, T. Molnár, « Matrix Converters for Induction Motor Drive », Proceedings of EPE'95, vol. 2, pp. 664-669, 1995.
- [80] Vahid F, Davood K, « A New Approach to DTC-ISVM for Induction Motor Drive System Fed by Indirect Matrix Converter », 2nd Power Electronics, Drive system and technology conference, 2011.
- [81] X. Chen, M. Kazerani, « A New Direct Torque Control Strategy for Induction Machine Based on Indirect Matrix Converter », IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Vol.3, pp: 2479 - 2484 July 9-12, 2006.
- [82] K. Iimori, K. Shinohara, K. Yamamoto, « A study of deadtime of PWM rectifier of voltage- source inverter without DC link components and its operating characteristics of induction motor », Industry Applications Conference. vol.3, pp: 1638 – 1645, 2004.

- [83] P. D. Ziogas, Y. G. Kang, and V. R. Stefanovic, « Rectifier-inverter frequency changers with suppressed DC link components », *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. IA-22, pp. 1027–1036, Nov./Dec. 1986.
- [84] D. G. Holmes and T. A. Lipo, « Implementation of a controlled rectifier using ac–ac matrix converter theory », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 7, pp. 240–250, Jan. 1992.
- [85] M. Kazerani and B. T. Ooi, « Feasibility of both vector control and displacement factor correction by voltage source type ac–ac matrix converter », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 42, pp. 524–530, Oct. 1995.
- [86] D. Casadei, G. Grandi, G. Serra, and A. Tani, « Space vector control of matrix converters with unity input power factor and sinusoidal input/output waveforms », in *Proc. EPE*, vol. 7, Brighton, U.K, pp. 170–175., Sept. 13–16, 1993.
- [87] M. Depenbrok, « Direct Self-Control (DSC) of Inverter-Fed Induction Machine », *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. PE-3, N., pp. 420-4294, Oct. 1988.
- .
- [88] D. Casadei, G. Serra, A. Tani, L. Zarri , « Matrix converter modulation strategies: a new general approach based on space-vector representation of the switch state », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.49, no.2, pp.370-381, Avril 2002.
- [89] D. Casadei, G. Grandi, G. Serra, A. Tani, « The use of matrix converters in direct torque control of induction machines », *Proceedings of IECON'98*, Aachen, Germany, pp. 744-749 August 31- September 4, 1998
- [90] F. Blaabjerg, D. Casadei, M. Matteini, G. Serra, A. Tani, « Direct Torque Control using Matrix Converters: Improvement of the Input Line Current Quality », *Proceedings of EPE 2001*, Graz, Austria, 27-29 August, 2001, CD-ROM, pp. 1-10, 2001.
- [91] H. Bausch, R. Blumel, W. Zeng, « Flux-Estimation of a PWM-Inverter-Fed Torque-Controlled Induction Machine based on Terminal Quantities », *Proceedings of ICEM'92*, Manchester (UK,pp.833-837), September 15-17 1992.

- [92] D. Casadei, G. Serra, A. Tani, « Performance Analysis of a DTC control scheme for Induction Motor in the low speed range », Proceedings of EPE'97, Trondheim, Norway, 8-10 September 1997, Vol. 3, pp. 700-704, 1997.
- [93] I. Ludtke, M. G. Jayne, « A comparative study of high performance speed control strategies for voltage-sourced PWM inverter-fed induction motor drives », Proceedings of EMD'95, Durham, UK, 11-13 September , 1995, pp. 343-348, 1995.
- [94] S. Raju, N. Mohan, « Capacitor clamped multi-level matrix converter », IEEE Conference on Power Electronics, pp: 1036 – 1042, 2014.
- [95] M. Y. Lee, P. W. Wheeler and C. Klumpner, « A new modulation method for the three-level-output-stage matrix converter »,in Proc. PCC, pp. 776–783, 2007
- [96] Meng Yeong Lee, « Three-level Neutral-point-clamped Matrix Converter Topology », These de doctorat , University of Nottingham,2009.
- [97] N. Celanovic, D. Boroyevich, « A Comprehensive Study of Neutral- Point Voltage Balancing Problem in Three Level Neutral-Point-Clamped Voltage Source PWM Inverters », IEEE Applied Power Electronics Conference, 1999.
- [98] Yiqiang Chen, Bakari Mwinyiwiwa, Zbigniew Wolanski, Boontek Ooi, « Regulating and Equalizing DC Capacitance Voltages in Multilevel Statcom », IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 12, No. 2, pp.901-907, April 1997.
- [99] Jih-Sheng Lai, Fang Zheng Peng, « Multilevel Converters-A New Breed of Power Converters », IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 32, No. 3, pp.509-517, May/June 1996.
- [100] A. Nabae, I. Takahashi and H. Akagi, « A new neutral-point clamped PWM inverter », IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. IA-17, no. 5, pp.518–523, Sept. /Oct. 1981.

- [101] Ui-Min Choi, KyoBeum Lee, « Space vector modulation strategy for neutral-point voltage balancing in three-level inverter systems », *IET Power Electronics*, Vol. 6, Iss. 7, pp.1390-1398, 2013.
- [102] I.Messaif, E.M.Berkouk, N.Saadia, « Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Alimentée par un Onduleur à 3-Niveaux de Tension », 4eme Conférence Internationale, JTEA'06, 2006.
- [103] R. Zaimeddine, E.M. Berkouk, L. Refoufi, M. Bousalah , « A Scheme of EDTC Control Using a Three-Level Voltage Source Inverter for an Induction Motor », *The IEEE International Symposium on Industrial Electronics – ISIE 2007*, Vigo, Spain. With an ISBN: 1-4244 – 0755 - 9/ 2007/ IEEE. Pp. 2250 – 2255, from June 4 to 7, 2007.
- [104] Zaimeddine Rabah, « Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Alimentée par des Onduleurs Multi-niveaux », Thèse de doctorat, ENP, 2007.
- [105] Messaif Iqbal, « Contrôle Direct du Couple d'une machine asynchrone alimentée par onduleurs multiniveaux par une approche classique et une approche neuronale. Équilibrage des tensions d'entrée des onduleurs », Thèse de doctorat, ENP, 2009.
- [106] M. Bermudez, I. G. Prieto, F. Barrero, H. Guzman, M. J. Duran and X. Kestelyn, « Open phase fault-tolerant direct torque control technique for five-phase induction motor drives », *IEEE Tran. on Ind. Electron.* 64 (2) 902—911, 2017.
- [107] B. Ch, U. R. Muduli and R. K. Behera, « Performance comparison of five-phase three-level npc to five-phase two-level voltage source inverter », In: *IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, (December 2018) .
- [108] S. Payami, R. K. Behera and A. Iqbal, « Dtc of three-level npcinverterfed five-phase induction motor drive with novel neutral point voltage balancing scheme », *IEEE Trans. on Power Electronics* 33 (2) 1487—1500, 2018.
- [109] J. K. Pandit, M. V. Aware, R. V. Nemade and E. Levi, « Direct Torque Control Scheme

for a Six-Phase Induction Motor With Reduced Torque Ripple »,IEEE Trans. on Power Electronics 32 (9) 7118–7129, 2016

[110] I. M. Alsofyani and N. R. N. Idris, « Simple Flux Regulation for Improving State Estimation at Very Low and Zero Speed of a Speed Sensorless Direct Torque Control of an Induction Motor »,IEEE Trans. on Power Electronics 31 (4) 3027–3035, 2015.

[111] B. Chikondra, U. R. Muduli and R. Kumar Behera, « Fault-Tolerant DTC Technique for Fivephase Three-Level NPC Inverter-fed Induction Motor Drive with an Open-Phase Fault », IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE) 5281—5287, 2019.

[112] P. Naganathan, S. Srinivas, and H. Ittamveetil, « Five-level torque controller-based DTC method for a cascaded three-level inverter fed induction motor drive », IET Power Electronics 1223—1230, 2017.

[113] Ameer Khaldi , El Madjid Berkouk, Mohand Oulhadj Mahmoudi and Abdellah Kouzou, «Direct Torque Control of Three-Phase Induction Motor Powered by Three-Level Indirect Matrix Converter», Nonlinear Dynamics and Systems Theory journal 22(2) 178-196 ,2022.

Annexe A

ANNEXE A Les différentes configurations d'un bras d'onduleur à trois niveaux

ANNEXE A: Les différentes configurations d'un bras d'onduleur à trois niveaux :

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

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

De ce fait, l'analyse topologique d'un bras de cet onduleur montre qu'il existe cinq configurations possibles [88]. Ces différentes configurations sont présentées par la figure (A-1).

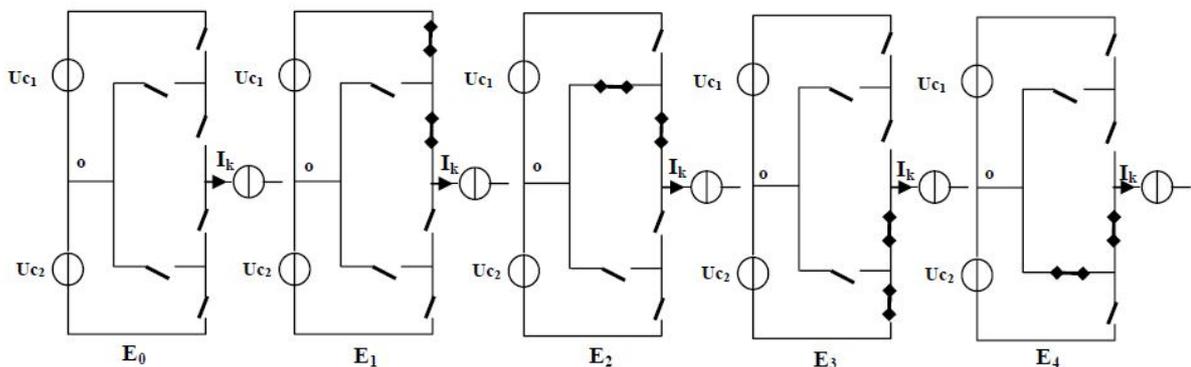


Figure A-1 : Différentes configurations d'un bras de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC

A.1. Commande complémentaires des onduleurs à trois niveaux :

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

$$1 \begin{cases} S_{1A} = \overline{S_{2A}} \\ S_{3A} = \overline{S_{4A}} \end{cases} \quad 2 \begin{cases} S_{1A} = \overline{S_{3A}} \\ S_{2A} = \overline{S_{4A}} \end{cases} \quad 3 \begin{cases} S_{1A} = \overline{S_{4A}} \\ S_{2A} = \overline{S_{3A}} \end{cases} \quad (A-1)$$

ANNEXE A Les différentes configurations d'un bras d'onduleur à trois niveaux

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

$$\begin{cases} S_{1A} = \overline{S_{3A}} \\ S_{2A} = \overline{S_{4A}} \end{cases} \quad (\text{A-2})$$

A.2. Fonction de connexion des interrupteurs :

Cette fonction est associée à chaque interrupteur. Elle décrit son état ouvert ou fermé.

Elle prend la valeur « 1 » si l'interrupteur est fermé et « 0 » dans le cas contraire. De plus, nous supposons dans cette partie que le diviseur capacitif est équilibré ($V_{C1} = V_{C2} = V_{DC}/2$).

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

$$\begin{cases} S_{1K} = \overline{S_{3K}} \\ S_{2K} = \overline{S_{4K}} \end{cases} \quad (\text{A-3})$$

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

$$\begin{cases} V_{A0} = (S_{1A}S_{2A} - S_{3A}S_{4A}) * \frac{V_{DC}}{2} \\ V_{B0} = (S_{1B}S_{2B} - S_{3B}S_{4B}) * \frac{V_{DC}}{2} \\ V_{C0} = (S_{1C}S_{2C} - S_{3C}S_{4C}) * \frac{V_{DC}}{2} \end{cases} \quad (\text{A-4})$$

Les tensions composées sont :

$$\begin{aligned} V_{AB} &= V_{A0} - V_{B0} = [(S_{1A}S_{2A}) - (S_{3A}S_{4A})] * \frac{V_{DC}}{2} - [(S_{1B}S_{2B}) - (S_{3B}S_{4B})] * \frac{V_{DC}}{2} \\ V_{BC} &= V_{B0} - V_{C0} = [(S_{1B}S_{2B}) - (S_{3B}S_{4B})] * \frac{V_{DC}}{2} - [(S_{1C}S_{2C}) - (S_{3C}S_{4C})] * \frac{V_{DC}}{2} \\ V_{AC} &= V_{C0} - V_{A0} = [(S_{1C}S_{2C}) - (S_{3C}S_{4C})] * \frac{V_{DC}}{2} - [(S_{1A}S_{2A}) - (S_{3A}S_{4A})] * \frac{V_{DC}}{2} \end{aligned} \quad (\text{A-5})$$

$$\begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (S_{1A}S_{2A}) - (S_{3A}S_{4A}) \\ (S_{1B}S_{2B}) - (S_{3B}S_{4B}) \\ (S_{1C}S_{2C}) - (S_{3C}S_{4C}) \end{bmatrix} * \frac{V_{DC}}{2} \quad (\text{A-6})$$

ANNEXE A Les différentes configurations d'un bras d'onduleur à trois niveaux

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

$$\begin{bmatrix} V_{AN'} \\ V_{BN'} \\ V_{CN'} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 1 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (S_{1A}S_{2A}) - (S_{3A}S_{4A}) \\ (S_{1B}S_{2B}) - (S_{3B}S_{4B}) \\ (S_{1C}S_{2C}) - (S_{3C}S_{4C}) \end{bmatrix} * \frac{V_{DC}}{2} \quad (\text{A-7})$$

Annexe B

ANNEXE B : Calcul du régulateur de la vitesse

B.1. Régulateur de vitesse :

La chaîne de régulation de vitesse peut être représentée par le schéma fonctionnel suivant (Figure B-1) :

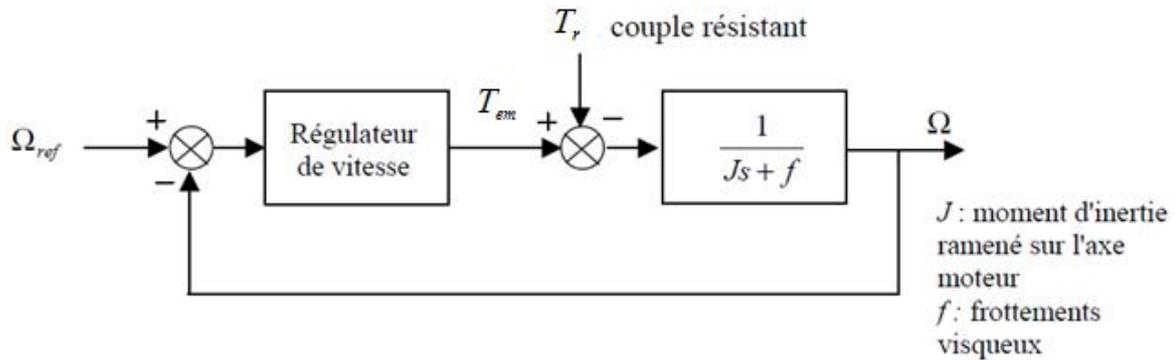


Figure B-1 : Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse

Dans le cas de l'utilisation d'un régulateur PI classique, Ω s'écrit alors :

$$\Omega = \frac{1}{js + f} \left(\frac{k_p s + k_i}{s} \right) (\Omega_{ref} - \Omega_{mes}) - \frac{1}{js + f} T_r \quad (\text{B-1})$$

Soit

$$\Omega = \left(\frac{k_p s + k_i}{js^2 + (k_p + f)s + k_i} \Omega_{ref} - \frac{s}{js^2 + (k_p + f)s + k_i} T_r \right) \quad (\text{B-2})$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique du 2nd ordre.

En identifiant le dénominateur à la forme canonique $\left(\frac{1}{1 + \frac{2\zeta}{\omega_n} s + \frac{s^2}{\omega_n^2}} \right)$, nous avons à

résoudre le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \frac{j}{k_i} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{2\zeta}{\omega_n} = \frac{k_p + f}{k_i} \end{cases} \quad (\text{B-3})$$

Pour un coefficient d'amortissement ζ de 1, nous avons $\omega_n t_{rep} = 4.75$, t_{rep} représentant le temps de réponse en vitesse du système.

Les paramètres du régulateur PI sont alors les suivants :

$$\begin{cases} k_i = j \left(\frac{4.75}{t_{rep}} \right)^2 \\ k_p = j \frac{9.5}{t_{rep}} - f \end{cases} \quad (\text{B-4})$$

Avec $t_{rep} = 300ms$