

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

Université Abderrahmane MIRA- Bejaia

Faculté de Technologie

Département de Génie Electrique



Mémoire de fin d'études

En vue de l'obtention du diplôme MASTER en Electrotechnique

Option : Automatismes industriels

THEME

Implémentation virtuelle de la modulation
vectorielle pour un Convertisseur
Matriciel Direct

Présenté par :

Mr. HECHIM Rachid

Mr. OULAGHA Hamza

Soutenu devant le jury:

Promoteur

Mr. TAIB Nabil

President

Mr. GHADMSI Kaci

Examineur

Mr. AZZIB Ahmed

Promotion 2012-2013

Remerciements

Qu'il nous soit d'abord permis de remercier et d'exprimer notre gratitude envers le bon Dieu, qui nous a donné la patience et le courage pour que nous puissions achever ce travail.

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué à l'université de Bejaia sous la direction de Monsieur Nabil TAIB, chargé de cours de l'automatisme industriel que nous tenons à remercier du fond de notre cœur pour la proposition du sujet, pour sa gentillesse, sa disponibilité et pour ses précieux conseils tout au long de ce travail.

Nous adressons aussi à remercier tous les enseignants du département du Génie Electrique et particulièrement ceux de l'Automatisme pour leur contribution à notre formation et leurs encouragements.

Nous adressons également nos vifs remerciements aux membres du jury qui nous ont fait l'honneur d'accepter d'examiner ce travail.

Dédicaces

*Je dédie ce modeste travail à toutes les personnes qui
me sont chères.*

*Toutes mes pensées vont tout d'abord vers mes très
chers parents et mes chers frère et sœurs
qui m'ont soutenu durant toute la
durée de mes études pour faire
de moi ce que je suis
aujourd'hui.*



HECHIM RACHID

Dédicaces

*Je dédie ce modeste travail à toutes les personnes qui
me sont chères.*

*Toutes mes pensées vont tout d'abord vers mes très
chers parents et mes chers frère et sœurs
qui m'ont soutenu durant toute la
durée de mes études pour faire
de moi ce que je suis
aujourd'hui.*



OULAGHA HAMZA

Sommaire

Sommaire :

| | |
|--|----|
| Introduction Générale | 1 |
| Chapitre I : Généralités sur les convertisseurs a structure matriciel. | |
| I.1 Introduction..... | 3 |
| I.2 Convertisseurs AC-AC..... | 3 |
| I.2.1 Gradateur..... | 3 |
| I.2.2 Cycloconvertisseur..... | 4 |
| I.2.3 Convertisseur indirect de fréquence..... | 6 |
| I.2.4 Convertisseur matriciel..... | 7 |
| I.2.4.1 Convertisseur Matriciel direct..... | 8 |
| I.2.4.2 Convertisseur Matriciel indirect..... | 9 |
| I.2.4.3 Avantages et inconvénient d'un convertisseur matriciel..... | 9 |
| I-2-4-4 Domaines d'application | 9 |
| I.3 Comparaison entre quelques types de convertisseurs..... | 10 |
| I.4 Commutateurs de puissance bidirectionnel..... | 11 |
| I.5 Commutations admissibles..... | 11 |
| I.5.1 Commutation | 11 |
| I.5.2 Problèmes de commutations..... | 13 |
| I.5.3 Solutions pour le problème de commutation | 14 |
| I.5.3.a Méthode adopté : méthode à quatre étapes..... | 14 |
| I.5.3.b Explication de la méthode à quatre étapes | 15 |
| I.6 Circuits auxiliaires pour le convertisseur matriciel..... | 18 |
| I.6.1 Filtre d'entrée..... | 18 |
| I.6.2 Circuit de protection | 18 |
| I.7 Conclusion..... | 19 |
| Chapitre II : Stratégie de modulation des convertisseurs matriciels directs | |
| II.1 Introduction..... | 20 |
| II.2 Stratégie de modulation des convertisseurs matriciels..... | 20 |
| II.2.1 Méthode de Venturini | 21 |
| II.2.2 Modulation vectoriel..... | 23 |
| II.2.2.1 Schéma indirect de conversion | 23 |
| II.2.2.2 Commande de l'étage onduleur | 26 |
| II.2.2.3 Commande de l'étage redresseur. | 30 |
| II.2.2.4 Commande du convertisseur matriciel | 33 |
| II.3 Résultats de simulation..... | 33 |
| II.3.1 Paramètres de simulation | 34 |
| II.3.2 Résultats de simulation de la modulation vectoriel (ISVM) | 34 |
| II.3.3 Commentaires sur les résultats | 45 |
| II.4 Conclusion | 46 |
| Chapitre III : Microcontrôleur dsPIC33FJ32MC204 | |
| III.1 Introduction..... | 47 |
| III.2 Le microcontrôleur..... | 47 |
| III.2.1 Avantages des microcontrôleurs dsPIC..... | 47 |
| III.2.2 Domaines d'applications des dsPIC..... | 48 |

| | |
|---|----|
| III.3 Présentation du dsPIC33FJ32MC204 | 48 |
| III.3.1 Différentes familles des dsPIC..... | 49 |
| III.3.2 Identification des dsPICs..... | 49 |
| III.3.2 Les critères de choix d'un dspic(ou PIC)..... | 49 |
| III.3.3 Les caractéristiques et structures interne de dspic33FJ32MC204..... | 50 |
| III.3.5 Le schéma bloqué du dspic33FJ32MC204 | 51 |
| III.4 Description des différents blocs..... | 53 |
| III.4.1 Microprocesseur(C.P.U) | 53 |
| III.4.1.1 Système d'horloge de la CPU..... | 53 |
| III.4.1.2 Configuration de la PLL..... | 53 |
| III.4.2 le noyau DSP..... | 54 |
| III.4.3 Mémoires programmes..... | 54 |
| III.4.4 Mémoires données | 55 |
| a) Mémoire RAM | 55 |
| b) Mémoire EEPROM | 55 |
| III.4.5 Port d'entrée /sortie du dspic33FJ32MC204..... | 55 |
| a) Interfaces parallèles pour la connexion des entrées /sorties..... | 55 |
| b) L'interface série | 56 |
| III.4.6 Convertisseur analogique numérique (CAN)..... | 56 |
| III.4.7 Timer..... | 56 |
| III.4.7.1 Génération des signaux | 57 |
| III.4.7.2 Génération des signaux à rapport cyclique variable..... | 58 |
| III.4.7.3 Configuration du Timer1..... | 58 |
| a) Le registre T1CON..... | 58 |
| b) Mise en marche du Timer1..... | 59 |
| III.4.8 Interruptions..... | 60 |
| III.4.8.1 Principe..... | 60 |
| III.4.8.2 Sources d'interruptions..... | 60 |
| III.4.8.3 Configuration d'une interruption d'un Timer..... | 61 |
| III.5 Conclusion | 61 |

Chapitre IV : Implémentation virtuelle de la modulation vectorielle pour un convertisseur matriciel direct

| | |
|--|-----------|
| IV.1 Introduction..... | 62 |
| IV.2 Langage de programmation des dsPIC | 62 |
| IV.2.1 Pourquoi programmer les dsPIC en C..... | 62 |
| IV.3 MPLAB..... | 63 |
| IV.3.1 Les étapes pour créer un projet dans MPLAB..... | 63 |
| IV.4 ISIS..... | 67 |
| IV.5 Schéma d'implémentation..... | 68 |
| IV.6 Organigramme du programme..... | 69 |
| IV.7 Implémentation..... | 70 |
| IV.7.1 Paramètres d'implémentation..... | 72 |
| IV.7.2 Résultats d'implémentation..... | 72 |
| IV.7.3 Interprétations..... | 78 |
| IV.8 Conclusion..... | 79 |
| Conclusion générale..... | 80 |

Bibliographie

Annexes

Liste de Figures :

Figure I.1 : Gradateur triphasé.

Figure I.2 : Structure d'un cycloconvertisseur à pont de gratz

Figure I.3 : Structure d'un convertisseur AC-DC-AC avec un circuit intermédiaire.

Figure I.4 : Redresseur commandé.

Figure I.5 : La structure d'un Convertisseur matriciel triphasé-triphasé direct.

Figure I.6 : convertisseur matriciel indirect

Figure I.7 : Interrupteurs Bidirectionnels

Figure I.8 : cellule de commutation du convertisseur matriciel.

Figure I.9 : Les quatre configurations possibles pour une cellule.

Figure I.10 : Exemple de définition d'un état de commutation de la matrice

Figure I.11 : Schéma du risque lors de la commutation entre deux interrupteurs bidirectionnels

Figure I.12 : Schéma de base pour l'étude de la commutation

Figure I.13 : Etats de commutation d'une cellule d'un convertisseur matriciel utilisant la technique à quatre étapes basée sur le signe du courant.

Figure I.14 : Séquences temporelles de commutation à quatre étapes

Figure I.15 : filtres d'entrée

Figure I.16 : protection contre les surtensions à l'aide de pont de diodes.

Figure II.1 : Schéma indirect de conversion

Figure II.2 : Etage onduleur du circuit équivalent

Figure II.3 : Secteurs des vecteurs de commutation de la tension de sortie.

Figure II.4 : Etage redresseur de circuit équivalent

Figure II.5 : Secteurs du vecteur de commutation du courant d'entrée.

Figure II.6, II.9, II.12, II.15, II.18, II.21 tension entre phase de sortie

Figure II.7, II.10, II.13, II.16, II.19, II.22 courant de la phase (a) de sortie

Figure II.8, II.11, II.14, II.17, II.20, II.23 courant de la phase (A) d'entrée

Figure III.1 : Image d'un dspic33FJ32MC204 et sa représentions sous ISIS PROTEUS

Figure III.2 : Schéma bloc d'un dspic

Figure III.2 : Schéma fonctionnel du système d'horloge de la CPU

Figure IV.1 : La fenêtre d'accueil de MPLAB.

Figure IV.2 : Guide pour nouveau projet.

Figure IV.3 : Choix de composant dsPIC33FJ32MC204.

Figure IV.4 : Choix de compilateur pour le dsPIC33FJ32MC204.

Figure IV.5 : Nomination du projet et le sauvegarder.

Figure IV.6 : Inclure d'autres fichiers au projet.

Figure IV.7 : L'espace de travail de MPLAB.

Figure IV.8 : La fenêtre principale de travail sur ISIS.

Figure IV.9 : Bibliothèque ISIS.

Figure IV.10 : Schéma d'implémentation virtuel.

Figure IV.11, IV.14, IV.17, IV.20, IV.23, IV.26 : La tension entre phases de sortie v_{ab}

Figure IV.12, IV.15, IV.18, IV.21, IV.24, IV.27 : courant de la phase de sortie i_a

Figure IV.13, IV.16, IV.19, IV.22, IV.25, IV.28 : courant de la phase d'entrée i_A

Liste de Tableaux :

Tableau I.1: Comparaison entre Gradateur, Cycloconvertisseur, Redresseur-Onduleur et Convertisseur Matriciel.

Tableau I.2: Transitions sûres entre les interrupteurs AaA et BaB pour un courant positif.

Tableau I.3: Transitions sûres entre les interrupteurs AaA et BaB pour un courant négatif.

Tableau II.1: les huit états de l'onduleur

Tableau II.2 : les neuf états du redresseur

Tableau II.3 : Séquences de commutation et leur durée pour le convertisseur matriciel.

Introduction Générale

Introduction Générale

Introduction Générale :

Le développement et le progrès des technologies de l'électronique a permis une grande amélioration des systèmes électriques, engendrant ainsi deux types de progrès.

En premier lieu les progrès de l'électronique de puissance ont permis l'augmentation des puissances et des fréquences de commutations des convertisseurs statiques.

En second lieu est celui de la microélectronique ont fait croître d'une façon massive l'intelligence des comportements des grands systèmes industriels et ça en autorisant l'utilisation de toute sorte d'algorithmes qui visent l'amélioration du pilotage des systèmes par l'homme, et l'obtention de meilleures performances technique, tel que le rendement, le facteur de puissance, aussi une meilleure performance dynamiques telle que la rapidité, et la stabilité. Le progrès de la microélectronique permettra aussi d'implémenter des algorithmes de commande complexes tout en utilisant des plateformes embarquées.

Bien que la conversion de fréquence la plus répandue, en industrie, est la conversion indirecte de fréquence qui se réalise par un étage redresseur et un étage onduleur lié entre eux par un filtre intermédiaire, l'arrivée du convertisseur matriciel qui assure la conversion direct tend à le remplacer grâce aux récentes avancées de l'électronique de puissance, mais cette évolution reste limitée, vu la complexité de la commande du convertisseur matriciel.

En revanche, le convertisseur matriciel possède plusieurs avantages par rapport aux convertisseurs conventionnels. Etant donné qu'il s'agit d'un convertisseur de fréquence direct, le circuit intermédiaire continu caractérisant les convertisseurs conventionnels n'est pas nécessaire. Les éléments passifs de stockage d'énergie qui forment le circuit intermédiaire sont éliminés. Il est ainsi possible de réduire considérablement l'effort constructif et le volume du convertisseur. [1]

Apparue il y a seulement quelques dizaines d'années, la commande numérique impose actuellement sa technologie dans le monde de l'industrie. Elle est conçue pour piloter le fonctionnement d'un procédé à partir des instructions d'un programme sans intervention directe de l'opérateur pendant son exécution.

Les calculateurs numériques à base de microprocesseur constituent les outils les plus répandus dans la commande numérique. De plus, les progrès de la technologie a permis une intégration plus importantes de composants avec leur unité d'échange dans un seul composant

Introduction Générale

qui sont connue sous le terme de microcontrôleur et qui assurent toutes les fonctions d'un microprocesseur et son environnement d'entrée/sortie.

En effet l'objectif de notre travail est d'implémenter la technique de commande du convertisseur matriciel direct dite modulation vectorielle ISVM (Indirect Space Vector Modulation) sur un microcontrôleur. Cette stratégie de modulation a été étudiée par L.Huber et D.Brojovic en 1989.

Pour ce faire nous avons structuré notre travail en quatre chapitres,

Dans le premier chapitre, nous exposerons les généralités sur les convertisseurs matriciels en citant les différents convertisseurs AC-AC ainsi qu'une comparaison entre leurs performances. Comme nous avons cité les configurations possibles des commutateurs bidirectionnels qui constituent le convertisseur matriciel, les circuits auxiliaires à ce convertisseur.

Dans le second chapitre nous présenterons les deux stratégies de modulation, à savoir la modulation de Venturini et la modulation vectorielle en donnerons les résultats de simulation effectuée sous l'environnement Matlab pour cette dernière.

Au troisième chapitre nous présenterons le microcontrôleur dsPIC33FJ32MC204 et les étapes de configurations des registres nécessaires pour sa mise en marche.

Le quatrième chapitre sera consacré pour la présentation de l'organigramme du programme à implémenter sur le schéma d'implémentation et les résultats de simulation sous ISIS PROTEUS ainsi qu'une brève présentation de ces logiciels utilisés.

Pour finir, une conclusion générale clôturera ce mémoire, avec quelques perspectives.

CHAPITRE-I

Généralités sur les convertisseurs à structure matriciels

I.1 Introduction :

Dans l'industrie on ne peut s'en passer du contrôle de l'énergie électrique, et pour ce faire on a recours à des convertisseurs statiques, dont les convertisseurs alternatif-alternatif. L'une de leurs applications importantes est la variation de la vitesse des machines tournantes à courant alternatif.

Il existe plusieurs topologies de ces convertisseurs qui assurent soit la conversion directe (AC-AC) ou bien la conversion indirecte (AC-DC-AC) qui est la plus utilisée actuellement en industrie.

Dans ce chapitre on présente les différents types de ces convertisseurs dont on cite gradateur, cycloconvertisseur, convertisseur indirect de fréquence, convertisseur matriciel direct et le convertisseur matriciel indirect. Nous nous intéressons à l'étude de la structure des convertisseurs matriciels.

I.2 Convertisseurs Statiques (AC-AC) :

Il existe plusieurs types de convertisseurs statiques AC-AC qui sont améliorés à travers le temps à savoir :

I.2.1. Gradateur :

Un gradateur est un dispositif de l'électronique de puissance destiné à modifier un signal électrique dans le but de faire varier sa tension et son intensité efficace de sortie et de modifier ainsi la puissance dans la charge et sans modifier la fréquence du signal d'entrée. Ce dispositif est utilisé pour des tensions alternatifs (souvent sinusoïdale) : c'est un convertisseur direct alternatif-alternatif.[2]

Le gradateur utilise un triac pour faire varier la tension efficace en sortie du montage. Pour les équipements de forte puissance. Les gradateurs peuvent être réalisés par des groupes de thyristors montés en antiparallèle ou bien éventuellement, par des associations thyristor-diode dans le cas des réseaux polyphasés.

Les gradateurs sont utilisés pour réaliser des variateurs de la tension dans certains appareils fonctionnant sur le réseau (lampes halogènes, aspirateurs domestiques, outillage électroportatif ...), pour la régulation de chauffage électrique, ainsi que dans de nombreux processus industriels, comme le démarrage et le ralentissement des moteurs asynchrones.

L'inconvénient majeur d'un gradateur est que la tension au borne de la charge est alternative non sinusoïdale, donc le courant absorbé sera aussi alternatif non sinusoïdale. La présence d'harmonique de courant absorbé sur le réseau sera donc importante.

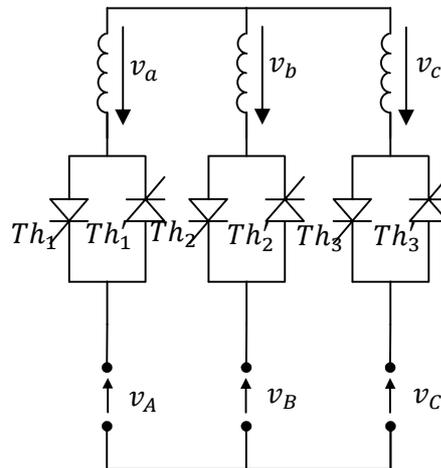


Figure I.1: Gradateur triphasé.

I.2.2 Cycloconvertisseur :

I.2.2.1 Définition

C'est un convertisseur direct de forte puissance, à commutation naturel qui permet d'obtenir à partir d'un réseau de fréquence donné, une ou plusieurs tensions de fréquence plus petites, généralement inférieure à celle du réseau d'alimentation .

La tension de sortie est obtenue par la juxtaposition de fragments de sinusoïdes successives empreintes de différentes phases du réseau d'entrée.

Chaque phase de la charge (moteur) est alimentée par un redresseur-onduleur disposés en montage antiparallèle.

I.2.2.2 Applications des cycloconvertisseurs :

Les applications des cycloconvertisseurs découlent de leurs propriétés, ils sont utilisés pour:

- L'alimentation aussi bien des moteurs synchrone que des moteurs asynchrone triphasé lents et de grande puissance, par exemple des moteurs d'entraînement de broyeur de ciment (fort couple et faible vitesse).

- Alimentation d'un ensemble de moteurs devant tourner lentement à des vitesses voisines : c'est le cas des moteurs de rouleaux de laminoirs.[3]

I.2.2.3 Avantages des cycloconvertisseurs :

- Fonctionnement en commutation naturelle, il ne nécessite pas de circuit auxiliaire de blocage des thyristors.
- Etant un convertisseur direct, il a un très bon rendement car le courant pour aller de l'entrée à la sortie ne traverse qu'un ou deux semi-conducteurs ;
- La commande et la protection des semi-conducteurs ne présentent pas des difficultés. [4].

I.2.2.4 Inconvénients des cycloconvertisseurs :

Malgré les avantages que nous procure le cycloconvertisseur, il présente des inconvénients souvent nocifs pour le réseau d'alimentation.

- comme tout convertisseur direct, il est perméable aux harmoniques : les harmoniques des tensions de sortie entraînent l'existence d'harmoniques dans les courants d'entrée, ces harmoniques sont la cause principale des bruits ainsi que des variations existants dans les machines entraînées par ce type de convertisseur. Une solution a été proposée pour les systèmes de propulsion maritime pour réduire les harmoniques des cycloconvertisseurs, mais elle semble très compliquée et onéreuse ;
- Le montage nécessite beaucoup de thyristors, Pour une sortie triphasée, il en faut au moins 18, presque toujours c'est le double ;
- Surtout, de par son principe même, le cycloconvertisseur consomme une puissance réactive importante.[5]

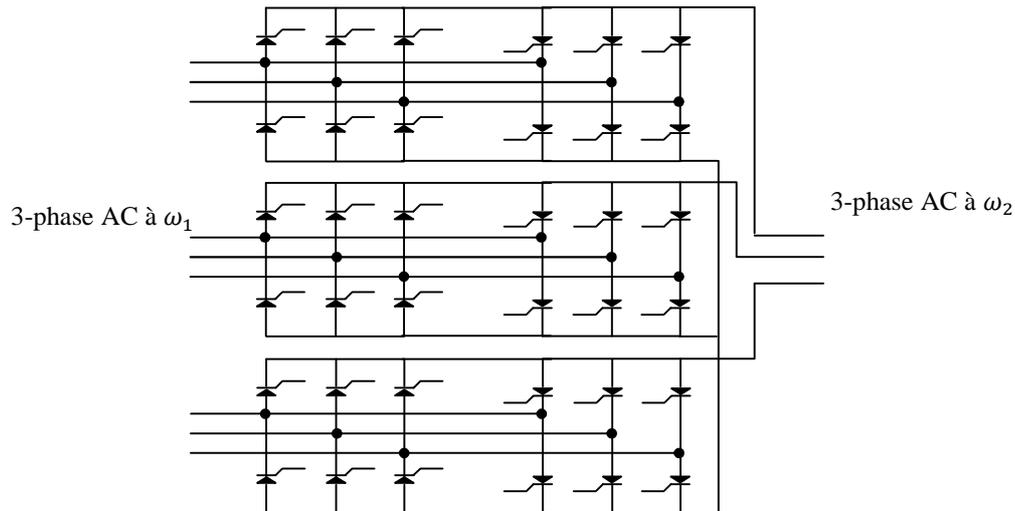


Figure I.2: Structure d'un cycloconvertisseur à pont de gratz

I.2.3 Convertisseurs indirects de fréquence :

Le convertisseur de fréquence indirect, traditionnellement utilisés dans l'industrie, est composé 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 diode, non commandable, très robuste et peu coûteux, il génère une tension continue aux borne 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. [7]

Ou bien pour obtenir de très faible THD (Taux de distorsion d'harmonique) du courant, le redresseur à diode peut être remplacé par un redresseur MLI (Figure I.4). Cette solution permet d'imposer la forme des courants réseaux indépendamment des tensions de sortie, et donc de réduire fortement la taille des éléments du filtre d'entrée.

Ce type de convertisseur est le plus utilisé en industrie grâce aux avantages qu'il procure :

- sécurité des procédés vis-à-vis des perturbations réseau.
- minimisation des variations de puissances réactive sur le réseau.
- minimisation de la pollution harmonique du réseau.

Malgré tous ces avantages, la présence de l'inductance et/ou du condensateur dans le bus continu (bus DC), présente un inconvénient sur le cout ainsi que sur la durée de vie du convertisseur.

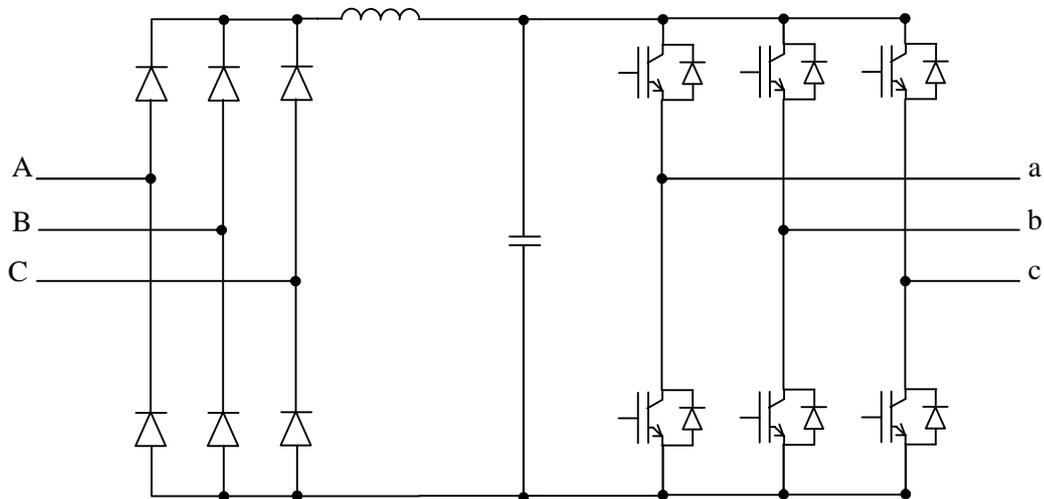


Figure I.3 : Structure d'un convertisseur AC-DC-AC avec un circuit intermédiaire.

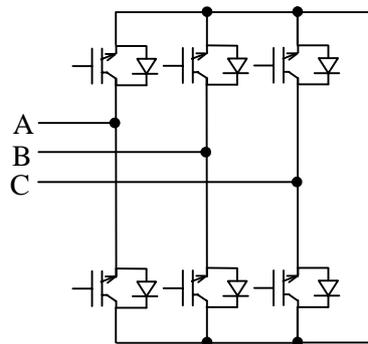


Figure I.4 : Redresseur commandé.

I.2.4 Convertisseurs Matriciels :

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.[8]

I.2.4.1 Convertisseurs Matriciel Direct :

Un convertisseur matriciel direct (CMD) est une nouvelle topologie de convertisseur de fréquence direct. Il permet d'avoir un système triphasé des tensions variables en amplitude et en fréquence à partir des tensions du réseau d'alimentation industriel.

Le convertisseur matriciel direct triphasé-triphasé est composé de neuf (9) interrupteurs bidirectionnels qui permet à toutes les phases de sorties d'être connecté à n'importe quelle phase d'entrées. L'entrée du convertisseur est connectée à un système triphasé de tension (au réseau) et sa sortie connectée à un système de courant triphasé (charge).

En raison de sa bidirectionnalité et de la symétrie, une double connexion pourrait être également possible pour le convertisseur matriciel direct : un système d'alimentation en courant à l'entrée et un système de tension à la sortie. [5]

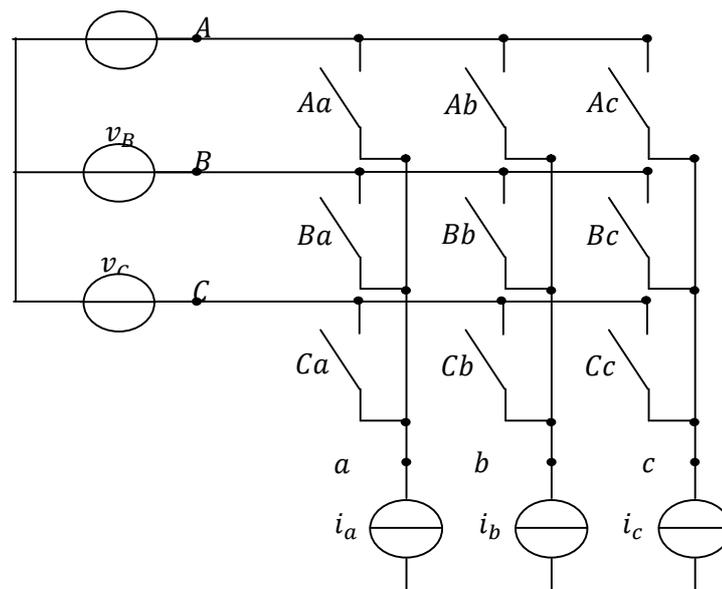


Figure I.5: La structure d'un convertisseur matriciel triphasé-triphasé direct.

I.2.4.2 Convertisseurs Matriciels Indirectes :

Le convertisseur matriciel indirect (CMI) est présenté par deux ponts : un pont redresseurs qui converti une grandeur alternative d'entrée en une grandeur continu ou quasi-continu qui sera ensuite convertie par un pont onduleur en une grandeur alternative de sortie avec une amplitude et une fréquence variable.

La topologie d'un convertisseur matriciel indirect sera identique à celle d'un convertisseur conventionnel (redresseur-onduleurs) sans circuit intermédiaire.

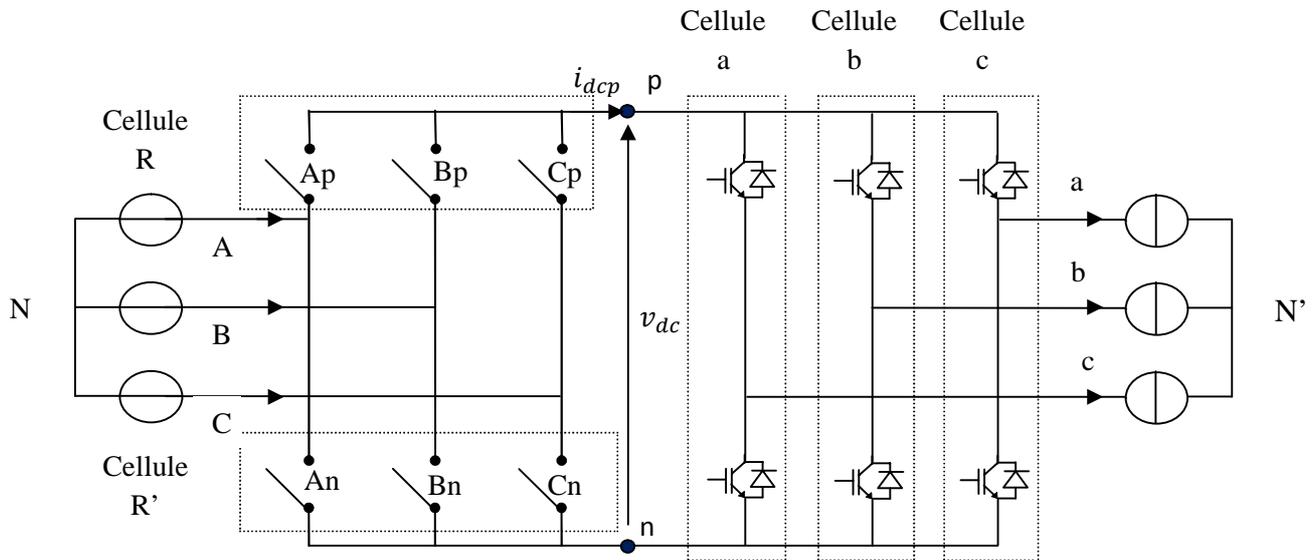


Figure I.6 : Convertisseur matriciel indirect

I.2.4.3 Les avantages et les inconvénients des convertisseurs matriciels :

Les avantages et les inconvénients des convertisseurs matriciels sont liés à sa structure :

a/Avantages d'un convertisseur matriciel [9] :

- L'obtention de courants quasi-sinusoidaux à l'entrée et à la sortie (ne contenant pas d'harmoniques de bas ordre).
- Le réglage du facteur de puissance à l'entrée qui permet de faire de la compensation de l'énergie réactive et dans une certaine mesure, de réduire les coûts associés au matériels de compensation réactive.
- L'opération inhérente dans les quatre quadrants offre la bidirectionnalité du flux de la puissance.
- Une large gamme de variation de la fréquence.

b/Inconvénients des convertisseurs matriciels [10]:

- Manques des interrupteurs bidirectionnels
- Limite de ratio de tension (0.866)

I.2.4.4 Domaines d'application des convertisseurs matriciels [11]:

- La commande des moteurs alternatifs.

- Interconnexion de réseaux électriques.
- L'alimentation électrique des avions.
- L'alimentation des systèmes éoliens.
- Les systèmes de transmission de courants alternatifs flexibles (FACTS).

I.3 Comparaison entre quelques types de convertisseurs :

Le tableau I.1 résume la comparaison entre quatre structures des convertisseurs statiques : Gradateur, Cycloconvertisseur, Redresseur-Onduleur et Convertisseur Matriciel.

| | Gradateur | Cycloconvertisseur | Convertisseur indirect de fréquence | Convertisseur Matriciel |
|-----------------------------|-----------------------|------------------------------|-------------------------------------|--------------------------|
| Technologie | Ancienne | Ancienne | Moderne | Encours de développement |
| Conversion | AC-AC | AC-AC | AC-DC-AC | AC-AC |
| Fréquence limite | Fréquence de l'entrée | 40% de la fréquence d'entrée | Illimité | Illimité |
| Nombre d'interrupteur | 3 bidirectionnel | 36 unidirectionnel | ≥18 unidirectionnel | 9 bidirectionnel |
| Qualité du signal de sortie | Acceptable | Acceptable | Bonne | Très bonne |
| Quadrant de fonctionnement | 4 quadrants | 4 quadrants | 4 quadrants | 4 quadrants |
| Complexité | Simple | Moyenne | Grande | Grande |
| Pertes | Faible | Faible | Grande | Potentiellement faible |
| Poids physique | Léger | Lourd | Moyen | Léger tout silicium |

Tableau I.1 : Comparaison entre Gradateur, Cycloconvertisseur, Redresseur-Onduleur et Convertisseur Matriciel.[5]

I.4 Commutateurs de puissances bidirectionnels :

Les interrupteurs de puissance utilisés dans les convertisseurs matriciels sont en général bidirectionnels, c'est-à-dire qu'ils permettent de conduire le courant symétriquement dans les deux sens et de bloquer les tensions de deux polarités.

Le manque des interrupteurs bidirectionnels explique l'existence de quatre configurations d'interrupteurs bidirectionnels qui sont formés à partir des interrupteurs unidirectionnels.

La première est formée par un pont de diodes et un transistor au milieu (fig. I.7.a). La deuxième est formée par deux diodes et deux transistors montés en collecteurs commun (fig.I.7.b). La troisième est formée par deux diodes et deux transistors montés en émetteur commun (fig.I.7.c) et la dernière est formée de deux transistors permettant de bloquer des tensions négatives (fig.I.7.d) [12].

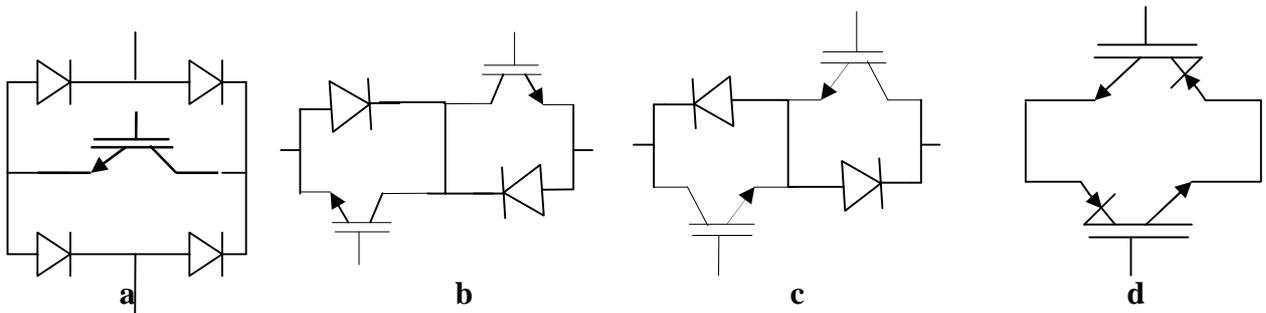


Figure I.7 : Interrupteurs Bidirectionnels

I.5 Commutation admissible:

I.5.1 Commutation:

Le convertisseur matriciel est composé de trois cellules (a, b, c) qui possèdent une symétrie fonctionnelle, comme il est montré dans la figure suivante :

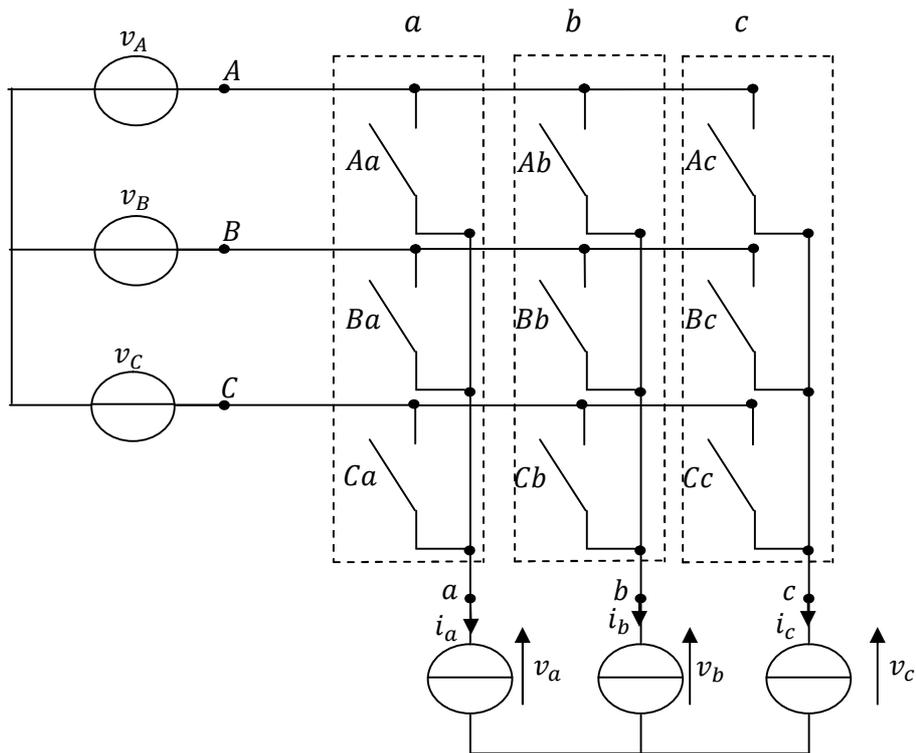


Figure I.8 : cellule de commutation du convertisseur matriciel.

Avec neuf interrupteurs bidirectionnels on peut assurer 512 (2^9) différentes combinaisons mais toutes les combinaisons ne sont pas physiquement réalisables. Le choix des combinaisons des états de commutation du convertisseur matriciel doit respecter deux règles de base [11] :

- Il ne faut jamais fermer plus qu'un seul commutateur par cellule d'une phase de sortie. Ceci peut provoquer un court-circuit, la destruction due aux forts courants résultants.
- Les interrupteurs bidirectionnels d'une cellule ne doivent pas être tout désamorcés à tout point dans le temps. Ceci peut provoquer des surtensions, en absence d'un circuit pour le courant de charge inductive.

Donc, ces règles impliquent qu'un seul commutateur bidirectionnel par phase de sortie doit être allumé à chaque instant. Par cette contrainte, dans un convertisseur matriciel triphasé-triphasé les combinaisons permises de commutation sont 27.

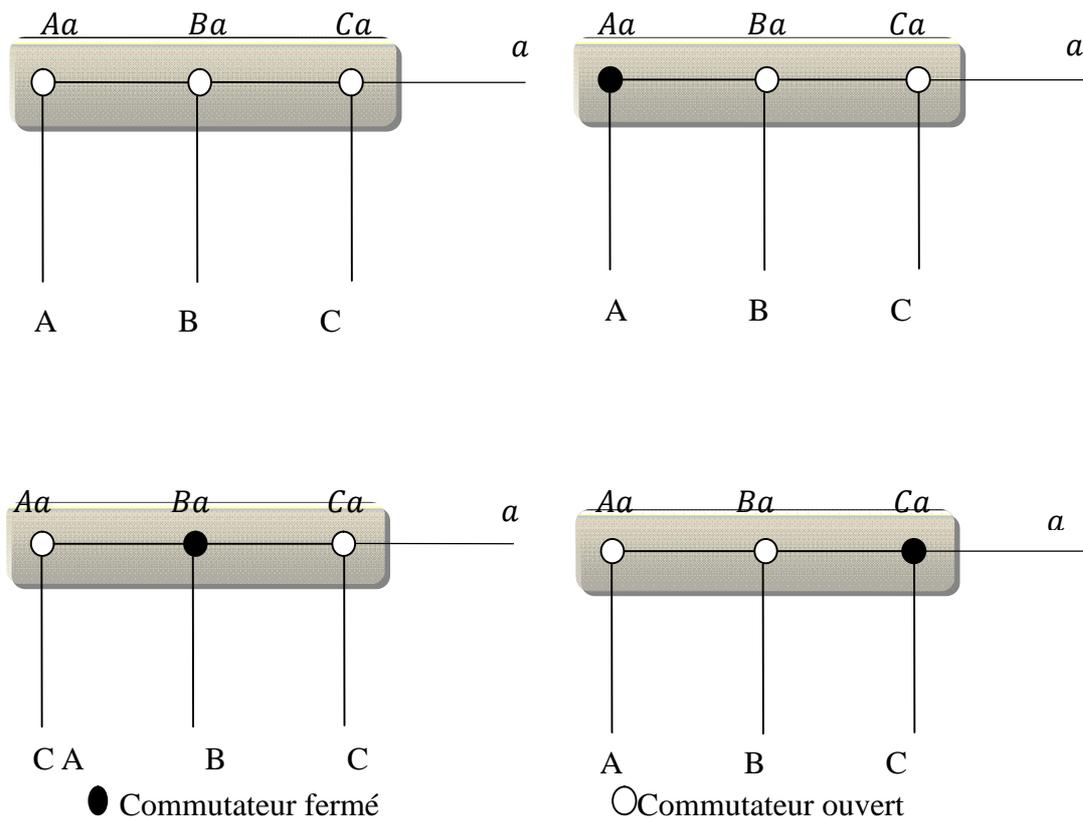


Figure I.9 : Les quatre configurations possibles pour une cellule.

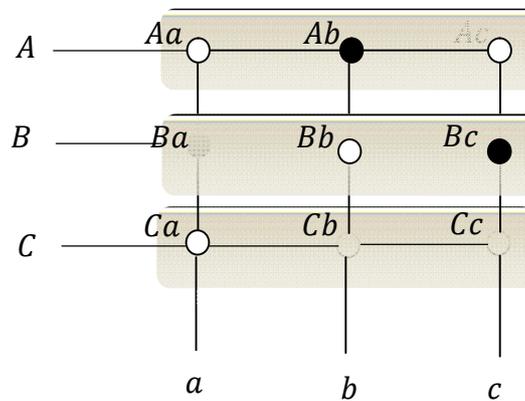


Figure I.10: Exemple de définition d'un état de commutation de la matrice

I.5.2 Problèmes de commutations [7][8] :

Il existe un temps de retard lors de l'ouverture et de la fermeture d'un commutateur dû à l'existence d'une capacité parasite entre les électrode d'un IGBT, ce qui entraîne un risque de court-circuit de la source de tension à l'entrée ou l'ouverture du circuit pour les courant de

sortie qui sont les deux faits à qui ne doivent jamais arrivés pour un convertisseur matriciel, car il entraine la destruction des commutateurs par des courants circulants. Figure I.11 :

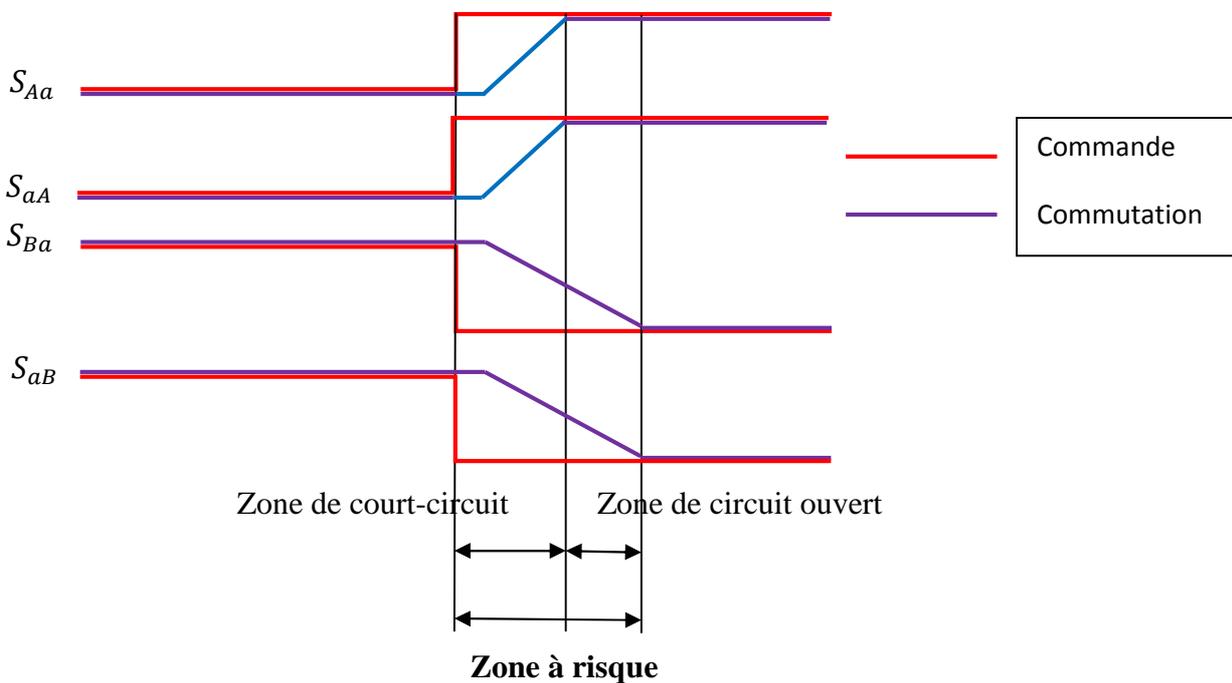


Figure I.11 : Schéma du risque lors de la commutation entre deux interrupteurs bidirectionnels

I.5.3 Solution pour le problème de commutation :

a) Méthode adoptée [12]:

Des recherches ont été réalisées pour donner des solutions à ces problèmes de commutation. Toutes les recherches sont basées sur le principe de la séparation de la commande des transistors d'un même interrupteur bidirectionnel.

Cette commande est contrôlée soit par la tension composée aux bornes de deux interrupteurs ou par le courant de sortie de la cellule de commutation qui génère des séquençement spécifiques de commande des commutations des interrupteurs.

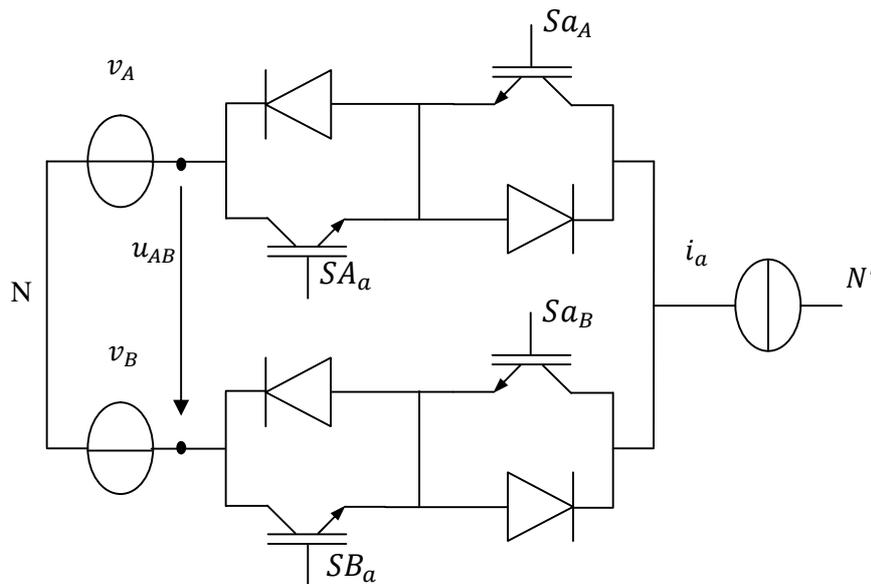


Figure I.12: Les Schéma de base pour l'étude de la commutation

b) Explication de la méthode à quatre étapes basée sur le signe du courant :

Parmi les techniques utilisées, on trouve celle à quatre étapes basée sur le signe du courant. On suppose que les commutations se feront entre l'interrupteur « AaA » et « BaB ».

Initialement les deux transistors (IGBT) du premier interrupteur « Aa » sont fermés. Pour la première étape, l'IGBT S_{aA} est ouvert c'est-à-dire que le courant il ne peut pas passer de a vert A et pour cela (deuxième étape) on peut fermer l'IGBT S_{Ba} même si S_{aA} est fermée car le courant ne peut pas transiter de "a" à "A" pour que il ne crie pas un court-circuit. Après la deuxième étape, la commande de la diode D_{aA} de l'interrupteur "Aa" est reliée à la tension U_{AB} . Si $U_{AB} < 0$, la diode est polarisé en inverse, alors une commutation naturel aura lieu. Sinon si $U_{AB} > 0$, une commutation forcée aura lieu ; pour cette raison l'IGBT S_{aA} sera ouvert pour la troisième étape. Finalement la fermeture de l'IGBT S_{aB} permet la conduction des courants.

Il existe d'autres méthodes comme la méthode à deux étapes ou la méthode à trois étapes qui se basent soit sur le signe du courant ou sur le signe de la tension.

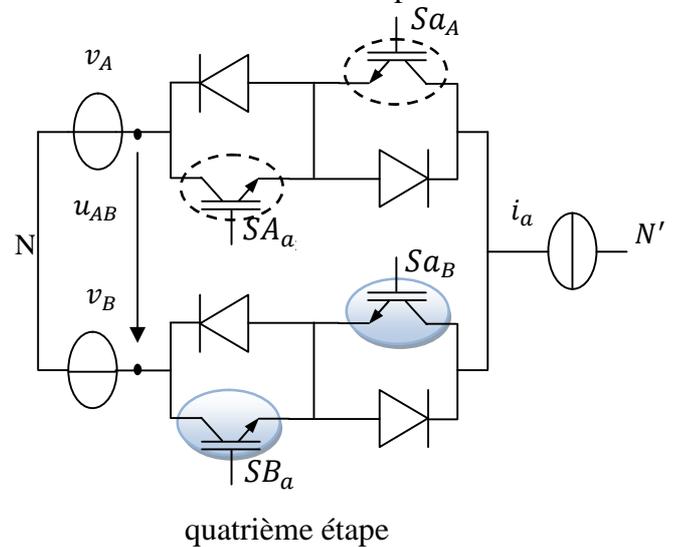
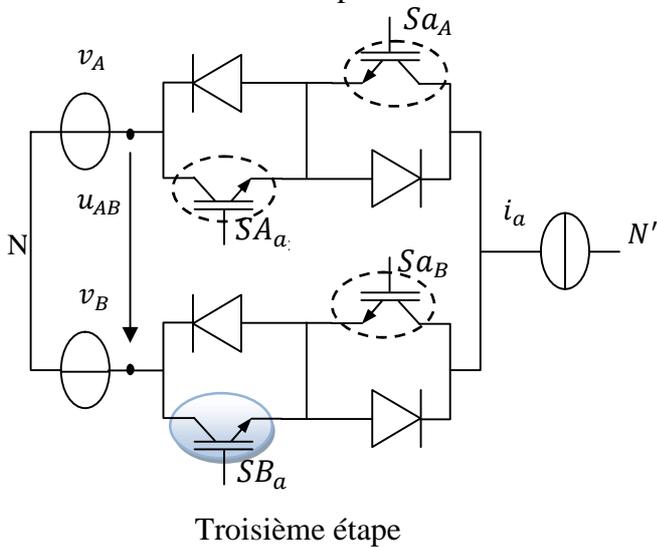
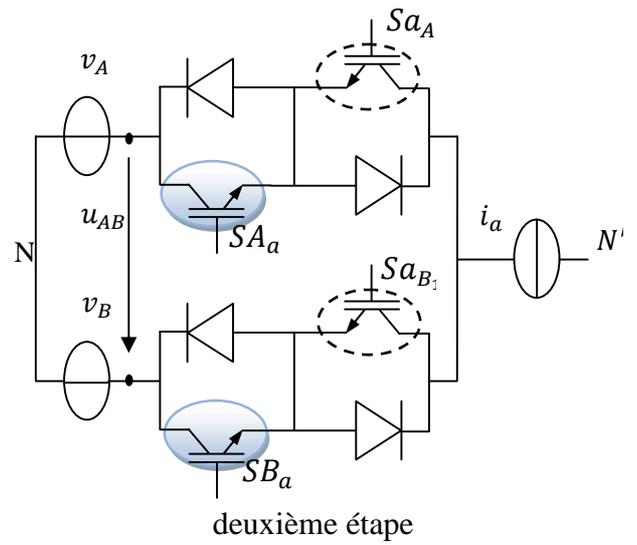
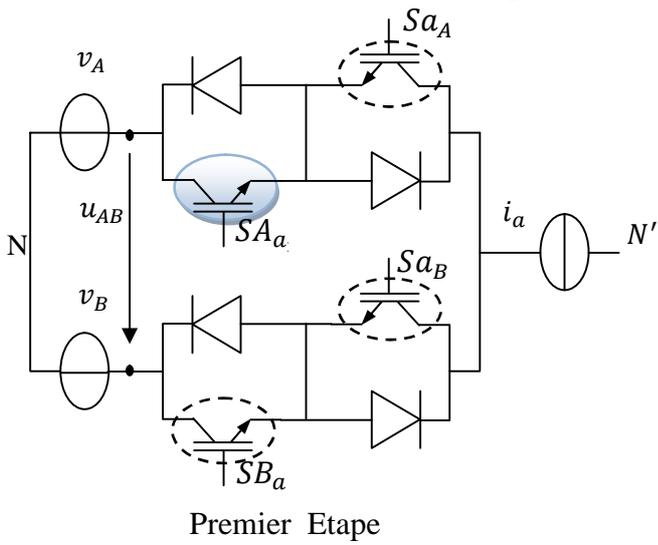
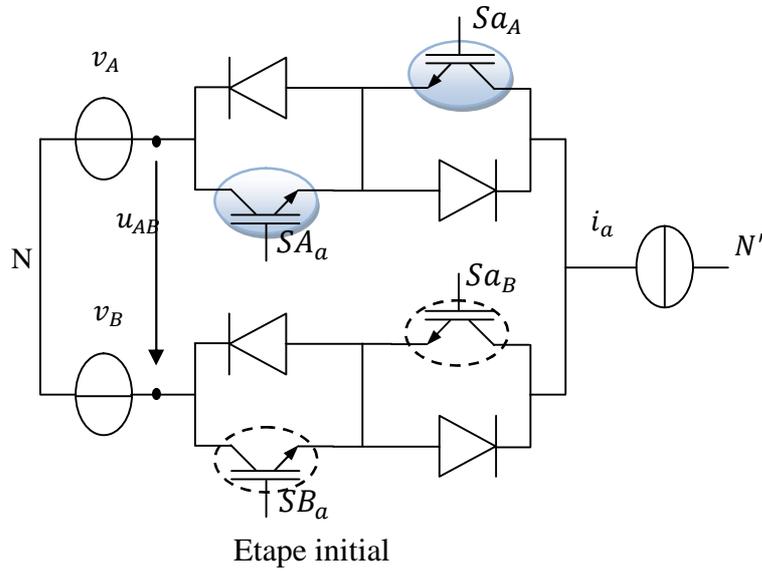


Figure I.13 : états de commutation d'une cellule d'un convertisseur matriciel utilisant la technique à quatre étapes basée sur le signe du courant.

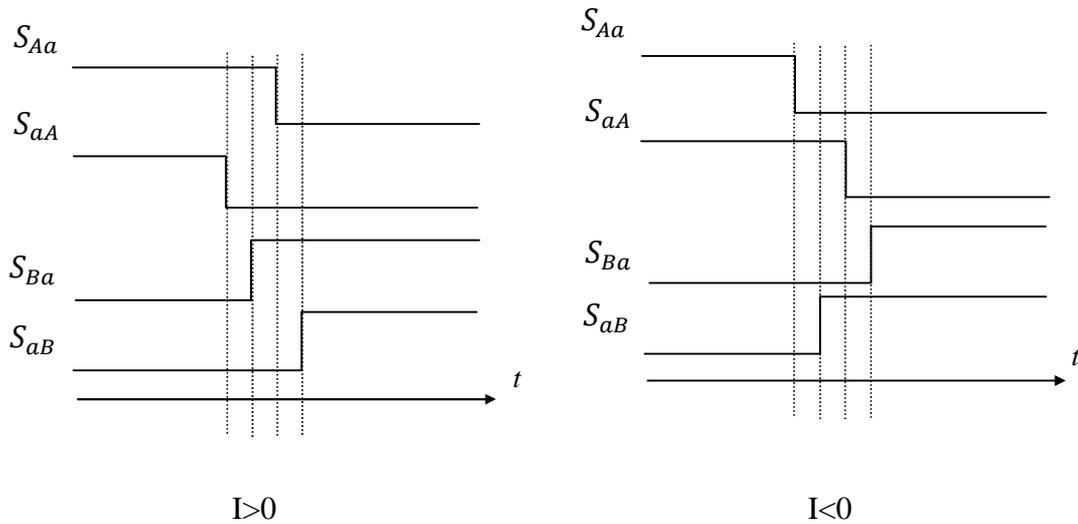


Figure I.14 : Séquences temporelles de commutation à quatre étapes

| Transition I>0 | | | | Remarque |
|----------------|----|----|----|----------------------|
| Aa | aA | Ba | aB | |
| 1 | 1 | 0 | 0 | Etat initial |
| 1 | 0 | 0 | 0 | ouvrir aA |
| 1 | 0 | 1 | 0 | Fermer Ba |
| 0 | 0 | 1 | 0 | ouvrir Aa |
| 0 | 0 | 1 | 1 | Etat final-Fermer aB |

Tableau I.2: Transitions sûres entre les interrupteurs AaA et BaB pour un courant positif.

| Transition I<0 | | | | Remarque |
|----------------|----|----|----|----------------------|
| Aa | aA | Ba | aB | |
| 1 | 1 | 0 | 0 | Etat initial |
| 0 | 1 | 0 | 0 | ouvrir aA |
| 0 | 1 | 0 | 1 | Fermer Ba |
| 0 | 0 | 0 | 1 | ouvrir Aa |
| 0 | 0 | 1 | 1 | Etat final-Fermer aB |

Tableau I.3: Transitions sûres entre les interrupteurs AaA et BaB pour un courant négatif.

I.6 Circuits auxiliaire pour le convertisseur matriciel :

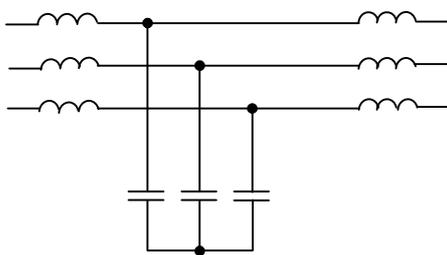
I.6.1 Filtre d'entrée :

Le rôle du dispositif de filtrage placé en amont du convertisseur matriciel est de réduire les courants harmoniques retournant au réseau en leur fournissant un chemin de faible impédance.

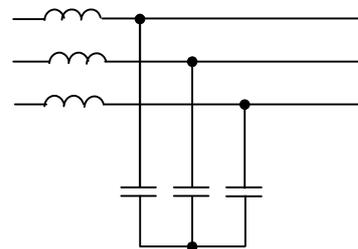
En plus de respecter les normes de qualité de l'onde, la conception du filtre d'entrée doit également accomplir ce qui suit :

- La fréquence de coupure du filtre d'entrée doit être plus basse que la fréquence de commutation.
- Introduire un minimum d'angle de déplacement à l'entrée.
- Etre peu onéreux.

Selon l'importance des critères choisis, différents circuits de filtrage sont envisageables, la topologie la plus utilisée est un circuit série LC vu sa simplicité de réalisation et peu coûteux.



a) : filtres passe bas de type LCL.



b) : filtres passe bas de type LC.

Figure I.15 : filtres d'entrée

I.6.2 Circuit de protection :

Le comportement non idéal des interrupteurs, causent des défauts de commutation et engendrent des surtensions importantes aux ports d'entrée et de sortie du convertisseur. Pour cette raison, un circuit de protection comme celui présenté à la figure (I.16) est connecté entre les ports du convertisseur ; le circuit protège les semi-conducteurs du convertisseur des surtensions produites par l'ouverture momentanée des trois interrupteurs d'une même branche de sortie ou de la déconnexion brusque de la charge.

Le condensateur du circuit d'écrêtage se charge initialement à travers le premier redresseur relié au réseau; la tension de repos du condensateur est égale à la valeur crête de la tension de ligne du réseau. En cas de surtension, le second redresseur relie le condensateur

aux phases de sortie et limite les tensions de ligne de sortie à la valeur crête du condensateur.
[6]

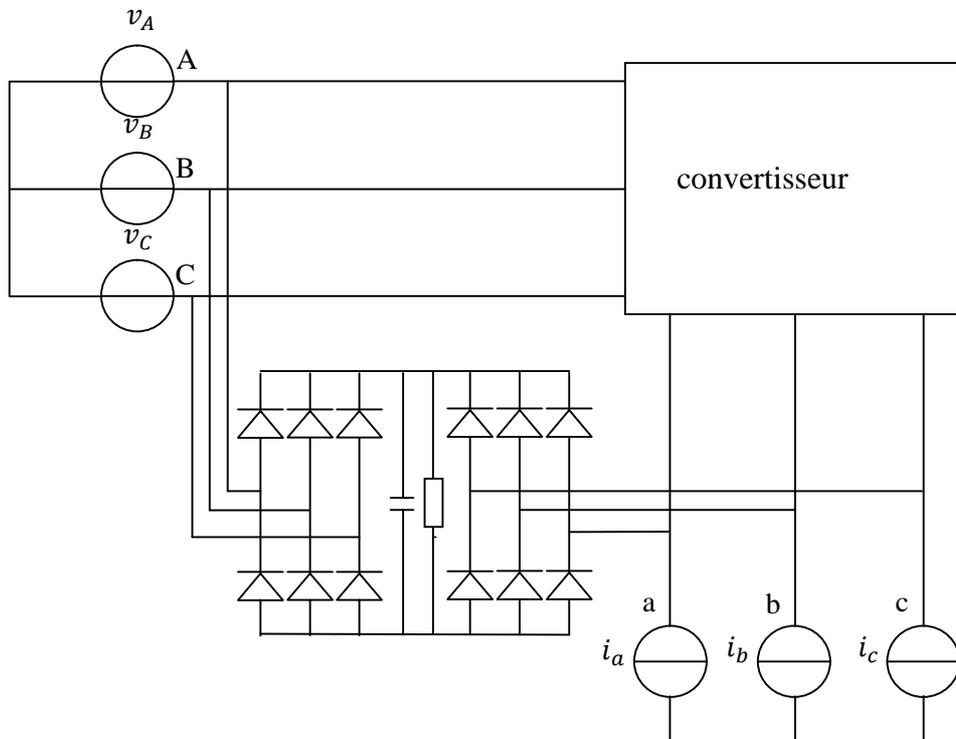


Figure I.16 : protection contre les surtensions à l'aide de pont de diodes.

I.7 Conclusion :

Dans ce chapitre, on a présenté les différents convertisseurs alternatifs-alternatifs en montrant leurs avantages et inconvénients. A la fin, on a présenté la topologie des convertisseurs matriciels basés sur les interruptions bidirectionnels.

Comme on a exposé les commutations admissibles pour un convertisseur matriciel et le problème lié à ces commutations et la solution adoptée. On a rappelé aussi la nécessité du filtre d'entrée et le circuit de protection.

Le chapitre prochain sera réservé pour l'étude des stratégies de modulation du convertisseur matriciel.

CHAPITRE-II

Stratégies de modulations du convertisseur matriciel direct

II.1 Introduction :

La commande des convertisseurs matriciels consiste à trouver les séquences de pulsation pour que la moyenne des tensions de phase à la sortie du convertisseur soit modulée sinusoidalement. L'amplitude et la fréquence de l'onde fondamentale des tensions doivent être variables. Afin de réaliser ceci, il existe des méthodes qui se basent généralement sur la modulation, connues, relative à la commande des convertisseurs de fréquence conventionnels, permettant la commande du convertisseur matriciel. On cite parmi elles [13]:

- La méthode scalaire de Venturini
- La commande directe par régulateur à action à deux positions (commande en courant)
- La modulation par phraseurs spatiaux (SVM Space Vector Modulation)

Dans ce chapitre on s'intéresse à la méthode de Venturini et la modulation vectorielle et en fin on présentera les résultats de simulation pour la modulation vectorielle.

II.2 Stratégie de modulation d'un convertisseur matriciel direct :

Pour établir la stratégie de modulation d'un convertisseur matriciel, il est nécessaire de faire appel à un modèle mathématique.

Le premier modèle simple est le suivant :

$$\begin{cases} v_s = F[M_{ij}]v_e \\ i_e = F[M_{ij}]^T i_s \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

où :

$v_s = [v_a \ v_b \ v_c]^T$: est le vecteur des tensions de sortie.

$v_e = [v_A \ v_B \ v_C]^T$: est le vecteur des tensions d'entrée.

$i_e = [i_A \ i_B \ i_C]^T$: est le vecteur des courants d'entrée.

$i_s = [i_a \ i_b \ i_c]^T$: est le vecteur des courants de sortie.

Ce modèle est la base de toutes les techniques de modulation dites scalaire (Venturini, Roy). il existe d'autres techniques de modulations dites modulation vectorielle qui sera détaillé prochainement.

Nous nous intéressons durant l'étude qui suit à la méthode de Venturini et la modulation vectorielle indirecte (ISVM).

II.2.1 La méthode de Venturini :

Cette méthode a été proposée par Venturini pour la modulation des convertisseurs matriciels, qui se base sur un algorithme simple [14].

Les tensions de sortie et les courants d'entrée d'un convertisseur matriciel se synthétisent, durant une séquence et pour des périodes bien définies dans le temps, à partir d'une sélection de chaque phase d'entrée.

La tension de sortie se forme à partir des segments des trois tensions d'entrées. Le courant d'entrée se forme à partir des segments des trois courants de sortie.

Pour déterminer le comportement du convertisseur à des fréquences de sorties inférieures à la fréquence de commutation, un cycle de modulation peut être défini pour chaque interrupteurs.

$$M_{ij} = \frac{t_{ij}}{T_{seq}} \quad (\text{II.2})$$

Avec :

t_{ij} : Durée de conduction d'un interrupteur.

T_{seq} : Durée de la période de commutation.

Les tensions de sortie :

$$\begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{Aa}(t) & M_{Ba}(t) & M_{Ca}(t) \\ M_{Ab}(t) & M_{Bb}(t) & M_{Cb}(t) \\ M_{Ac}(t) & M_{Bc}(t) & M_{Cc}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_A(t) \\ v_B(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

Les courants d'entrée :

$$\begin{bmatrix} i_A(t) \\ i_B(t) \\ i_C(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{Aa}(t) & M_{Ab}(t) & M_{Ac}(t) \\ M_{Ba}(t) & M_{Bb}(t) & M_{Bc}(t) \\ M_{Ca}(t) & M_{Cb}(t) & M_{Cc}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

Les formes compactes des équations (II.3) et (II.4) sont :

$$[v_s(t)] = [M(t)][v_e(t)] \quad \text{et} \quad [i_e(t)] = [M(t)]^T [i_s(t)] \quad (\text{II.5})$$

A chaque instant, il y a seulement une ligne d'entrée qui peut être connectée à n'importe quelle ligne de sortie du convertisseur matriciel ; cette contrainte peut être exprimée comme suit :

$$\sum_{i=A,B,C} M_{ia}(t) = \sum_{i=A,B,C} M_{ib}(t) = \sum_{i=A,B,C} M_{ic}(t) = 1 \quad (\text{II.6})$$

Soit les tensions d'entrée et les courants de sortie suivants :

$$[v_e(t)] = V_{em} \begin{bmatrix} \cos(w_e(t)) \\ \cos\left(w_e(t) - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(w_e(t) - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix}; \quad [i_s(t)] = I_{sm} \begin{bmatrix} \cos(w_s(t) + \phi_s) \\ \cos\left(w_s(t) + \phi_s - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(w_s(t) + \phi_s - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

Avec : V_{em} , I_{sm} : Amplitude de la tension d'entrée et du courant de sortie respectives du convertisseur matriciel.

w_e, w_s : Pulsation des grandeurs d'entrée et de sortie respectives du convertisseur matriciel.

ϕ_s : est le déphasage entre la tension et le courant de sortie du convertisseur matriciel.

Le but est de trouver une matrice de connexion $M(t)$ tel que :

$$[v_s(t)] = q \cdot V_{em} \begin{bmatrix} \cos(w_s t) \\ \cos\left(w_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(w_s t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [i_e(t)] = q \cdot I_{sm} \begin{bmatrix} \cos(w_e t + \phi_e) \\ \cos\left(w_e t + \phi_e - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(w_e t + \phi_e - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

où : q est le rapport de transformation entre la tension d'entrée et de sortie du convertisseur matriciel.

Alesina et Venturini ont trouvés deux solutions à ce problème, et l'une d'elles est adoptée pour la modulation s'écrit :

$$[M(t)] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 + 2 \cdot q \cos(w_m t) & 1 + 2 \cdot q \cos\left(w_m t - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 + 2 \cdot q \cos\left(w_m t - \frac{4\pi}{3}\right) \\ 1 + 2 \cdot q \cos\left(w_m t - \frac{4\pi}{3}\right) & 1 + 2 \cdot q \cos(w_m t) & 1 + 2 \cdot q \cos\left(w_m t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ 1 + 2 \cdot q \cos\left(w_m t - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 + 2 \cdot q \cos\left(w_m t - \frac{4\pi}{3}\right) & 1 + 2 \cdot q \cos(w_m t) \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

Avec: $w_m = w_s - w_e$

Le convertisseur peut atteindre avec cette méthode, une valeur maximale du rapport de transformation (q) égale à 0.5.

Les fonctions de modulations peuvent être écrites comme suit :

$$M_{ij} = \frac{t_{ij}}{T_{seq}} = \frac{1}{3} \left[1 + \frac{2v_{ei}v_{js}}{V_{em}^2} \right] \quad (\text{II.10})$$

Pour $i=A, B, C$ et $j=a, b, c$

L'inconvénient de cette solution est la limite du rapport de transformation à 0.5 à cause du principe de la méthode (valeur moyenne) et de la forme des tensions d'entrée. Pour améliorer ce rapport de tension à $q=0.866$, Venturini a proposé l'injection de l'harmonique d'ordre 3 de la tension d'entrée et celui de la tension désirée.

Dans ce cas l'équation (II.10) devient :

$$M_{ij} = \frac{1}{3} \left[1 + \frac{2V_{ei}V_{js}}{V_{em}^2} + \frac{4q}{3\sqrt{3}} \sin(\omega_e t - \beta_i) \sin(3\omega_e t) \right] \quad (\text{II.11})$$

Pour $i=A, B, C$ et $J=a, b, c$ $\beta_i = 0, \frac{2\pi}{3}, \frac{4\pi}{3}$

II.2.2 Modulation vectorielle (ISVM) :

Le concept de la modulation vectorielle (ISVM Indirect Space Vector Modulation), connu et utilisé traditionnellement pour la commande des onduleurs, a été étendu aux convertisseurs matriciels par L. Huber et D. Brojevic en 1989 [7]. L'objectif de cette stratégie de commande est de synthétiser les tensions de sortie à partir des tensions d'entrée et les courants d'entrée à partir des courants de sortie.[1]

Cette stratégie de commande consiste à subdivisé en six secteur de vecteur de tension de sortie et celui du courant d'entrée. Elle se base sur le schéma de conversion appelé : schéma indirect de conversion. [5]

II.2.2.1 Schéma indirect de conversion :

Le schéma de la figure (II.1) permet le contrôle complet de la fréquence, de l'amplitude et de la phase de la tension de sortie ainsi qu'un angle réglable à l'entrée (facteur de puissance à l'entrée).

Le principe de ce schéma est basé sur la transformation complexe des vecteurs instantanés des tensions de sortie et des courants d'entrée.

Il est possible de construire le vecteur de référence des tensions de sortie V_s et le vecteur de références des courants d'entrée I_e dans le plan complexe en appliquant les équations :

$$\begin{cases} v_s = \frac{2}{3} \left(V_a + V_b e^{\frac{j2\pi}{3}} + V_c e^{\frac{j4\pi}{3}} \right) \\ i_e = \frac{2}{3} \left(I_A + I_B e^{\frac{j2\pi}{3}} + I_C e^{\frac{j4\pi}{3}} \right) \end{cases} \quad (II.12)$$

Où : V_s est le vecteur tension de sortie

I_e est le vecteur courant d'entrée

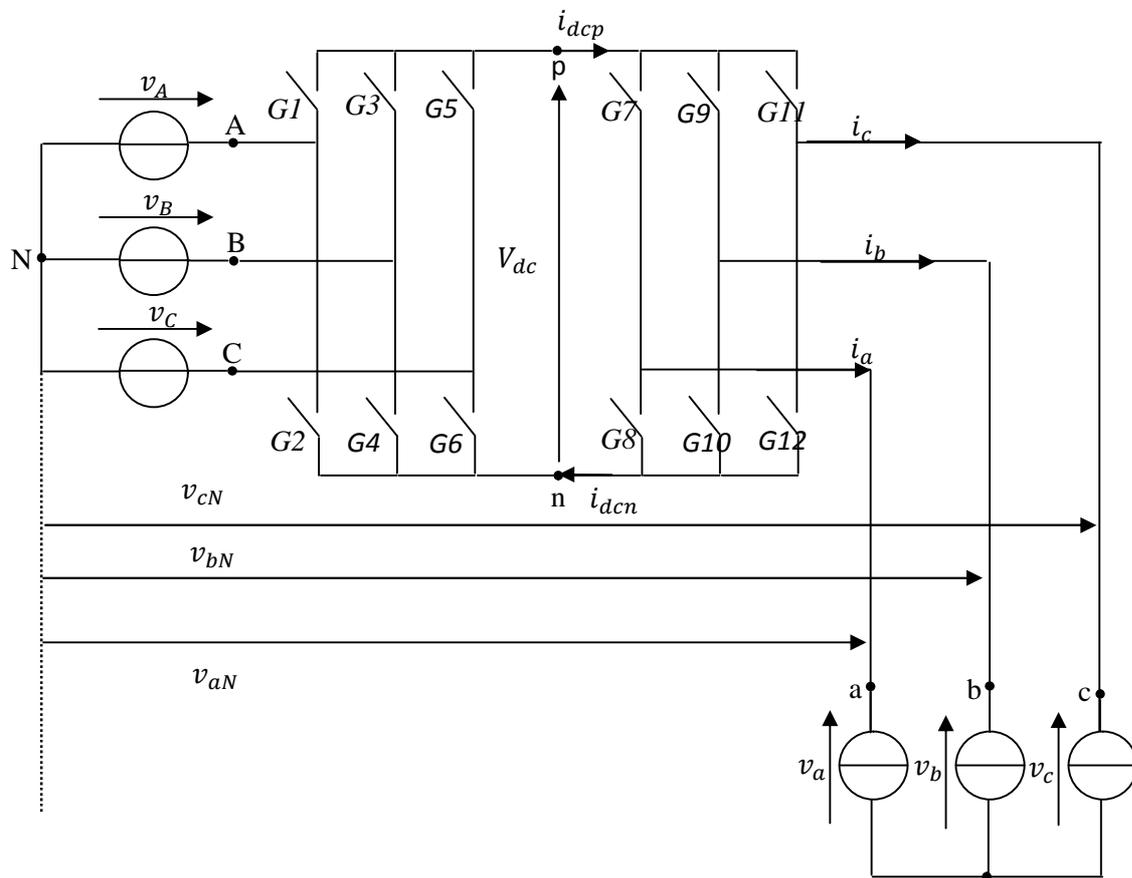


Figure II.1 : Schéma indirect de conversion

En appliquant l'équation (II.13), on détermine les valeurs instantanées des courants d'entrée et des tensions de sortie pour chaque état du convertisseur matriciel :

$$\begin{cases} v_s = M * v_e \\ i_e = M^T * i_s \end{cases} \quad (II.13)$$

Avec:

v_e et v_s : représentent les valeurs instantanées des tensions d'entrée et de la sortie respectivement.

i_e et i_s : représentent les valeurs instantanées des courants d'entrée et de la sortie respectivement.

M : est la matrice de connexion du convertisseur dont les éléments (M_{ij} : $i=A, B, C$; $j=a, b, c$) représentent les fonctions de connexion à partir des courants instantanés de sortie vers les courants instantanés d'entrée.

Pour définir la stratégie de modulation revient à déterminer les valeurs des éléments (M_{ij}) de la matrice de transfert M qui est défini par : $M=I^*R$

Où la matrice [I] est la matrice de transfert de l'onduleur et [R] celle de redresseur.

$$\begin{bmatrix} M_{Aa} & M_{Ba} & M_{Ca} \\ M_{Ab} & M_{Bb} & M_{Cb} \\ M_{Ac} & M_{Bc} & M_{Cc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_7 & G_8 \\ G_9 & G_{10} \\ G_{11} & G_{12} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} G_1 & G_3 & G_5 \\ G_2 & G_4 & G_6 \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

$$\begin{bmatrix} M_{Aa} & M_{Ba} & M_{Ca} \\ M_{Ab} & M_{Bb} & M_{Cb} \\ M_{Ac} & M_{Bc} & M_{Cc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_7G_1 + G_8G_2 & G_7G_3 + G_8G_4 & G_7G_5 + G_8G_6 \\ G_9G_1 + G_{10}G_2 & G_9G_3 + G_{10}G_4 & G_9G_5 + G_{10}G_6 \\ G_{11}G_1 + G_{12}G_2 & G_{11}G_3 + G_{12}G_4 & G_{11}G_5 + G_{12}G_6 \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

Les tensions de phase de sortie sont obtenues à partir des tensions de phase d'entrée par la combinaison des états des interrupteurs de l'onduleur $G_7 \sim G_{12}$ et les états des interrupteurs du redresseur $G_1 \sim G_6$. La première rangée de l'équation (II.3.4) représente la phase « a » de sortie construite par les phases A, B et C d'entrée.

L'état des interrupteurs constituant ce convertisseur sont décrits par ces fonctions de connexion avec : $M_{ij}=1$, correspond à un interrupteur fermé alors que si $M_{ij}=0$, elle correspond à un interrupteur ouvert :

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_7G_1 + G_8G_2 & G_7G_3 + G_8G_4 & G_7G_5 + G_8G_6 \\ G_9G_1 + G_{10}G_2 & G_9G_3 + G_{10}G_4 & G_9G_5 + G_{10}G_6 \\ G_{11}G_1 + G_{12}G_2 & G_{11}G_3 + G_{12}G_4 & G_{11}G_5 + G_{12}G_6 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

$$\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_7G_1 + G_8G_2 & G_7G_3 + G_8G_4 & G_7G_5 + G_8G_6 \\ G_9G_1 + G_{10}G_2 & G_9G_3 + G_{10}G_4 & G_9G_5 + G_{10}G_6 \\ G_{11}G_1 + G_{12}G_2 & G_{11}G_3 + G_{12}G_4 & G_{11}G_5 + G_{12}G_6 \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

La tension intermédiaire fictive est la tension entre le potentiel positif V_{dcp} et le potentiel négatif V_{dcn} défini à chaque instant :

$$V_{dc} = V_{dcp} - V_{dcn} \tag{II.18}$$

II.2.3 Commande de l'étage onduleur :

L'étage onduleur est considéré comme un onduleur de tension alimenté par V_{dc} tel qu'il est montré sur la figure (II.2) :

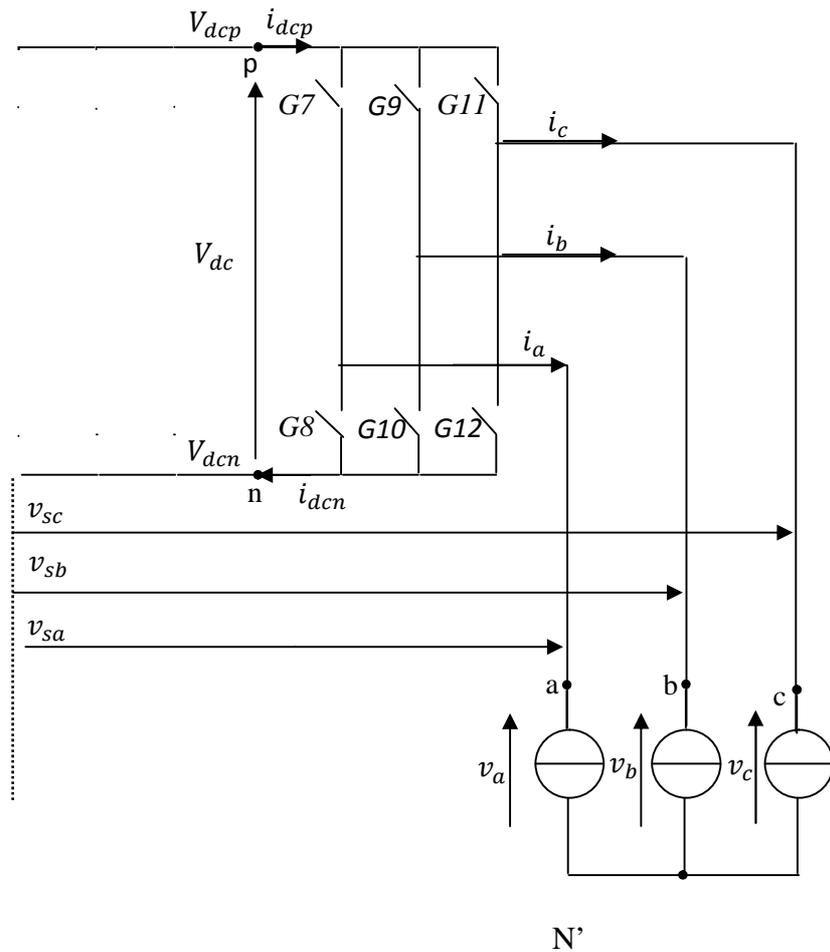


Figure II.2 : Etage onduleur du circuit équivalent

Les tensions de sortie de l'onduleur sont obtenues à partir des segments de la tension continue fictive V_{dc} formés par les états des interrupteurs qui sont représentés par les éléments de la matrice $[I]$ et le courant fictif I_{dc} à partir des courants de charge d'où l'emploi de la matrice transposée $[I]^t$.

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_7 & G_8 \\ G_9 & G_{10} \\ G_{11} & G_{12} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{dcp} \\ V_{dcn} \end{bmatrix} \tag{II.19}$$

$$\begin{bmatrix} I_{dcp} \\ I_{dcn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_7 & G_9 & G_{11} \\ G_8 & G_{10} & G_{12} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

Les tensions de références sont des tensions simples, $[v_a \ v_b \ v_c]^T$ qui se référencées par rapport au point neutre de la charge (N') données par :

$$\begin{cases} v_a = \frac{1}{3}(2v_{sa} - v_{sb} - v_{sc}) \\ v_b = \frac{1}{3}(2v_{sb} - v_{sa} - v_{sc}) \\ v_c = \frac{1}{3}(2v_{sc} - v_{sa} - v_{sb}) \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

Afin de simplifier les calculs et représenter les tensions et les courants, la transformation en deux axes (α, β) est appliquée, et on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.23})$$

$$\text{D'où} \quad V_s = V_\alpha + jV_\beta \quad \text{et} \quad I_s = I_\alpha + jI_\beta$$

La transformation complexe des vecteurs instantanés des tensions de sortie V_s et des courants de sortie I_s de l'onduleur sont exprimés comme suit :

$$\begin{cases} V_s = \frac{2}{3}(v_a + a v_b + a^2 v_c) \\ I_s = \frac{2}{3}(i_a + a i_b + a^2 i_c) \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

Avec : $a = e^{\frac{j2\pi}{3}}$: Opérateur de position à 120° .

L'analyse combinatoire de tous les états (ouvert ou fermé) des interrupteurs de l'onduleur G_7 à G_{12} permet d'avoir seulement huit combinaisons possibles pour éviter le court-circuit de la tension fictive V_{dc} . Les huit combinaisons sont divisés en six vecteurs actifs V_1 et V_6 et deux vecteurs nul V_0 et V_7 , le tableau suivant résume tous les cas [12] :

| Vecteur | $\begin{bmatrix} G_7 & G_9 & G_{11} \\ G_8 & G_{10} & G_{12} \end{bmatrix}$ | v_a | v_b | v_c | $V_{s\alpha}$ | $V_{s\beta}$ | V_s | I |
|------------------|---|-----------------------------|-----------------------------|-----------------------------|-----------------------------|---------------------------|------------------|--------|
| $V_1[1 \ 0 \ 0]$ | $\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}^T$ | $\frac{2 \cdot V_{dc}}{3}$ | $\frac{-V_{dc}}{3}$ | $\frac{-V_{dc}}{3}$ | $\frac{2 \cdot V_{dc}}{3}$ | 0 | 0 | i_a |
| $V_2[1 \ 1 \ 0]$ | $\begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^T$ | $\frac{V_{dc}}{3}$ | $\frac{V_{dc}}{3}$ | $\frac{-2 \cdot V_{dc}}{3}$ | $\frac{V_{dc}}{3}$ | $\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$ | $\frac{\pi}{3}$ | $-i_c$ |
| $V_3[0 \ 1 \ 0]$ | $\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}^T$ | $\frac{-V_{dc}}{3}$ | $\frac{2 \cdot V_{dc}}{3}$ | $\frac{-V_{dc}}{3}$ | $\frac{2 \cdot V_{dc}}{3}$ | $\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$ | $\frac{2\pi}{3}$ | i_b |
| $V_4[0 \ 1 \ 1]$ | $\begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$ | $\frac{-2 \cdot V_{dc}}{3}$ | $\frac{V_{dc}}{3}$ | $\frac{V_{dc}}{3}$ | $\frac{-2 \cdot V_{dc}}{3}$ | 0 | Π | $-i_a$ |
| $V_5[0 \ 0 \ 1]$ | $\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}^T$ | $\frac{-V_{dc}}{3}$ | $\frac{-V_{dc}}{3}$ | $\frac{2 \cdot V_{dc}}{3}$ | $\frac{-V_{dc}}{3}$ | $\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$ | $\frac{4\pi}{3}$ | i_c |
| $V_6[1 \ 0 \ 1]$ | $\begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}^T$ | $\frac{V_{dc}}{3}$ | $\frac{-2 \cdot V_{dc}}{3}$ | $\frac{V_{dc}}{3}$ | $\frac{V_{dc}}{3}$ | $\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$ | $\frac{5\pi}{3}$ | $-i_b$ |
| $V_0[0 \ 0 \ 0]$ | $\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^T$ | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | | 0 |
| $V_7[1 \ 1 \ 1]$ | $\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$ | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | | 0 |

Tableau II.1 : les huit états de l'onduleur

En utilisant la transformation (I), l'onduleur peut être commandé en lui appliquant six vecteurs actifs dans différentes directions, avec une amplitude qui dépend de la tension continue fictive actuelle.

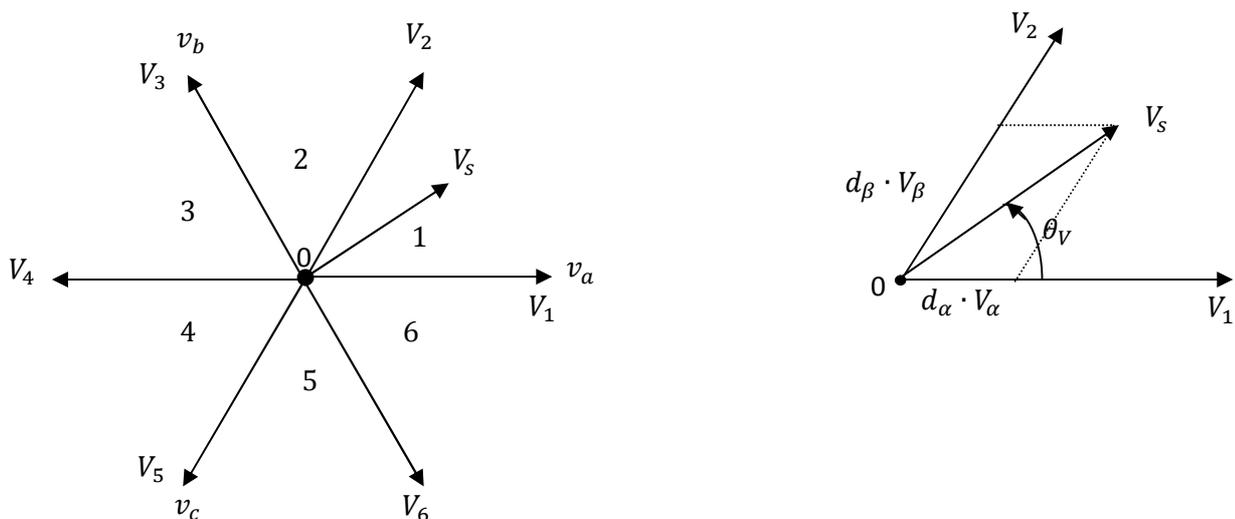


Figure II.3 : Secteurs des vecteurs de commutation de la tension de sortie.

Le vecteur de la tension de sorties V_s est synthétisé à partir de la somme vectorielle de deux vecteurs actifs adjacents (V_1 , V_2) avec des rapports cycliques qui leurs correspondent. Comme exemple d'application, on définit T_1 et T_2 , des temps d'application des séquences pour V_1 et V_2 respectivement. A partir de la figure II.3, dans le secteur (1) limité par V_1 et V_2

on trouve : $d_\alpha = \frac{T_1}{T_{seq}}$ et $d_\beta = \frac{T_2}{T_{seq}}$

$$V_s \sin(\Theta_v) = V_2 \frac{T_2}{T_{seq}} \cos(30^\circ) = V_{dc} \frac{T_2}{T_{seq}} \frac{\sqrt{3}}{2}$$

$$V_s \sin(\Theta_v) = \frac{2}{3} V_{dc} \frac{T_2}{T_{seq}} \frac{\sqrt{3}}{2} = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}} \frac{T_2}{T_{seq}}$$

Donc : $d_\beta = \frac{T_2}{T_{seq}} = \frac{\sqrt{3}}{V_{dc}} V_s \sin(\Theta_v) = m_v \sin(\Theta_v)$

$$d_\beta = m_v \sin(\Theta_v) = \frac{T_\beta}{T_{seq}}$$

$$V_s \sin(60^\circ - \Theta_v) = \frac{T_1}{T_{seq}} V_1 \cos(30^\circ)$$

Donc : $d_\alpha = \frac{T_1}{T_{seq}} = \frac{\sqrt{3}}{V_{dc}} V_s \sin(60^\circ - \Theta_v) = m_v \sin(60^\circ - \Theta_v)$

D'où : $d_\alpha = m_v \sin(60^\circ - \Theta_v) = \frac{T_\alpha}{T_{seq}}$

Sachant que : $m_v = \frac{\sqrt{3}}{V_{dc}} V_s$; $0 < m_v < 1$

Donc :

$$\begin{cases} d_\alpha = m_v \sin(60^\circ - \Theta_v) \\ d_\beta = m_v \sin(\Theta_v) \\ d_0 = 1 - (d_\alpha + d_\beta) \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

Avec :

d_0 : Rapport cyclique du vecteur nul.

m_v : définit le rapport de transformation des tensions désirées à partir de la tension continue fictive et la valeur crête de la tension de sortie.

Θ_v : est l'angle du vecteur spatial de la tension dans le secteur où il se trouve.

Ce vecteur nous permet de générer, par sa projection dans le secteur où il se trouve, deux vecteurs V_α et V_β avec des rapports cycliques d_α et d_β .

Pour minimiser le nombre de commutations, les séquences des deux vecteurs V_α et V_β sont $V_\alpha - V_\beta - V_0 - V_\beta - V_\alpha$. [15].

La valeur moyenne locale du vecteur de sortie pour une période de commutation est définie comme suit :

$$v_s = d_\alpha \cdot V_\alpha + d_\beta \cdot V_\beta + d_o \cdot V_o \quad (II.27)$$

II.2.4 Commande de l'étage redresseur :

De la même façon que la commande de l'étage onduleur, un vecteur spatial de courant est défini à partir des courants d'entrée synchronisés au système des tensions d'entrée. Qu'il est montré sur la figure (II.4) :

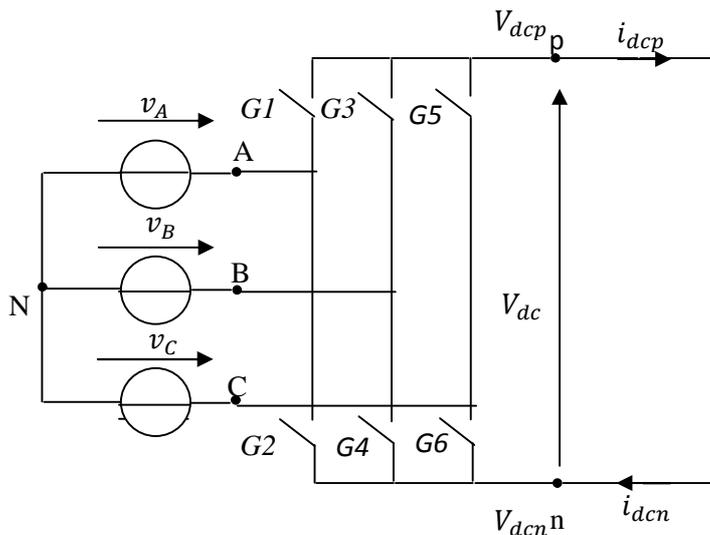


Figure II.4 : Etage redresseur de circuit équivalent

Les courants d'entrée du redresseur sont obtenus en multipliant le courant fictif I_{dc} de sortie par les états des interrupteurs qui sont représentés par les éléments de la matrice $[R]$. En même temps, la tension fictive de sortie V_{dc} est calculée en utilisant la matrice transposée $[R]^T$ comme suit :

$$\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_1 & G_2 \\ G_3 & G_4 \\ G_5 & G_6 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dcp} \\ i_{dcn} \end{bmatrix} \quad \text{Et} \quad \begin{bmatrix} V_{dcp} \\ V_{dcn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_1 & G_3 & G_5 \\ G_2 & G_4 & G_6 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} \quad (II.28)$$

La transformation complexe des vecteurs instantanés des tensions d'entrée V_e et des courants d'entrée I_e de l'onduleur sont exprimés comme suit :

$$\begin{cases} v_e = \frac{2}{3}(V_A + a V_B + a^2 V_C) \\ i_e = \frac{2}{3}(I_A + a I_B + a^2 I_C) \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

Les interrupteurs du redresseur G_1 à G_6 peuvent avoir seulement neuf combinaisons possibles pour éviter le circuit ouvert, ces neuf combinaisons sont divisées en six vecteurs actifs du courant d'entrée I_1 à I_6 et trois vecteurs nuls qui sont représentés par le vecteur I_0 .

Le tableau (II.2) résume les états possibles des interrupteurs et les vecteurs de courant qui leurs correspondent.

| Vecteur | $\begin{bmatrix} G_1 & G_3 & G_5 \\ G_2 & G_4 & G_6 \end{bmatrix}^T$ | i_A | i_B | i_C | $I_{e\gamma}$ | $I_{e\delta}$ | $\angle I_e$ | V_{dc} |
|-----------|--|-----------|-----------|-----------|---------------|-----------------------|-------------------|-------------|
| $I_1[AB]$ | $\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}^T$ | i_{dcp} | i_{dcn} | 0 | 1 | $-\frac{1}{\sqrt{3}}$ | $-\frac{\pi}{6}$ | $v_A - v_B$ |
| $I_2[AC]$ | $\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^T$ | i_{dcp} | 0 | i_{dcn} | 1 | $\frac{1}{\sqrt{3}}$ | $\frac{\pi}{6}$ | $v_A - v_C$ |
| $I_3[BC]$ | $\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^T$ | 0 | i_{dcp} | i_{dcn} | 0 | $\frac{2}{\sqrt{3}}$ | $\frac{\pi}{2}$ | $v_B - v_C$ |
| $I_4[BA]$ | $\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$ | i_{dcn} | i_{dcp} | 0 | -1 | $\frac{1}{\sqrt{3}}$ | $\frac{5\pi}{6}$ | $v_B - v_A$ |
| $I_5[CA]$ | $\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$ | i_{dcn} | 0 | i_{dcp} | -1 | $-\frac{1}{\sqrt{3}}$ | $-\frac{5\pi}{6}$ | $v_C - v_A$ |
| $I_6[CB]$ | $\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}^T$ | 0 | i_{dcn} | i_{dcp} | 0 | $-\frac{2}{\sqrt{3}}$ | $-\frac{\pi}{2}$ | $v_C - v_B$ |
| $I_0[AA]$ | $\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$ | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | | 0 |
| $I_0[BB]$ | $\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}^T$ | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | | 0 |
| $I_0[CC]$ | $\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^T$ | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | | 0 |

Tableau II.2 : les neuf états du redresseur

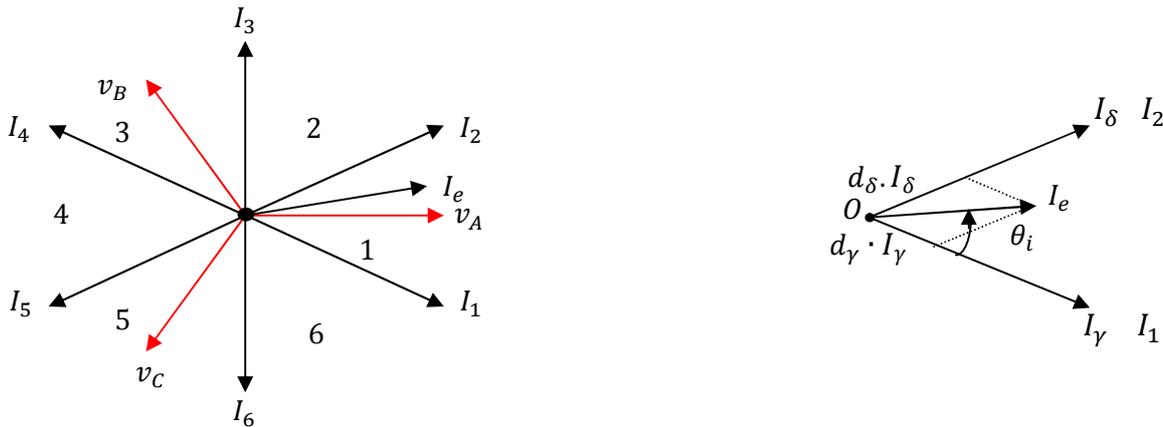


Figure II.5 : Secteurs du vecteur de commutation du courant d'entrée.

Où : d_0 est le rapport cyclique du vecteur courant nul

θ_i l'angle du vecteur courant (de référence) dans le secteur actuel où se trouve celui-ci.

Sachant que $m_i = \frac{I_e}{i_{dc}}$ $0 < m_i < 1$. dans notre cas $m_i=1$

Ainsi, les séquences de commutation choisies pour le redresseur sont :

$$I_\gamma - I_\delta - I_0 - I_\delta - I_\gamma$$

le calcul des courants d'entrée pour un cycle de commutation dans le secteur (1) tel que $I_\gamma=I_1$ et $I_\delta = I_2$ comme le montre la figure (II.15), les valeurs moyennes des courants d'entrée et de la tension fictive de sortie sont définies comme suit :

$$\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = d_\gamma I_1 + d_\delta I_2 = \left(d_\gamma \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} + d_\delta \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} i_{dcp} \\ i_{dcn} \end{bmatrix} \tag{II.30}$$

$$\begin{bmatrix} v_{dcp} \\ v_{dcn} \end{bmatrix} = \left(d_\gamma \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} + d_\delta \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} \tag{II.31}$$

II.2.5 Commande du convertisseur matriciel:

La commande du convertisseur se fait en combinant les deux stratégies de modulation pour générer les séquences de commutation. Les deux double-sens séquences des vecteurs deviennent neuf séquences définies comme suit :

$$\gamma\alpha - \gamma\beta - \delta\beta - \delta\gamma - 0 - \delta\gamma - \delta\beta - \gamma\beta - \gamma\alpha$$

le rapport cyclique de chaque séquence est déterminé par le produit des rapports cycliques correspondant comme suit :

$$d_{\gamma\alpha} = d_{\gamma} \cdot d_{\alpha} ; d_{\gamma\beta} = d_{\gamma} \cdot d_{\beta} ; d_{\delta\beta} = d_{\delta} \cdot d_{\beta} ; d_{\delta\alpha} = d_{\delta} \cdot d_{\alpha} \quad (\text{II.32})$$

Où le rapport cyclique du vecteur nul est calculés par

$$d_0 = 1 - (d_{\gamma\alpha} + d_{\gamma\beta} + d_{\delta\beta} + d_{\delta\alpha}) \quad (\text{II.33})$$

| | $\gamma\alpha$ | $\gamma\beta$ | $\delta\beta$ | $\delta\alpha$ | 0 |
|------------------------|---------------------------|--------------------------|--------------------------|---------------------------|--------------|
| Redresseur | I_{γ} | I_{γ} | I_{δ} | I_{δ} | I_0 |
| Onduleur | V_{α} | V_{β} | V_{β} | V_{α} | V_0 |
| Durée | $d_{\gamma\alpha}T_{seq}$ | $d_{\gamma\beta}T_{seq}$ | $d_{\delta\beta}T_{seq}$ | $d_{\delta\alpha}T_{seq}$ | d_0T_{seq} |
| Exemple de commutation | ABB | AAB | AAC | ACC | CCC |

Tableau II.3 : Séquences de commutation et leur durée pour le convertisseur matriciel.

La durée de chaque séquence est calculée en multipliant le rapport cyclique correspondant par la période de commutation T_{seq} .

II.3) Résultat de simulation :

II.3.1 paramètre de simulation

Dans cette partie on réalisera la simulation pour les convertisseurs matriciels directs, dont les paramètres de simulation sont :

Valeur efficace des tensions d'entrée : 220V, résistance de la charge : 20Ω ; inductance de charge : 80mH ; fréquence d'entrée : 50Hz ; fréquence de sortie variable: 25Hz, 50Hz et 75Hz.

Et le pas de simulation $=1e^{-5}$.

pour les grandeurs suivantes :

- La tension entre phases de sortie v_{ab} .
- Le courant de la phase de sortie i_a .
- Le courant de la phase d'entrée i_A .

Pour des fréquences de sortie et rapport de transformation des tensions égal respectivement à : $f_s = 50, 25, 75\text{Hz}$ et $m_v = 0.866, 0.5$.

II.3.2 Résultat de simulation de la modulation vectoriel (ISVM) :

- *pour $f_s = 50\text{Hz}$ et $m_v = 0.866$*

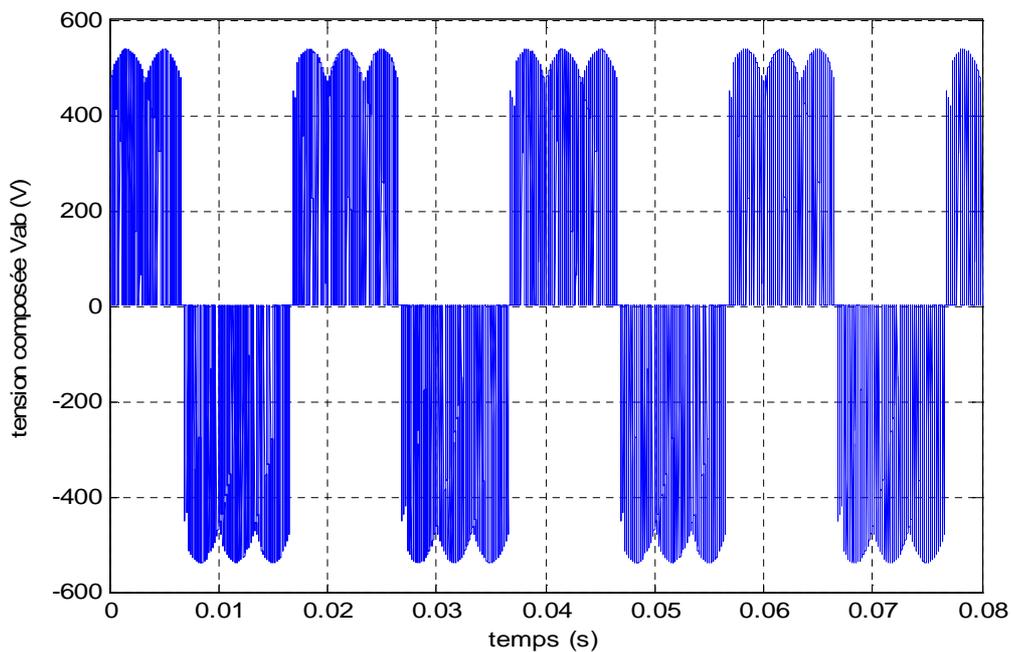


Figure II.6 tension entre phase de sortie

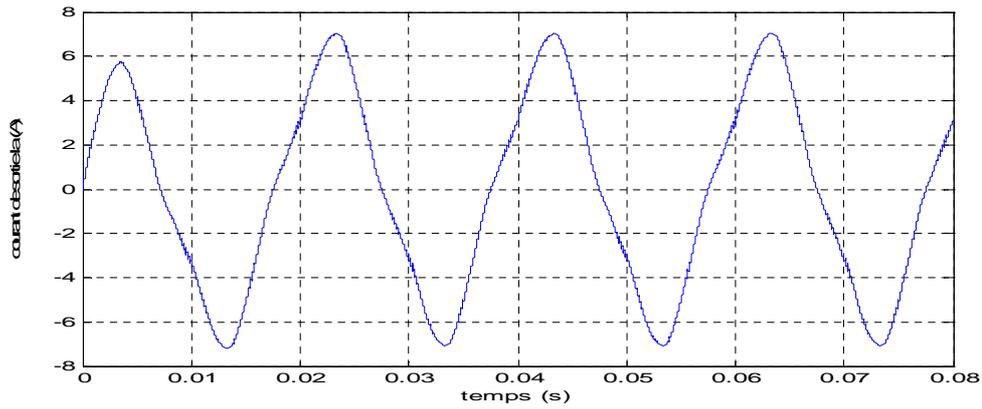


Figure II.7 courant de la phase (a) de sortie

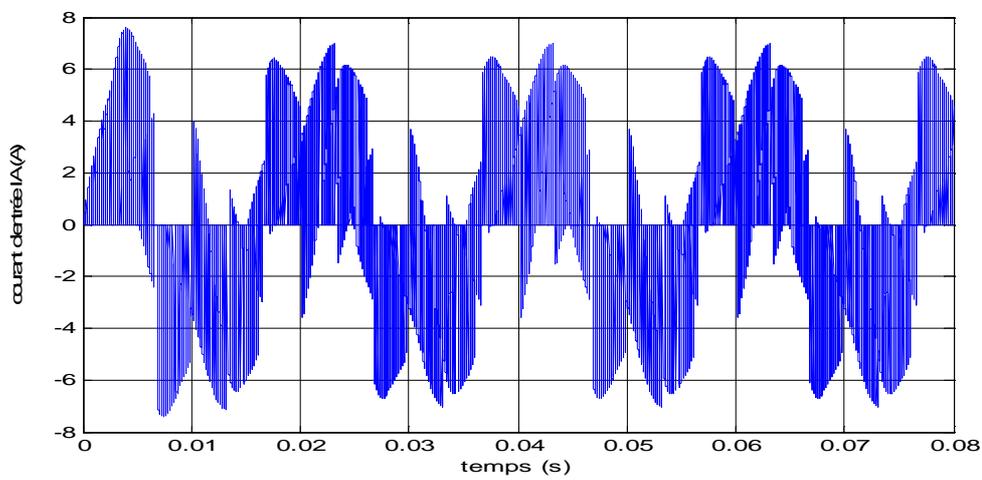


Figure II.8 courant de la phase (A) d'entrée

➤ pour $f_s=50\text{Hz}$ et $m_v=0.5$

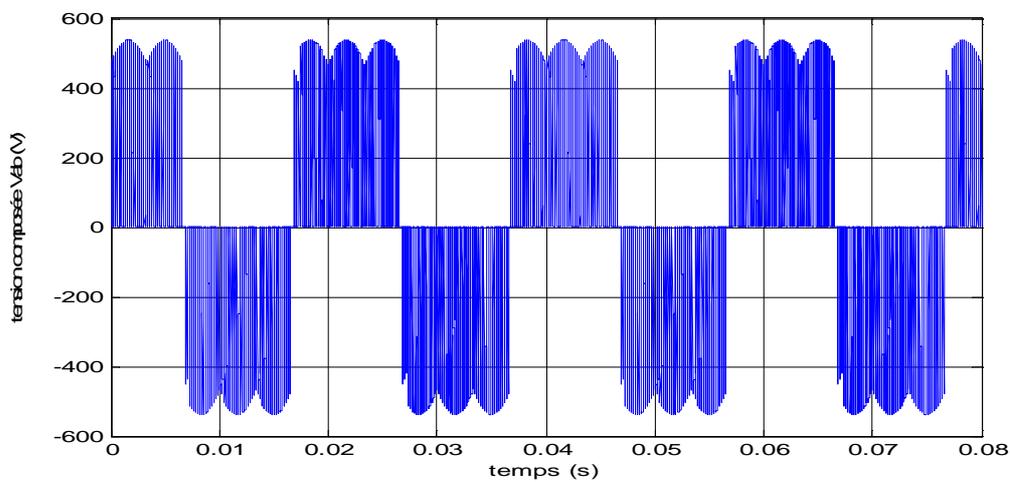


Figure II.9 tension entre phase de sortie (Vab)

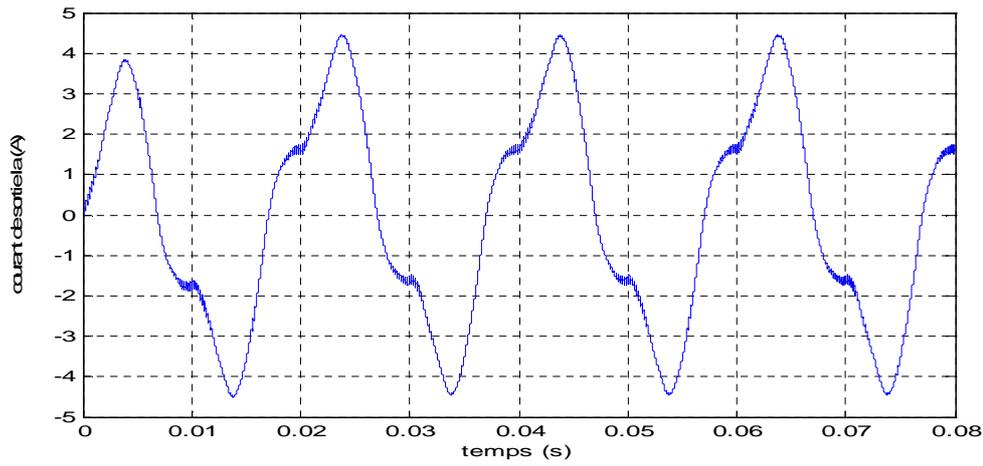


Figure II.10 courant de la phase (a) de sortie

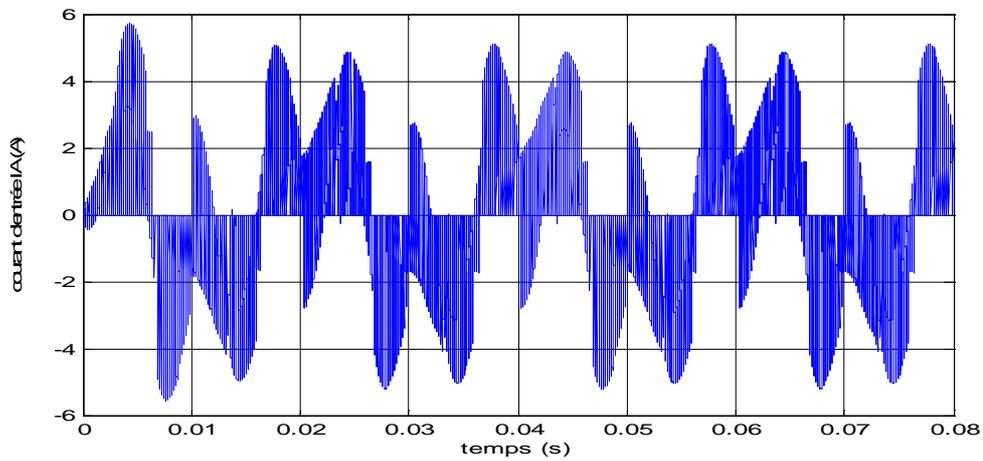


Figure II.11 courant de la phase (A) d'entrée

➤ pour $f_s=25\text{Hz}$ et $m_v=0.886$

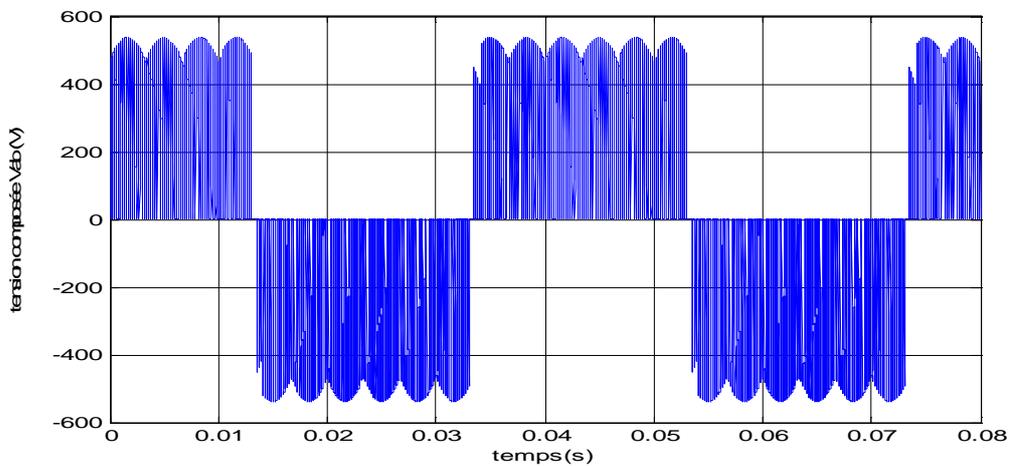


Figure II.12 tension entre phase de sortie (Vab)

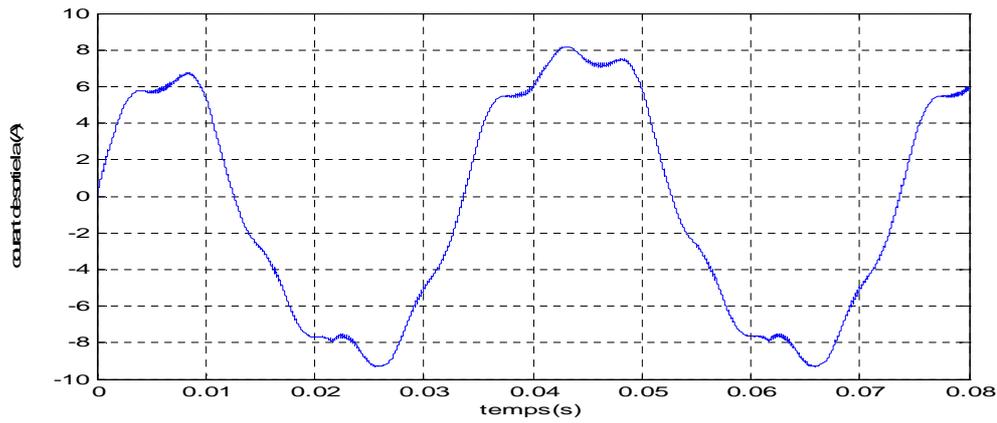


Figure II.13 courant de la phase (a) de sortie

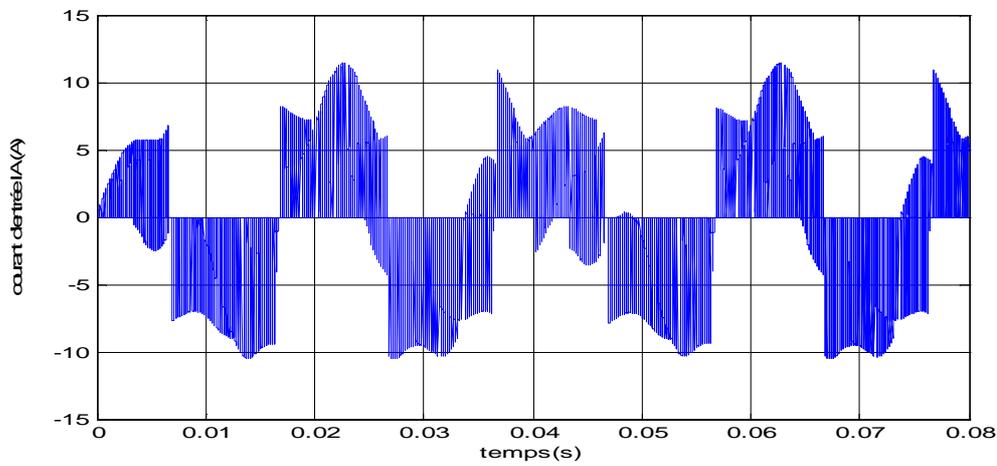


Figure II.14 courant de la phase (A) d'entrée

➤ pour $f_s=25\text{Hz}$ et $m_v=0.5$

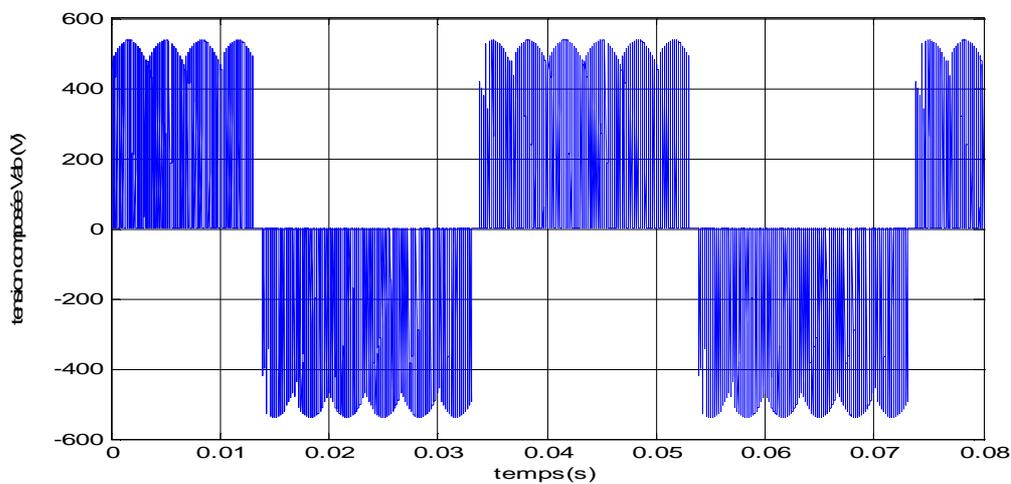


Figure II.15 tension entre phase de sortie (Vab)

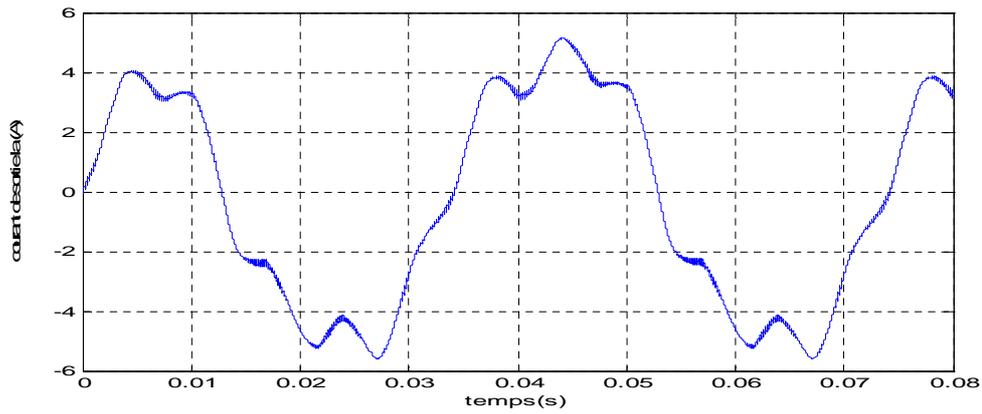


Figure II.16 courant de la phase (a) de sortie

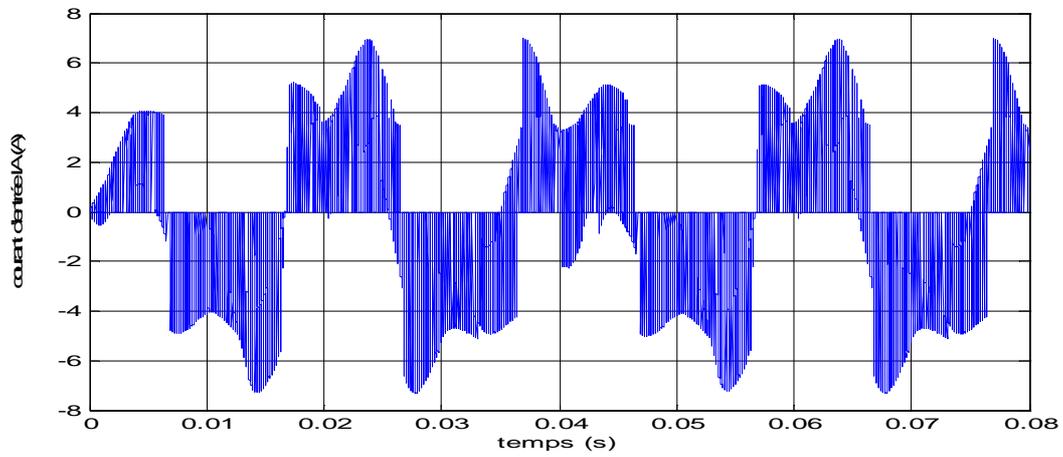


Figure II.17 courant de la phase (A) d'entrée

➤ pour $f_s=75\text{Hz}$ et $m_v=0.866$

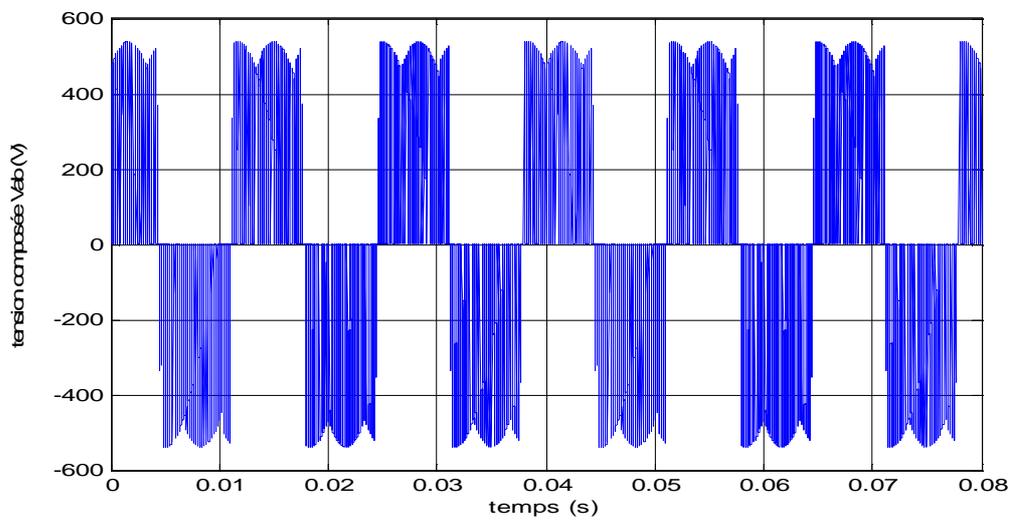


Figure II.18 tension entre phase de sortie (Vab)

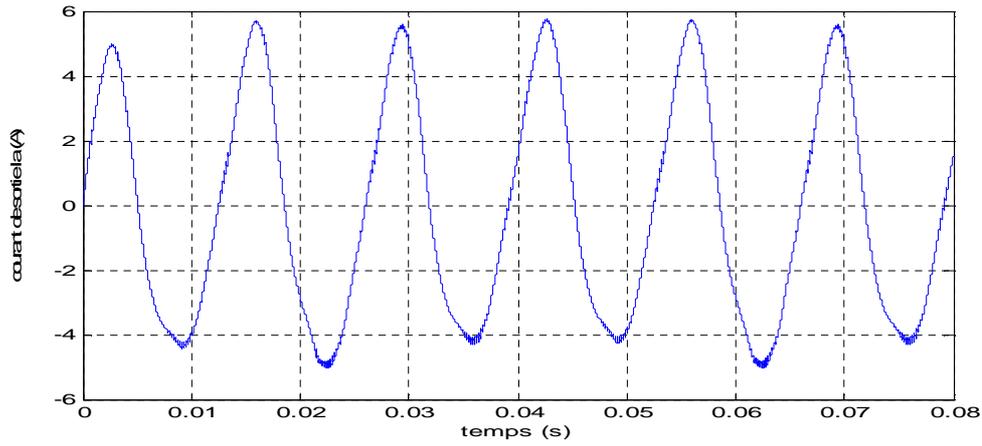


Figure II.19 courant de la phase (a) de sortie

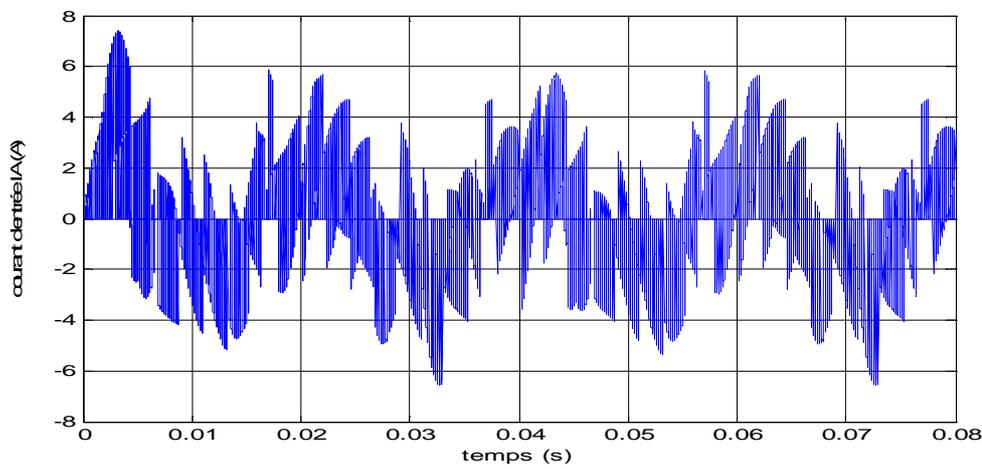


Figure II.20 courant de la phase (A) d'entrée

➤ pour $f_s=75\text{Hz}$ et $m_v=0.5$

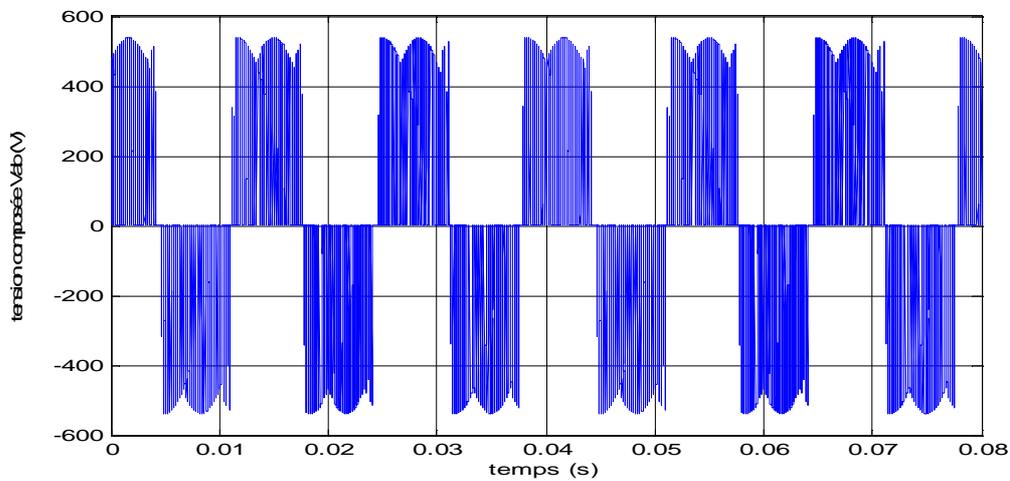


Figure II.21 tension entre phase de sortie (Vab)

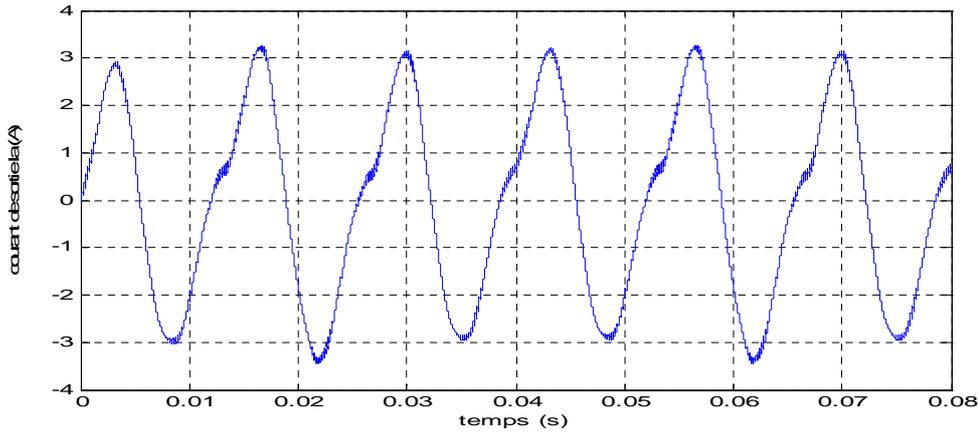


Figure II.22 courant de la phase (a) de sortie

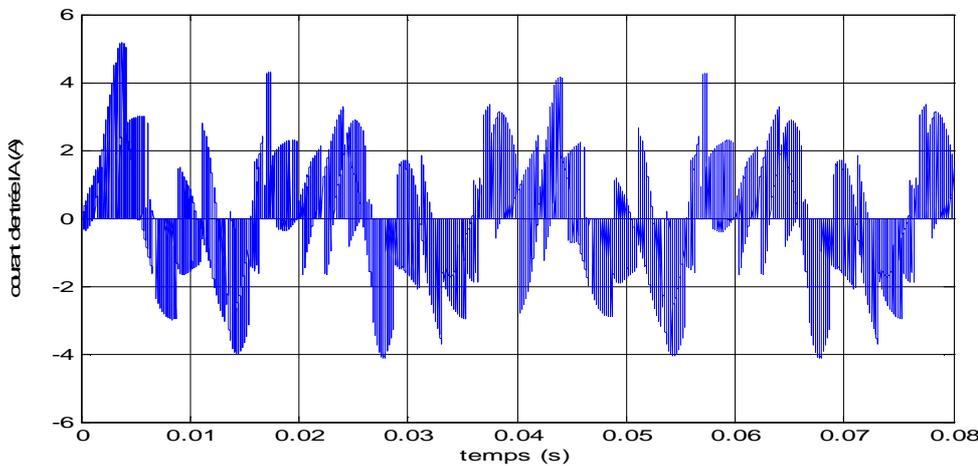


Figure II.23 courant de la phase (A) d'entrée

II.3.3 Commentaires sur les résultats

Les figures (II.6) (II.9) (II.12) (II.15) (II.18) (II.21) représente les tensions entre phase de sortie de convertisseur matriciel direct pour différentes fréquences et rapport de transformation des tensions ($f_s=50\text{Hz}$, $f_s=25\text{Hz}$, $f_s=75\text{Hz}$, $m_v=0.866$, $m_v=0.5$).

On voit bien que les fréquences de sortie désirée sont délivrées par le convertisseur est vérifiée par les allures des tensions entre phases.

Les Figures (II.7) (II.8) (II.10) (II.11) (II.13) (II.14) (II.16) (II.17) (II.19) (II.20) (II.22) (II.23) représentent les allures du courant de sortie et celle de l'entrée de convertisseur matriciel direct pour les mêmes fréquences et rapport de transformation cité ci-dessus.

L'allure de courant de sortie d'une charge R-L est sinusoidale (ou quasi-sinusoidale) de fréquence égale à celle désirée, mais celle du courant d'entrée est nettement alternative mais pas sinusoidale à cause de l'absence de filtre à l'entrée du convertisseur.

II.4 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté deux techniques de commande du convertisseur matriciel, à savoir, l'algorithme de Venturini et la modulation vectorielle, puis on a effectué des tests de simulation pour la modulation vectorielle.

Avec ces résultats, on a vérifié le fonctionnement d'un convertisseur matriciel direct alimentant une charge inductive RL. Les allures des tensions et des courants à la sortie et l'entrée ont été relevées.

L'objet du troisième chapitre sera consacré pour une étude théorique sur le microcontrôleur.

CHAPITRE-III

Le microcontrôleur dspic33FJ32MC204

III.1 Introduction :

Lorsqu'il est nécessaire de réaliser un ensemble important de traitements d'informations, il devient plus simple de faire appel à une structure à base d'un microcontrôleur.

Dans ce chapitre, on s'intéresse à la présentation du dsPIC33FJ32MC204 qui appartient à la famille « DSC Motor Control & Power Conversion Family » de Microchip. On présente les composants essentiels qui le composent, ainsi qu'une brève description de ces derniers. Comme on présente aussi comment configurer les registres nécessaires pour la génération des signaux des ports du dspic. (Timers et leur interruption)

III.2 Microcontrôleur :

Un microcontrôleur est une unité de traitement d'information de type de microprocesseur à laquelle on a ajouté des périphériques internes permettant de réaliser des montages sans nécessité d'ajout des composants externes.

Un pic n'est rien qu'un microcontrôleur, la dénomination PIC est sous copyright de « Microchip » [16]

Un dsPIC est un microcontrôleur PIC de 16 bits dotés d'un petit noyau DSP (Digital Signal Processeur).

III.2.1 Avantages des microcontrôleurs dsPIC :

- Souplesse de la programmation : un dsPIC est avant tout un processeur exécutant un programme de traitement du signal. Ceci signifie que le système bénéficie donc d'une grande souplesse de développement.
- Implémentation des algorithmes : une autre qualité issue de la souplesse des programmes. Il est possible d'adapter une fonction de traitement numérique en temps réel suivant certains critères d'évolutions du signal.
- Des possibilités propres au système de traitement numérique du signal.
- Stabilité : en analogique, les composants sont toujours plus ou moins soumis à des variations de leurs caractéristiques en fonction de la température, de la tension d'alimentation, du vieillissement, etc. Une étude sérieuse doit tenir compte de ces phénomènes, ce qui complique et augmente le temps de développement. Ces inconvénients n'existent pas en numérique.

➤ Répétabilité, reproductibilité : les valeurs des composants analogiques sont définies avec une marge de précision plus ou moins grande. Dans ces conditions, aucun montage analogique n'est strictement reproductible à l'identique, il existe toujours des différences qu'il convient de maintenir dans des limites acceptables. Un programme réalisant un traitement numérique est par contre parfaitement reproductible. [17]

III.2.2 Domaines d'applications des dsPIC :

Les applications des dsPIC sont nombreuses dans les domaines suivants :

- télécommunications : modem, multiplexeurs, récepteurs de numérotation, télécopieurs, codeurs de parole GMS, ...),
- interfaces vocales : codeur vocaux pour répondeurs, reconnaissance automatique de la parole, synthèse vocale ...
- militaire : guidage missiles, navigation, communications cryptée, radar, ...
- multimédias et grand public : compression des signaux audio (CD), compression des images, cartes multimédias pour PC, synthèse musicale, jeux, ...
- médical : compression d'image médicale (IRM, échographie...), traitements des signaux biophysiques ...
- électronique automobile : équipement de contrôle moteur, aide à la navigation, commande vocale, détection de cliquetis pour avance à l'allumage, ...
- automatisation et contrôle de processus : surveillance et commande de machines, contrôle de moteurs, robots, servomécanisme, ...
- instrumentation : analyseur de spectre, générateurs de fonction, interprétation de signaux sismiques, ...

III.3 Présentation du dsPIC33FJ32MC204 :

Le dsPIC est un tout nouveau microcontrôleur de signal de chez Microchip. Il possède une architecture spécialement dédiée au traitement numérique de signaux et plusieurs périphériques standards.

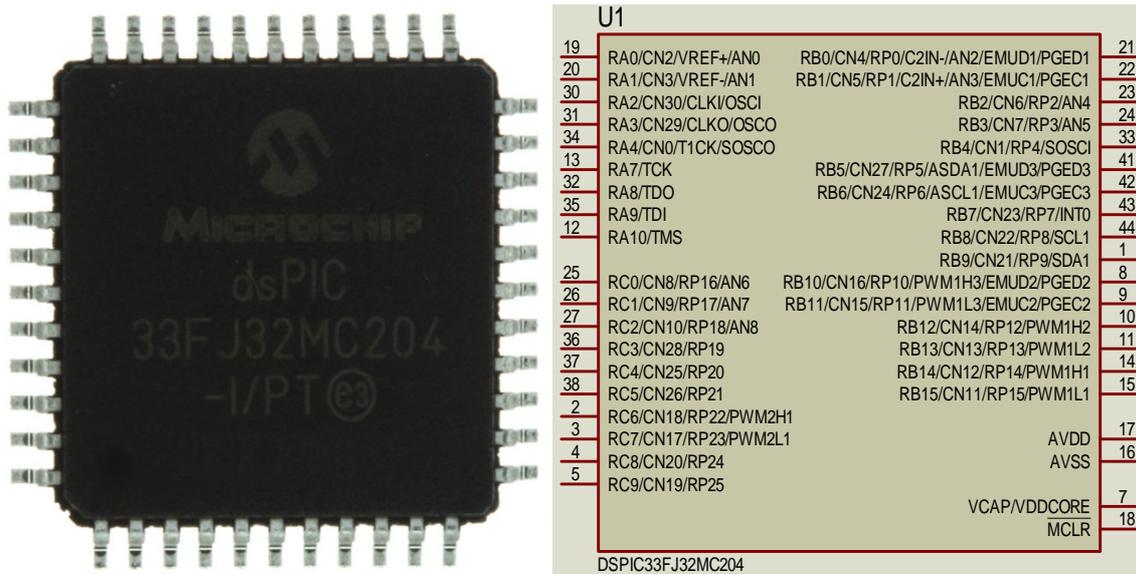


Figure III.1 : Image d'un dsPIC33FJ32MC204 et sa représentations sous ISIS PROTEUS

III.3.1 Différentes familles des dsPIC :

Il existe trois familles du dsPIC : la « DSC Motor Control & Power Conversion Family », la « CSC Sensor Family » et la « DSC General Purpose Family ». Dans chaque famille il existe plusieurs devices différents. Dans notre cas nous avons utilisé le dsPIC33FJ32MC204 qui fait partie de la première famille mentionnée ci-dessus.[18]

III.3.2 Identification des dsPICs :

Pour identifier un dsPIC on exploite sa référence.

33 : c'est la famille dont appartient le dsPIC

FJ : mémoire Flash

32 : mémoire de données (programme) est de '32 Ko'

MC :Motor control (contrôle moteur)

204 :c'est la référence à une sous famille.

III.3.2 Critère de choix d'un dsPIC :

Les critères de choix sont nombreux :

➤ Vitesse de calcul.

- Périphériques intégrés : nombre de timer internes, de ports série,...Ets
- Ressource mémoire utilisées.
- coût
- Facilité à développer une application:cela inclut les outils de développement existants, les bibliothèques d'application disponibles, le support (documentation, aide en ligne ...) et les cartes standard.
- La taille et le type de mémoire interne.
- La tension d'alimentation ainsi la consommation du circuit.
- La disponibilité d'un langage de haut niveau pour sa programmation

III.3.3 Caractéristiques et structure interne de dspic33FJ32MC204 :

Le dspic33FJ32MC204 se présente sous la forme d'un circuit intégré réunissant tous les éléments d'une structure à base de microprocesseur. Voici ce que l'on trouve à l'intérieur d'un tel composant :

- Un microprocesseur (C.P.U)
- Un noyau DSP
- De la mémoire de donnée RAM et EEPROM
- De la mémoire programme Flash
- Des interfaces parallèles pour la connexion des entrées /sorties.
- Des interfaces séries (synchrone et asynchrone) pour le dialogue avec d'autres unités.
- Des timers pour générer ou mesurer des signaux avec une grande précision temporelle.
- Des convertisseurs analogiques/numériques pour le traitement de signaux analogiques.

III.3.4 Schéma bloc du dspic33FJ32MC204 :

Le schéma suivant représente les différents composants qui constituent un dsPIC.

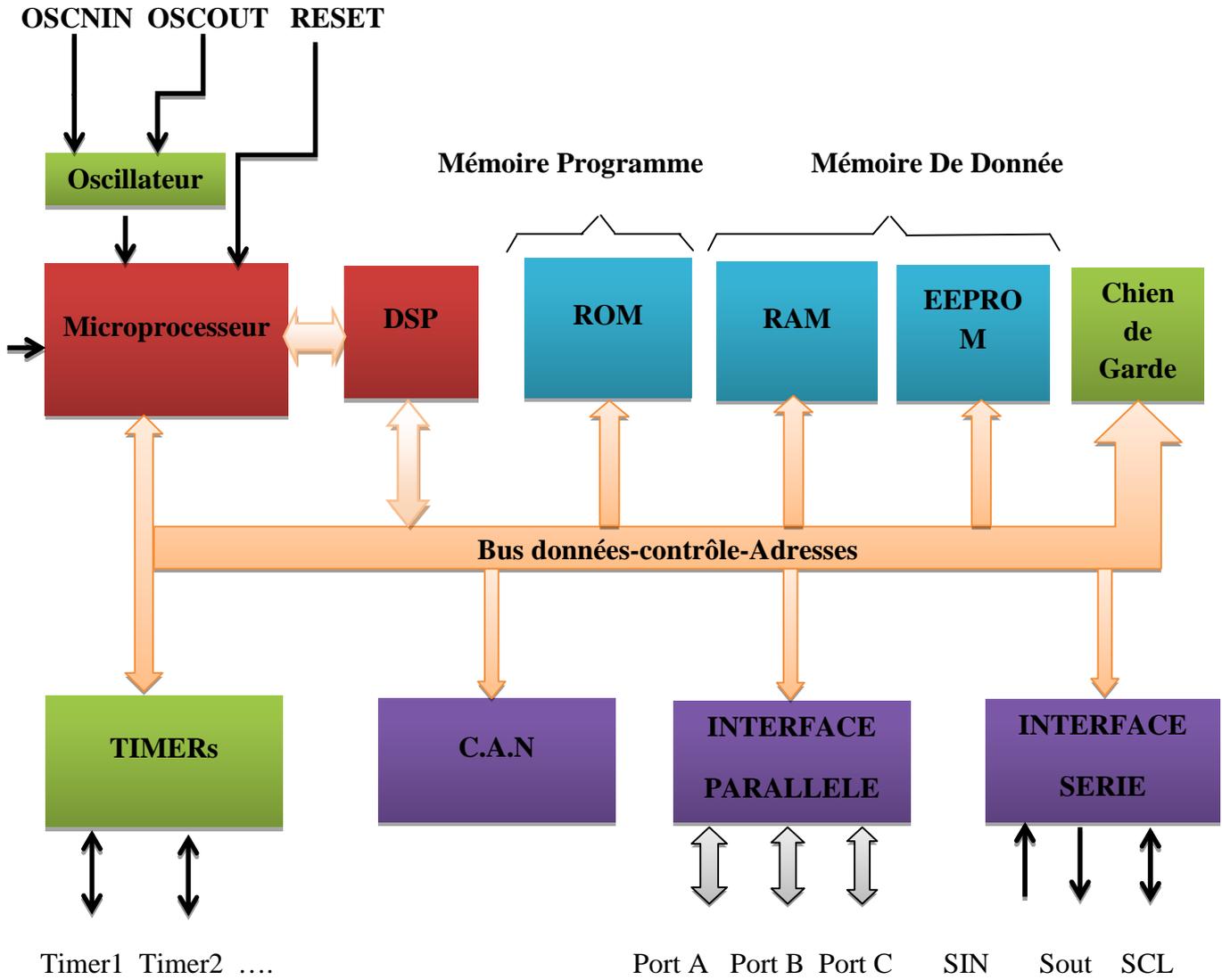


Figure III.2 : Schéma bloc du dspic

III.4 Description des différents blocs :

III.4.1 Microprocesseur(C.P.U) :

Il a pour mission de rechercher les instructions qui sont en mémoire programme, de les décoder et de les exécuter. Il est composée de plusieurs éléments internes : CPU = UAL + UC + registres CPU

- unité arithmétique et logique (UAL) : chargée des calculs +,-,*,/, AND, OR, NOT.
- unité de commande(UC) : chargée de traduire puis d'exécuter les commandes, son rôle est d'aller chercher une information en mémoire centrale (mémoire programme), d'analyser cette instruction (décodage), d'exécuter cette instruction, de localiser l'instruction suivante.
- Des registres

III.4.1.1 Système d'horloge de la CPU :

- Le dsPIC33FJ32MC202/204 offre sept options de système d'horloge, à cet effet, on peut configurer notre signal de sortie de broches du microcontrôleur à la fréquence voulu :
- Rapide RC (Fast RC) Oscillateur.
- Oscillateur FRC avec PLL.
- Oscillateur primaire (XT , HS ou CE).
- Oscillateur primaire avec PLL.
- Oscillateur secondaire (LP).
- RC Low-Power (LPRC) Oscillateur.
- Oscillateur FRC avec postscaler.

III.4.1.2 Configuration de la PLL :

Les source d'oscillateur, primaire et interne FRC, peuvent être utilisé avec un PLL pour obtenir des vitesse de fonctionnement plus élevé. [18]

Pour configurer la PLL, on agit sur trois registre :PLLPRE, PLLDIV, PLLPOST(voir le schéma ci-dessous) :

- Si $PLLPRE<4:0>=0$, alors $N1=2$, dans ce cas l'entrée de VCO est égale à la (source/2).
- Si $PLLDIV<8:0>=0x1E$, alors $M=32$ donc la sortie de VCO sera (source/2)*32.
- Si $PLL<1:0>=0$, alors $N2=2$

On peut calculer la fréquence de l'oscillateur par la formule suivante :

$$F_{osc} = (\text{source} * M) / (N1 * N2) \quad (\text{III.1})$$

Ainsi on peut calculer la fréquence de cycle par la formule suivante :

$$F_{cy} = (F_{osc} / 2) \quad (\text{III.2})$$

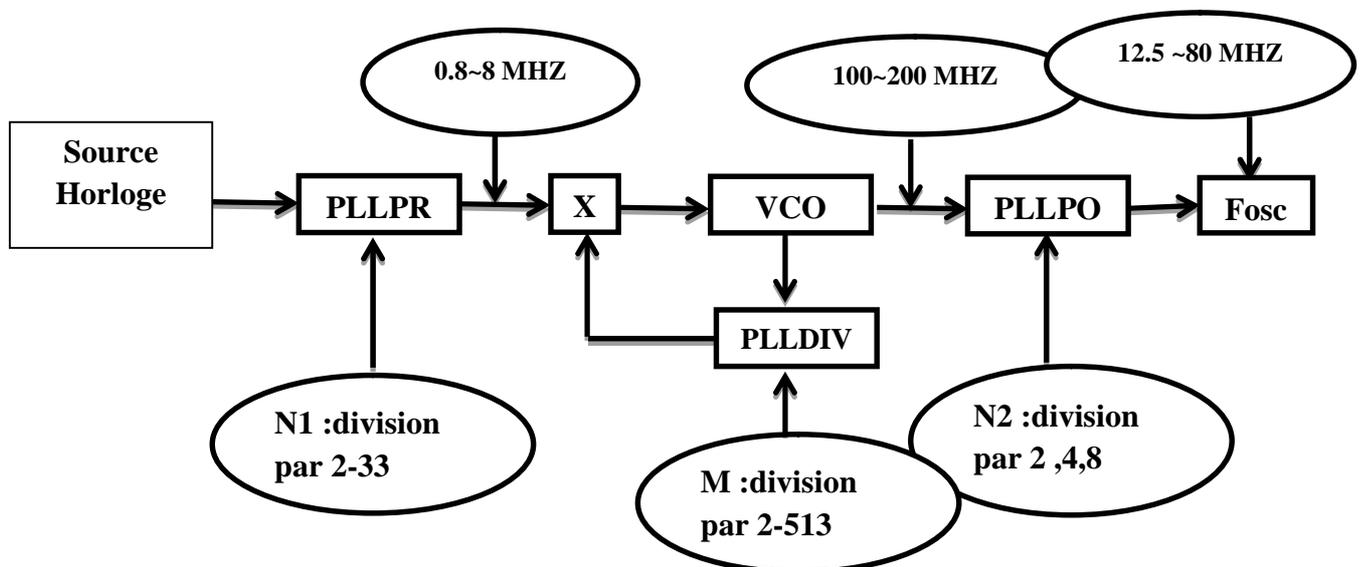


Figure III.2 : Schéma fonctionnel du Système d'horloge de la CPU

III.4.2 Noyau DSP :

Le noyau DSP se caractérise par le fait qu'il intègre un ensemble de fonctions spéciales. Ces fonctions sont destinées à le rendre particulièrement performant dans le domaine du traitement numérique du signal.

III.4.3 Mémoire programme :

Ce dispositif contient les instructions du programme que doit exécuter le microprocesseur. Ce type de mémoire appelée mémoire FLASH, car elle est accessible en

lecture et en écriture. Sa programmation nécessite une procédure particulière et un matériel adéquat.

III.4.4 Mémoire de donnée :

Ce dispositif permet de mémoriser temporairement les données générées par le microprocesseur pendant les différentes phases du traitement numérique (résultats d'opérations, états des capteurs...). Ces mémoires sont accessibles en écriture et en lecture, et on trouve 2 types : RAM, EEPROM. [18]

a) Mémoire RAM :

la mémoire RAM est celle que nous allons sans cesse utiliser. Toutes les données qui y sont stockées sont perdues lors d'une coupure du courant.

b) Mémoire EEPROM :

la mémoire EEPROM (Electical Erasable Programmable Read OnlyMemory), est une mémoire programmable en lecture seulement, électriquement effaçable elle est constituée de 256 octets ces octets sont conservés après une coupure de courant.

III.4.5 Port d'entrée /sortie de dsPIC 33FJ32MC204 :

Le dsPIC 33FJ32MC204 est constitué de trois ports d'entrée sortie qui sont A,B,C qui peuvent réaliser en plus de la fonction de port I/O, d'autres fonctions bien spéciales comme la conversion analogique / numérique, liaison série, parallèle...etc.

Le port A : possède 9 pins I/O numérotés de RA0 à RA4 et RA7 à RA10.

Le port B: possède 16 pins I/O numérotés de RB0 à RB15.

Le port C: possède 10 pins I/O numérotés de RC0 à RC9.

Pour configurer les trois ports en entrée ou en sortie, il suffit de mettre un 1 ou 0 dans le registre TRISX à savoir le positionnement de bit.

Bit=0, la ligne de port est configurée en sortie.

Bit=1, la ligne de port est configurée en entrée.

a) Interfaces parallèles pour la connexion des entrées /sorties :

Ce type d'interface, répartie sur plusieurs ports, permet de prendre en compte des états logiques appliqués en entrée (état de capteurs) ou de générer des signaux binaires en sortie. Les broches de ces ports peuvent donc être configurées en entrée ou en sortie. La configuration ainsi que l'état logique de ces broches est obtenue par des opérations d'écriture ou de lecture dans différents registres associés à chaque port. On trouve généralement : Un registre de direction pour une configuration en entrée ou en sortie, Un registre de donnée recopiant les états logiques de chaque broche de port, Un registre d'option permettant plusieurs configurations en entrée ou en sortie.

b) **Interface série:**

Ce type d'interface permet au microcontrôleur de communiquer avec d'autres systèmes à base de microprocesseur. Les données envoyées ou reçues se présentent sous la forme d'une succession temporelle (sur un seul bit) de valeurs binaires images d'un mot. Il y a 2 types de liaison série : synchrone et asynchrone.

III.4.6 Convertisseur analogique numérique (CAN) :

Le CAN intégré dans les microcontrôleurs est généralement du type "Approximations successives". Il possède plusieurs entrées multiplexées accessibles via les broches des ports de l'interface parallèle. Le CAN possède normalement 2 registres :

- Un registre de données contenant le résultat de la conversion,
- Un registre de contrôle permettant de lancer et de surveiller la conversion. [17]

III-6-6 Timers :

D'une façon globale, la fonction Timer se charge de la gestion de temps, comme il est utilisé pour la génération des signaux de période programmables, le comptage, la mesure de largeur d'impulsion, la génération d'impulsion périodiques ...etc

Dans le cas de la série de dspic33F, on peut trouver jusqu'à neuf Timer de 16 bits, classer en trois catégories A, B et C.

Classes A : Timer 1

Classes B : Timer 2, 4, 6, 8

Classes C : Timer 3, 5, 7, 9

Les classes A et B peuvent être jumelées pour former des Timers de 32 bits, sachant que le Timer 2 peut être jumelé uniquement avec le Timer 3, le Timer 4 avec le Timer 5, le Timer 6 avec le Timer 7 et enfin le Timer 8 avec le Timer 9.

Chaque Timer est configuré par les registres de lectures /écriture suivantes :

TMRx : Registre de 16 bits d'indice 'x' qui se réfère au numéro de Timer, a pour rôle le comptage des fronts montant du signal d'horloge depuis la valeur initiale qu'on lui charge jusqu'à la valeur finale qui est la valeur du registre PRx.

PRx : Registre de 16 bits d'indice 'x' qui se réfère au numéro de Timer, est chargé avec le nombre de période du Timer à compter.

TxCON : Registre de configuration du Timer.

a) Génération des signaux :

Pour générer des signaux de période $T_S > T_{AMP}$ à partir de T_{OSC} , le Timer doit compter T_{AMP} fois T_{OSC}

$$T_S = T_{OSC} * T_{AMP} \quad (III.3)$$

Avec T_{OSC} : la période de l'oscillateur interne du dsPIC

T_{AMP} : le nombre de périodes à compter et dans le cas du dsPIC33FJ32MC204 il correspond à la valeur du PRx

A la fin de chaque cycle de comptage une interruption est générée par le périphérique de Timer pour relancer un nouveau comptage.

Pour créer des signaux de basses fréquences à partir de l'horloge à haute fréquence, un prédiviseur (PRED) est ajouté au périphérique de Timer, de ce fait, la loi précédente devient :

$$T_S = T_{OSC} * PRED * T_{AMP} \quad (III.4)$$

Dans le cas du dsPIC33F le prédiviseur se trouve dans le registre TxCON.

b) Génération des signaux à rapport cyclique variable :

Pour générer des signaux à rapports cyclique variable il faut définir le début et la fins de l'impulsion dans la période du cycle du signal

$$\text{LARGEUR}=(T_{AMP} - T_{initial})*\text{PRED}*T_{OSC} \quad (\text{III.5})$$

Avec $T_{initial}$: la valeur début de comptage.

c) Configuration du Timer 1 :

Le module Timer1 est un temporisateur de 16 bits, qui peut servir de compteur d'horloge en temps réel,et qui peut fonctionner en trois modes :

- temporisateur de 16 bits
- compteur synchrone de 16 bits
- compteur asynchrone de 16 bits

c.a) Le registre T1CON :

- TCS : permet de choisir ce qu'il faut compter. Pour compter les cycles d'horloge interne, et donc le temps, il faut positionner TCS à 0 (Internalclock (Fosc/4)).(Fosc/4 fait référence au fait qu'il faut 4cycle pour réaliser une instruction).
- TSYNC : n'est pas à utiliser, en effet, il indique d'ignorer ce bit si TCS=0.
- TCKPS :est un groupe de 2 bits servant à définir au bout de combien d'évènement à compter ,la valeur de TMR1 est incrémentée de 1.ici l'évènement à compter est « une période d'horloge ».Si on veut que TMR1 augmente de 1 à chaque période de l'horloge il faut mètre TCKPS à 0 (1 période ⇔ une incrémentation de TMR1). Dans ce cas on ne peut compter que 65535 ms (si on considérant qu'une instruction ⇔100ms) en réalité tout dépend du temps qu'on veut compter. Car il ne faut pas oublier que TMR1 est un registre de 16 bits, et donc il ne peut prendre que des valeurs entre 0 et 65535.on peut donc régler le préscaler pour un rapport de « 00 »=1:1, «01 »=1:8; « 10 »=1:64; « 11 »=1:256(TCKS=1 ⇔8 périodes d'horloge⇔1 instruction de TMR1)

REGISTRE 1 : T1CON : TIMERS1 REGISTRE DU CONTROLE

| | | | | | | | |
|--------|-----|-------|-----|-----|-----|-------|-----|
| R/W-0 | U-0 | R/W-0 | U-0 | U-0 | U-0 | U-0 | U-0 |
| TON | – | TSIDL | – | – | – | – | – |
| bit 15 | | | | | | bit 8 | |

| | | | | | | | |
|-------|-------|--------------|-------|-----|-------|-------|-----|
| U-0 | R/W-0 | R/W-0 | R/W-0 | U-0 | R/W-0 | R/W-0 | U-0 |
| – | TGATE | TCKPS< 1:0 > | | – | TSYNC | TCS | – |
| Bit 7 | | | | | | bit 0 | |

Légende:

R = bit lisible W = bit d'écriture U = bit non implémenté, lire comme '0'
n = Valeur du POR '1' = bit est mis '0' = bit est effacé x = bit inconnue

c-b) Mise en marche du Timer1 :

- Placer le bit de TON (= 1) dans le registre de T1CON.
- Choisir le rapport de prescaler de temporisateur en utilisant le bit TCKPS<1 :0> dans le registre T1CON
- Placer l'horloge et les modes de déclenchement en utilisant le TCS et le bit de TGATE dans le registre de T1CON.
- Réglé ou effacer le bit de TSYNC dans T1CON pour choisir une opération synchrone ou asynchrone.
- Charger la valeur de période de temporisateur dans le registre PR1
- Si des interruptions sont exigées, placer l'interruption permettant le bit, T1IE. Employer le bit prioritaire, T1IP<2 : 0>, pour fixer la priorité d'interruption.

III-6-7) Interruptions :**III-6-7-1) Principe:**

Le fonctionnement par interruptions sur un microcontrôleur permet à celui-ci d'exécuter une tâche (programme principal) qui peut être interrompue par un événement. Le

processeur doit alors exécuter une tâche (sous-programme) associée à cette source d'interruption. Quand la tâche est exécutée, le processeur revient à sa tâche principale.

De la même façon, avec un système ordonné, on doit souvent définir des priorités dans les interruptions:

- Le traitement d'une interruption peut être interrompu par une interruption qui lui est prioritaire.
- Le traitement d'une interruption ne doit pas être interrompu par une interruption de niveau inférieur.
- Le traitement d'une interruption ne peut être interrompu par aucune autre.
- L'interruption ne peut être active que si elle est validée.

Pour trouver la valeur adéquate pour la réalisation d'une interruption à la fin de chaque période 'T' il faut déterminer la valeur du produit : $T_s = T_{OSC} * PRED * T_{AMP}$

Puisque T_{OSC} est imposé par le système, alors seul le produit $PRED * T_{AMP}$ peut être déterminée

Le choix du PRED et de T_{AMP} se fait d'une manière à minimiser les l'erreur possible si le produit n'est pas accessible avec des valeurs des pédiviseurs imposés par le constructeur.

III.6.7.2 Sources d'interruptions

Les interruptions peuvent être causées par des sources externes ou par des sources internes

Sources externes:

- broches parallèles (Exemples: clavier, alarme)
- ports séries

Sources internes :

- Timer
- Convertisseur A-N
- Reset

III.6.7.3 Configuration d'une interruption d'un Timer:

Pour configurer ces interruptions, il faut agir sur 3 registres qui sont IPCx, , IECx et IFSx.

Le registre IPCx (Interrupt priority Control Register) :

Ce registre sert à définir la priorité d'une interruption. Cette priorité permet de résoudre les conflits d'interruptions (plusieurs interruptions en même temps). La priorité d'interruption se base sur la valeur des registres TxIP sachant que la valeur la plus basse qui est prioritaire à la plus haute, (0 \Leftrightarrow jamais exécuté, T1IP=0x01 en première et T2IP=0x02 en deuxième ...).

Le registre IECx (Interrupt Enable Control Register) :

Ce registre sert à définir les interruptions à autorisées. Vu qu'il y a beaucoup d'interruptions possibles, un seul registre ne suffit pas, il y en a donc 5 (IEC0 – IEC4). Pour autoriser l'interruption, il faut positionner le bit CNIE du registre IECx à 1 (TxIE=1).

Le registre IFSx (Interrupt Flag Status Register) :

Ce registre indique au processeur quelle interruption il doit traiter. Pour ce faire il faut positionner le bit CNIF du registre IFS0 à 1, alors le processeur doit exécuter le programme d'interruption correspondant au Change Notification. Ce bit ne se remet pas à zéro tout seul, il faut donc systématiquement le remettre à 0 à la fin du programme d'interruption.

III.8 Conclusion :

Nous avons consacré ce chapitre pour la présentation du dsPIC et ces avantages dans lequel nous avons donné le schéma bloc du dsPIC33FJ32MC204 et les détails des bloque principaux, Ensuite, nous avons présenté quelque détails sur la configuration des Timers et les fonctions d'interruption qui sont très importante dans un programme pour dsPIC.

L'objet du quatrième chapitre sera principalement porté sur l'implémentation virtuelle de la modulation vectoriel pour le convertisseur matriciel direct.

CHAPITRE-IV

**Implémentation de la modulation vectorielle
(ISVM) sur le dsPIC33FJ32MC204**

IV.1 Introduction

Dans ce chapitre, on abordera les étapes à suivre pour l'élaboration du programme qui sera chargé sur le dsPIC, pour une implémentation virtuelle de la modulation vectorielle (ISVM) pour un convertisseur matriciel direct.

En premier lieu, on présente le langage de programmation C, le logiciel utilisé pour la programmation (MPLAB) et les étapes à suivre pour la création du projet ainsi que le logiciel de simulation du prototype virtuel (ISIS PROTEUS).

Enfin, on présente les résultats de simulation pour les différents paramètres d'implémentation.

IV.2 Langage de programmation des dsPIC :

Le langage utilisé pour programmer les dsPIC est le C30. C'est du C classique auquel viennent se rajouter quelques petites particularités que nous avons déjà citées dans le chapitre précédent (configuration des timers, interruption,...).

IV.2.1 Pourquoi programmer les dsPIC en C :

Les compilateurs produisent des fichiers HEX qu'on imprime dans la ROM des microcontrôleurs. La taille du fichier HEX produit par le compilateur est l'une des préoccupations des programmeurs des microcontrôleurs pour deux raisons qui sont:

- Les microcontrôleurs ont une ROM limitée.
- L'espace occupé par le code pour les dsPIC33 est limité.

Malgré que la programmation en assembleur produit un code plus compact par rapport à C, mais la tâche est difficile et coûteuse en temps de programmation. En contre partie, la programmation en C consomme moins de temps et facile à programmer. Ce qui suit sont les principales raisons :

- Moins de temps pour programmer par rapport à l'assembleur.
- C'est facile à modifier et à faire évoluer ou mettre à jour.
- On peut utiliser le code valable sous forme de bibliothèques de fonctions.
- Le code C est portable d'un microcontrôleur à un autre avec peu ou presque aucune modification.

IV.3 MPLAB

Le logiciel MPLAB est un outil de développement pour programmer des microcontrôleurs de type PIC de la famille Microchip.

Avec l'environnement de MPLAB il est possible de réaliser un fichier source en langage assembleur (fichier .asm). Mais l'avantage de MPLAB c'est de réaliser des programmes en langage C. Ainsi MPLAB peut utiliser un langage de programmation évolué pour le développement en électronique.

Après avoir réalisé le programme d'un fichier source en assembleur ou en c, il est possible de transformer ce dernier en fichier .hex. Ça le rend prêt à être chargé dans le microcontrôleur.

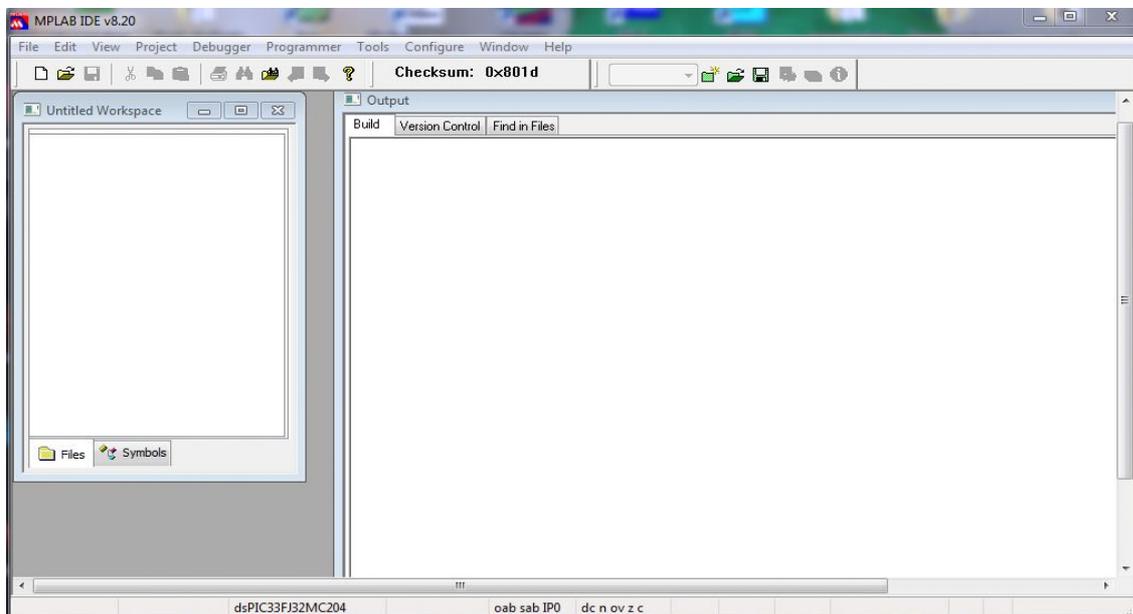


Figure IV.1 : La fenêtre d'accueil de MPLAB.

IV.3.1 Les étapes pour créer un projet dans MPLAB :

Dans la barre de menu, Projet ; on sélectionne « projet wizard » qui est un guide pour créer un projet (figure IV.4).



Figure IV.2 : Guide pour nouveau projet.

La première étape consiste à choisir le composant voulu dans la liste qui est dans notre cas on a choisi le dsPIC33FJ32MC204 comme le montre sur la figure (IV.5)

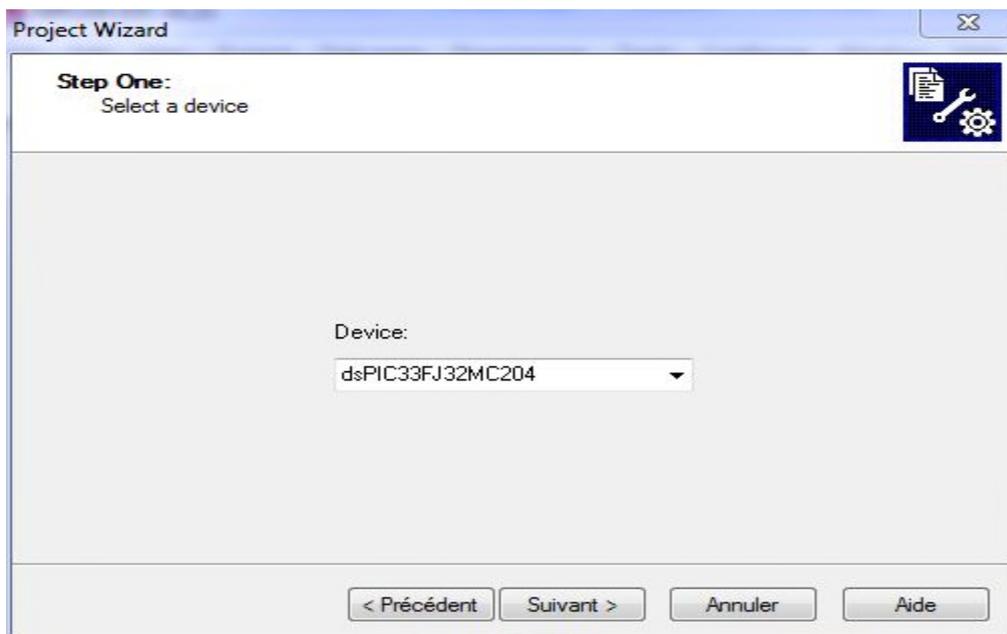


Figure IV.3 : Choix de composant dsPIC33FJ32MC204.

La deuxième étape consiste à sélectionner l'outil qui nous permettra de compiler le code source. Dans notre cas c'est le compilateur C30.

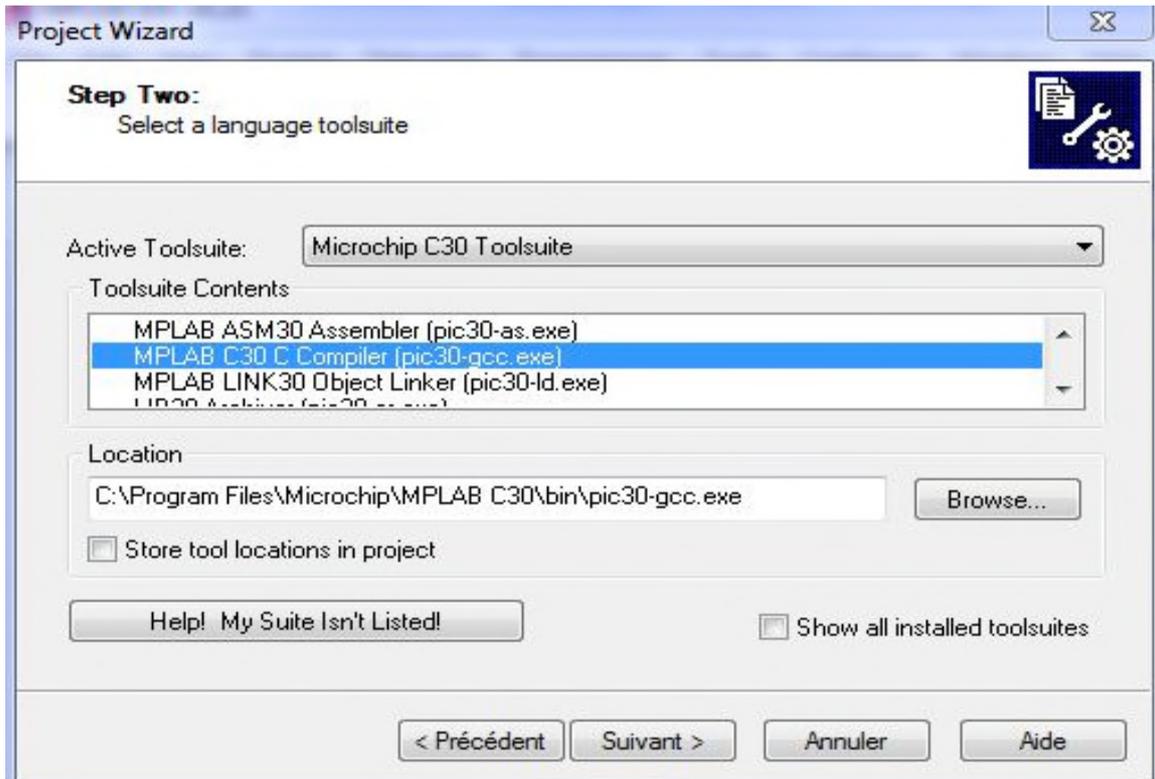


Figure IV.4 : Choix de compilateur pour le dsPIC33FJ32MC204.

La fenêtre suivant nous permet de donner un nom à notre projet et d'indiquer dans quel répertoire on souhaite le ranger en cliquant sur « Browse » comme le montre la figure (IV.7).

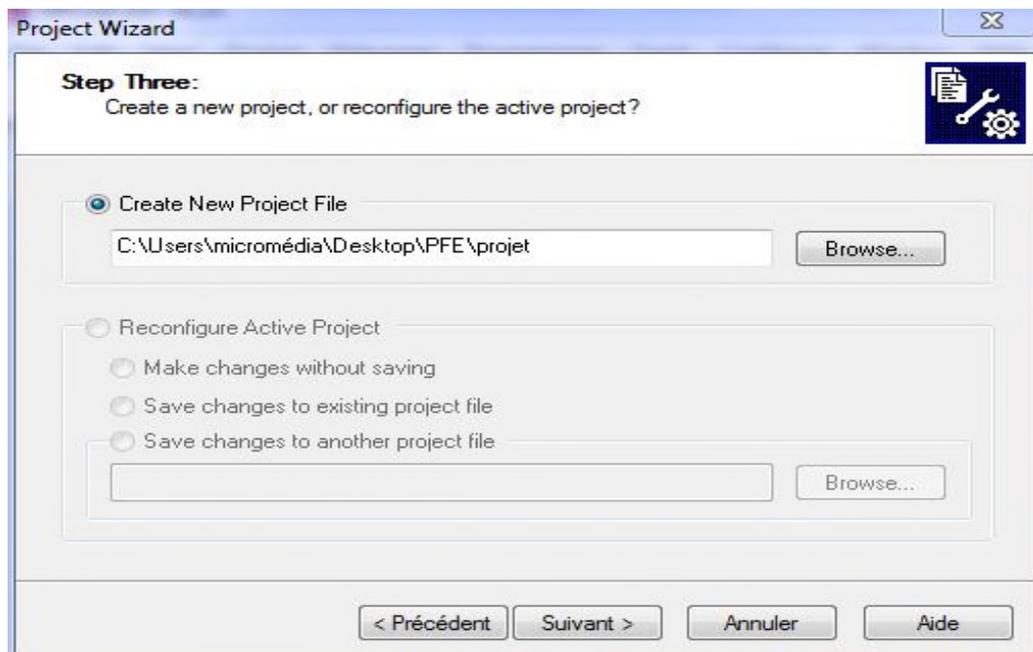


Figure IV.5 : Nomination du projet et le sauvegarder.

La dernière étape est facultative car elle permet d'inclure d'autres fichiers à notre projet si cela est nécessaire.

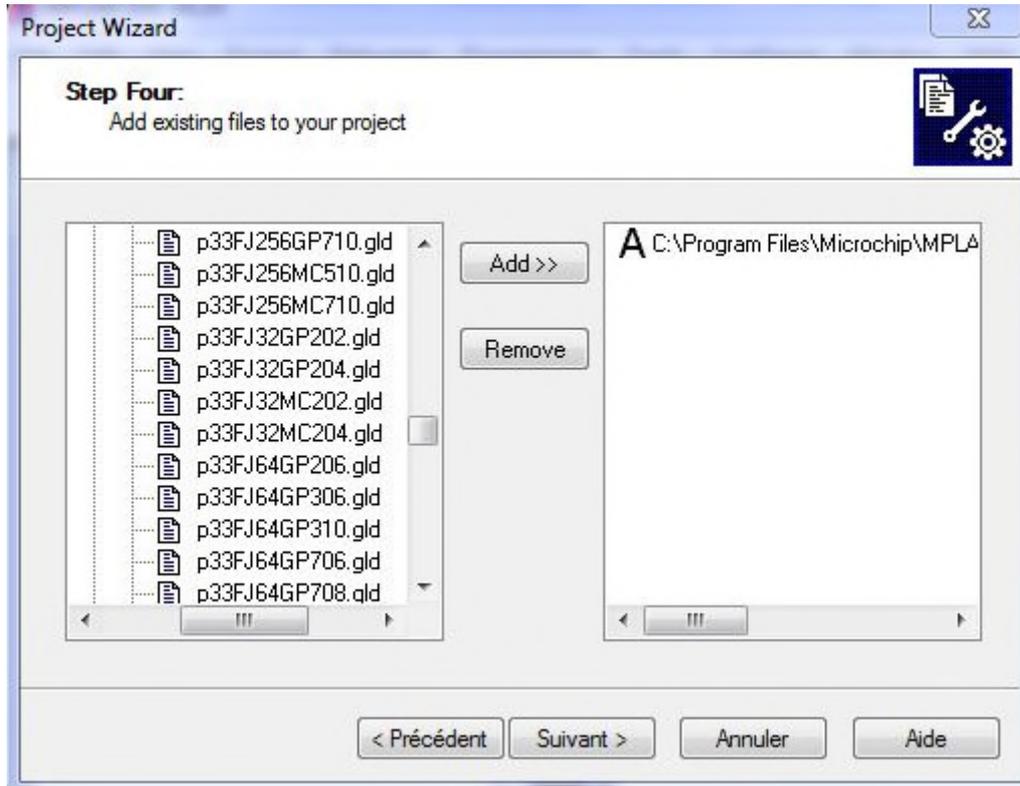


Figure IV.6 : Inclure d'autres fichiers au projet.

Voici un aperçu (figure IV.9) de l'espace de travail de MPLAB :

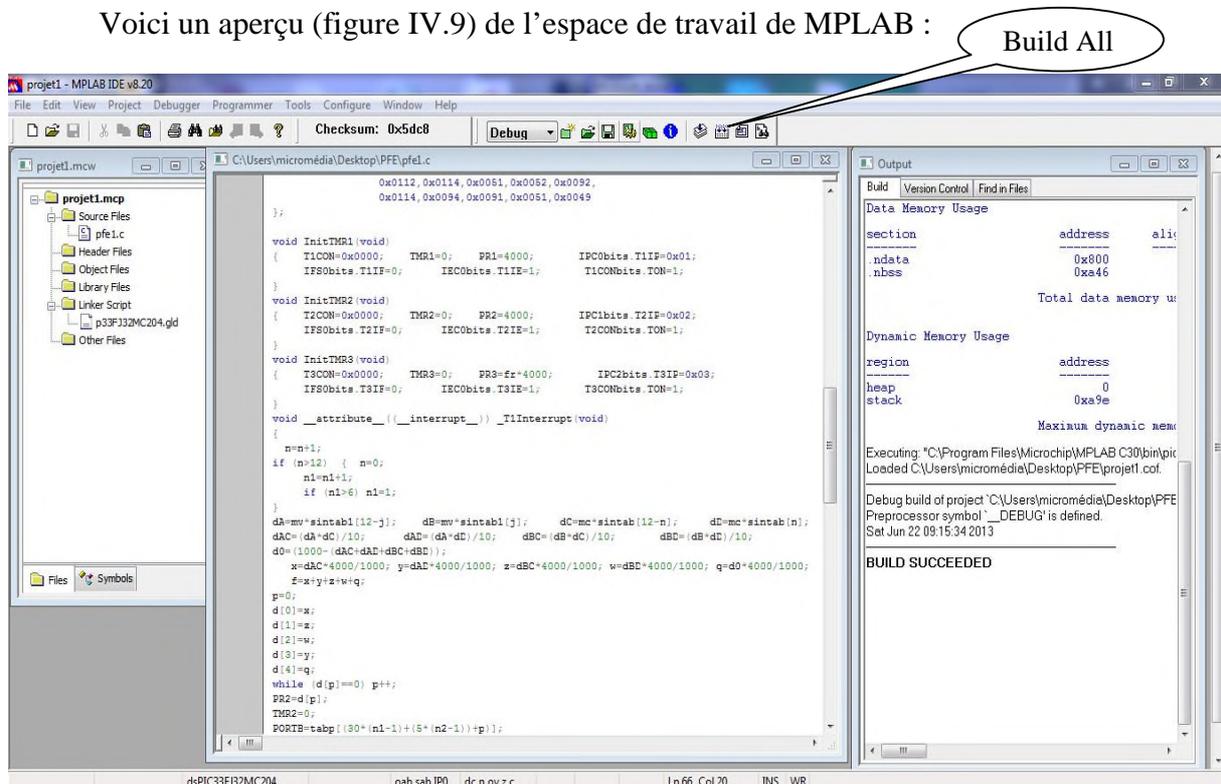


Figure IV.7 : L'espace de travail de MPLAB.

Une fois le code source écrit, on doit construire le projet en appuyant sur le bouton Build All, on doit alors corriger les erreurs éventuelles que le compilateur détecte. Cela permet de générer un fichier en exclusion (.hex) à partir de code source. C'est ce dernier qu'on va injecter au microcontrôleur.

IV.4 ISIS

ISIS fournit par l'environnement de proteus, qui combine le mode mixte de simulation, les modèles de microprocesseurs et les modèles de composants interactifs. Comme il permet de regrouper les fonctionnalités de saisie de schéma, l'architecture de la simulation interactive en temps réel et l'environnement de gestion des codes sources et des codes objets associée à chaque projet.

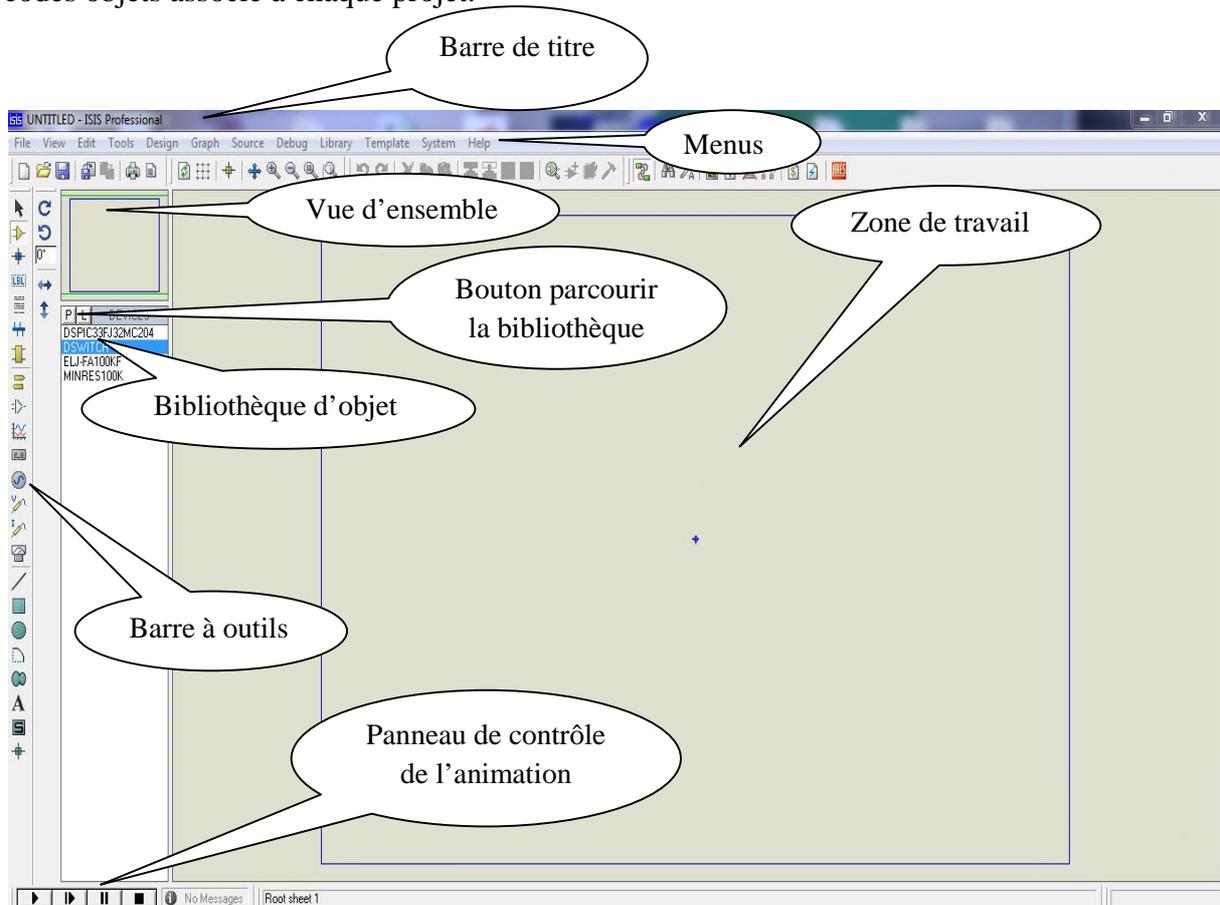


Figure IV.8 : La fenêtre principale de travail sur ISIS.

Pour faire la sélection des éléments qu'on veut utiliser : un clique sur l'icône « Component Mode » puis sur le bouton parcourir la bibliothèque

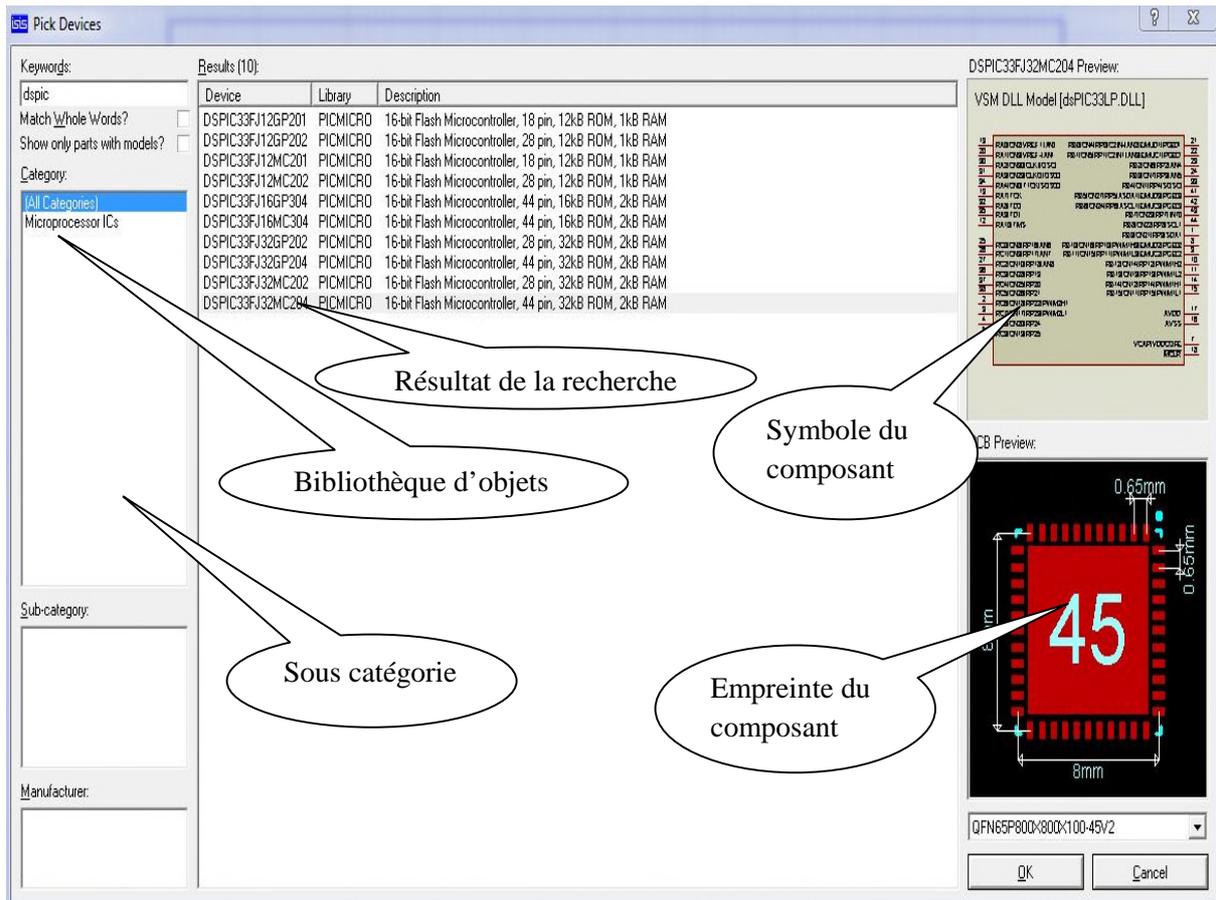


Figure IV.9 : Bibliothèque ISIS.

IV.5 Schéma d'implémentation :

Une des phases de notre projet est de créer le schéma d'implémentation du système complet : le microcontrôleur, le convertisseur matriciel direct, une source de tension triphasée, une charge RL triphasé et les oscilloscopes dans l'espace de travail d'ISIS.

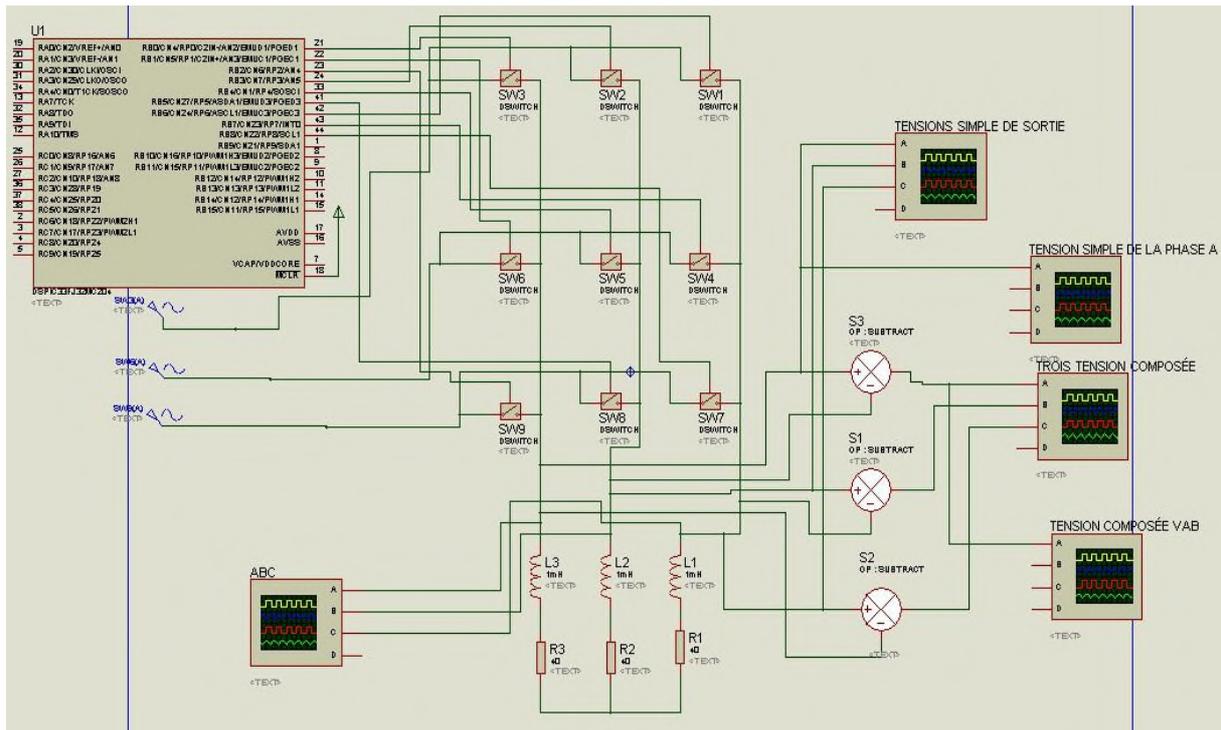


Figure IV.10 : Schéma d'implémentation virtuelle.

IV.6 Organigramme du programme :

La mise sous tension du microcontrôleur, permis de configurer le Port B en sortie et la mise en marche des Timers et leurs interruptions.

Les signaux de commutation sont générés par le Port B selon le déroulement du programme comme suit :

Timers 1 se charge de l'incréméntation de l'angle de déphasage du vecteur courant d'entrée et les secteurs qu'il parcourt.

Timers 3 se charge de l'incréméntation de l'angle de déphasage du vecteur tension de sortie et les secteurs qu'il parcourt.

Timers 2 se charge de l'incréméntation des rapports cycliques à appliquer à chaque commutation.

Sachant que :

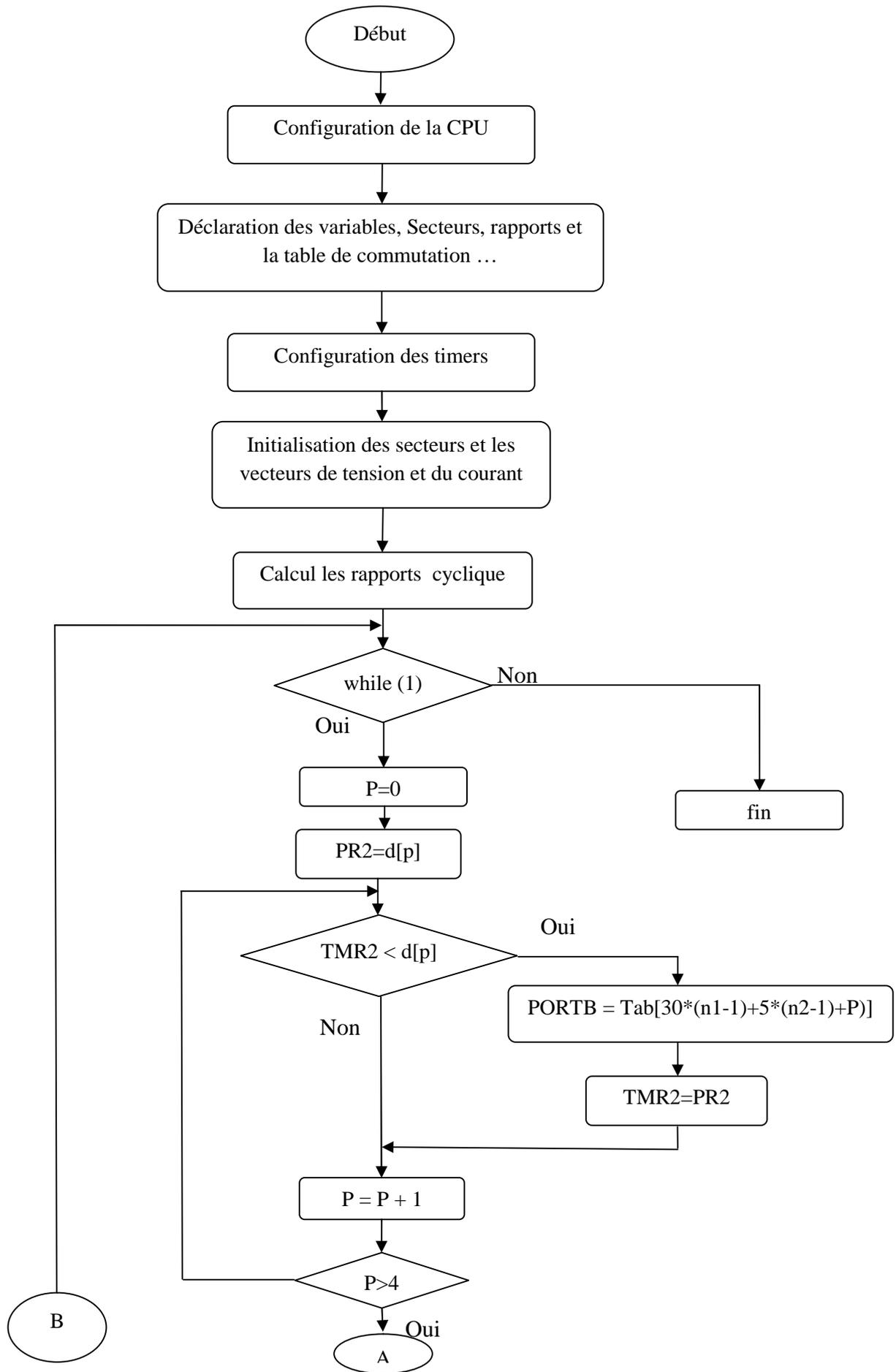
p : compteur des rapports cycliques d'une séquence de commutation.

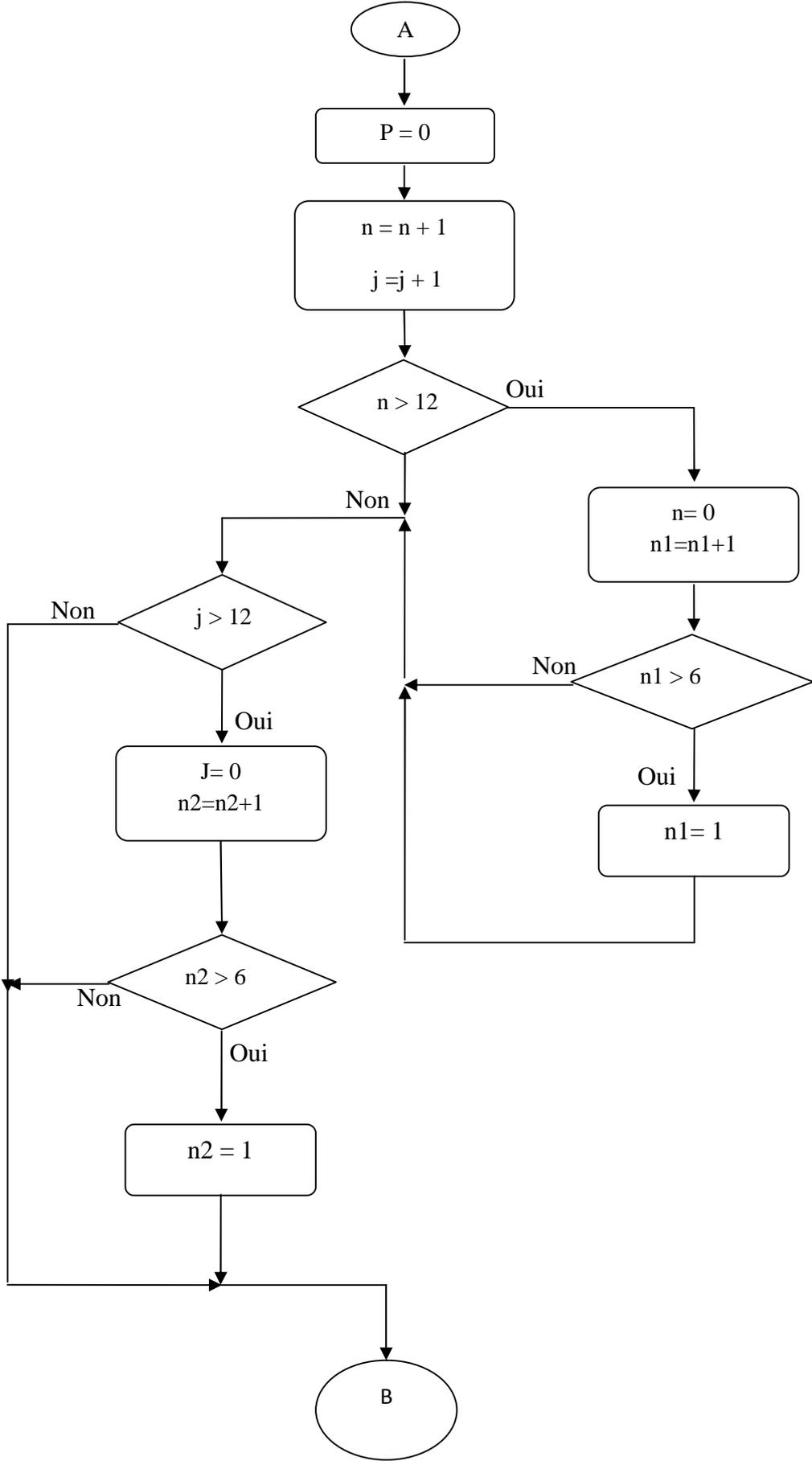
$d[p]$: tableau qui reçoit les valeurs des rapports cycliques d'une séquence de commutation.

$n1, n2$: représente le secteur du courant d'entrée et celui de tension de sortie respectivement.

'+1' : représente 5° comme étant un pas d'incréméntation de l'angle des vecteurs courant et tension.

j, n : représente l'angle de tension de sortie et le courant d'entrée respectivement.





IV.7 Implémentation

IV.7.1 paramètres d'implémentation :

Valeur efficace des tensions d'entrée : 220V, résistance de la charge : 20Ω ; inductance de charge : 80mH ; fréquence d'entrée : 50Hz ; fréquence de sortie variable: 25Hz, 50Hz et 75Hz.

pour les grandeurs suivantes :

- La tension entre phases de sortie v_{ab} .
- Courant de la phase de sortie i_a .
- Courant de la phase d'entrée i_A .

Pour des fréquences de sortie et rapport de transformation des tensions égal respectivement à : $f_s = 50, 25, 75\text{Hz}$ et $m_v = 0.866, 0.5$.

IV.7.2 Résultats d'implémentation :

- Pour $f_s = 50\text{Hz}$ et $m_v = 0.866$

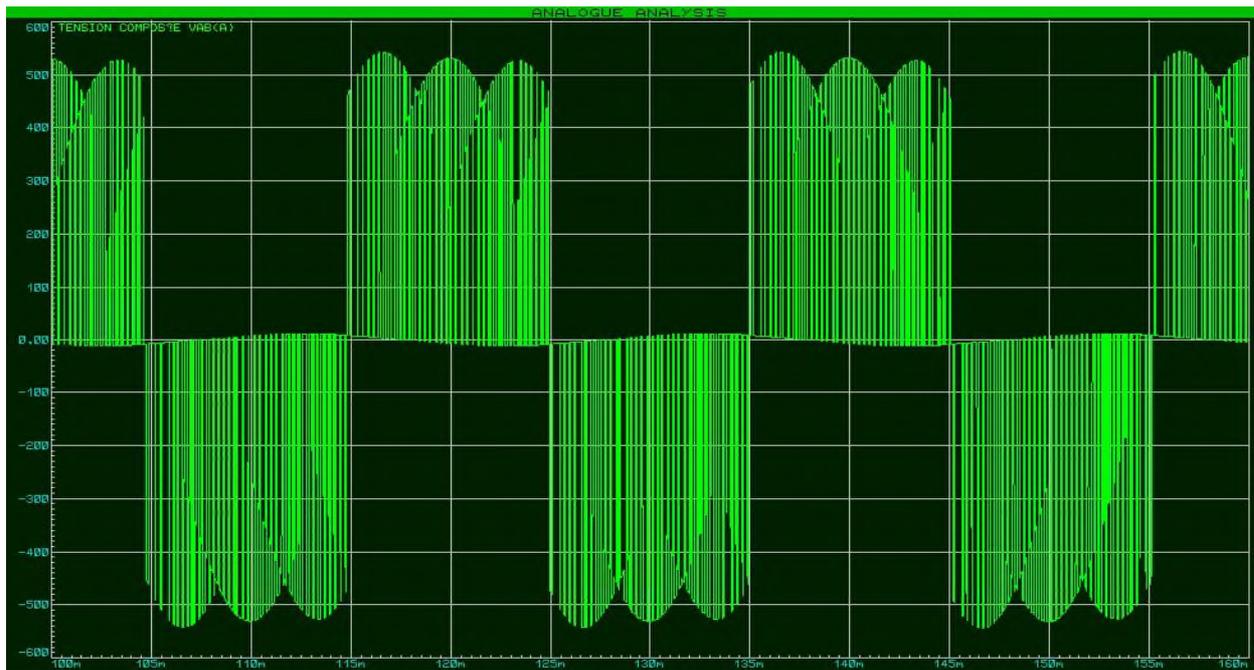


Figure IV.11 : La tension entre phases de sortie v_{ab}

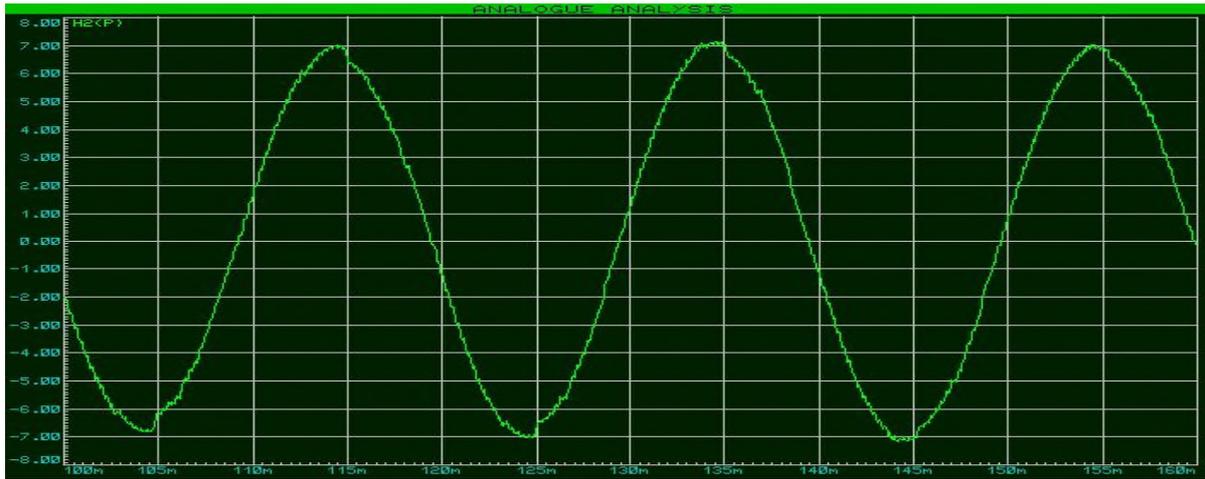


Figure IV.12 Courant de la phase de sortie i_d .

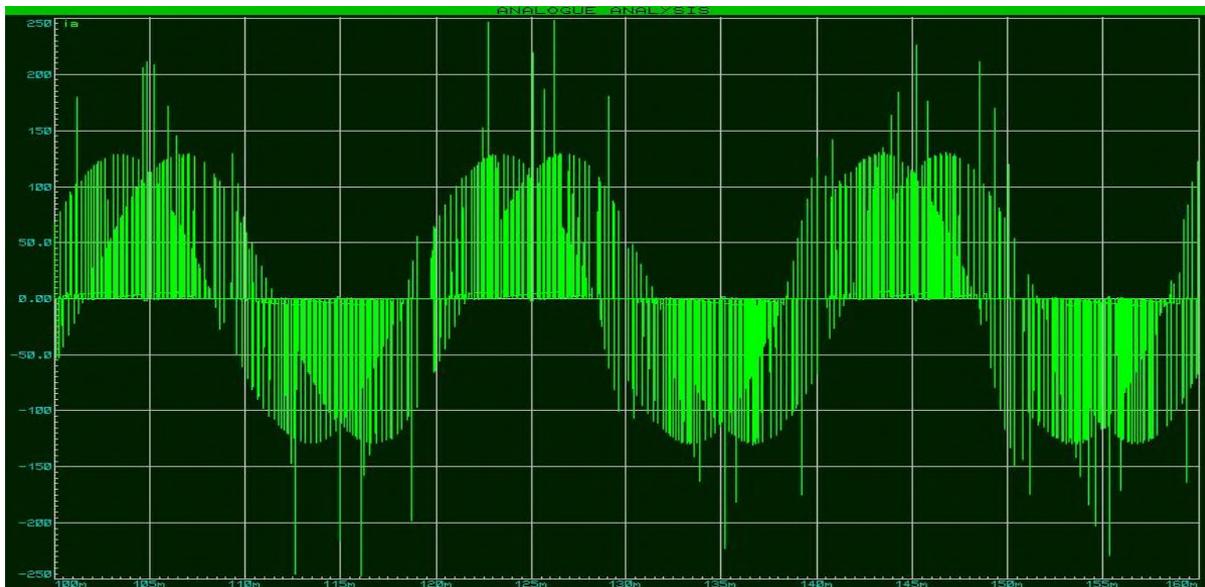


Figure IV.13 Courant de la phase d'entrée i_A .

➤ Pour $f_s = 50\text{Hz}$ et $m_v = 0.5$

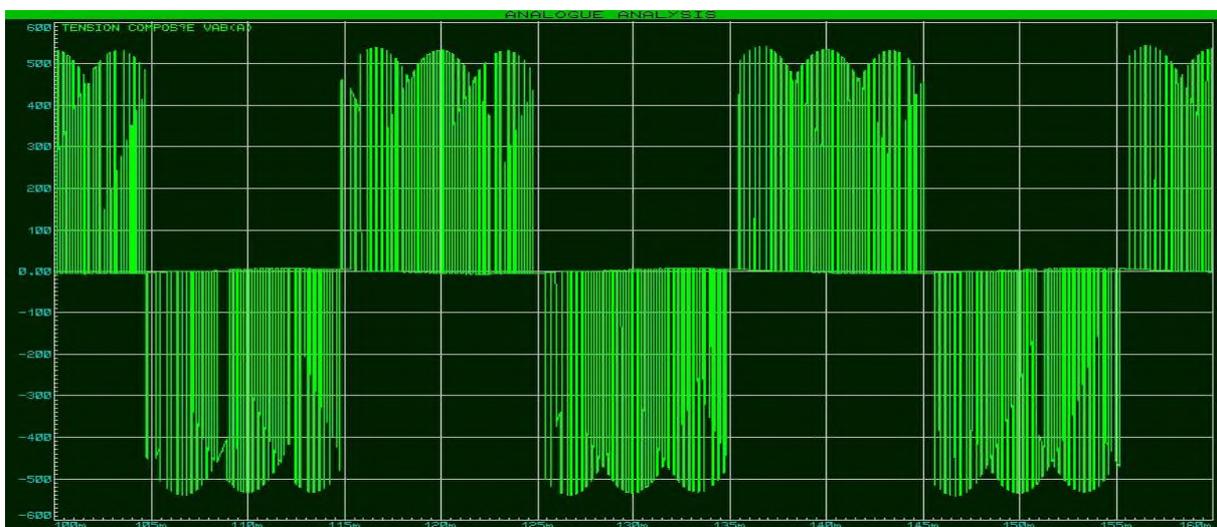


Figure IV.14 : La tension entre phases de sortie v_{ab}

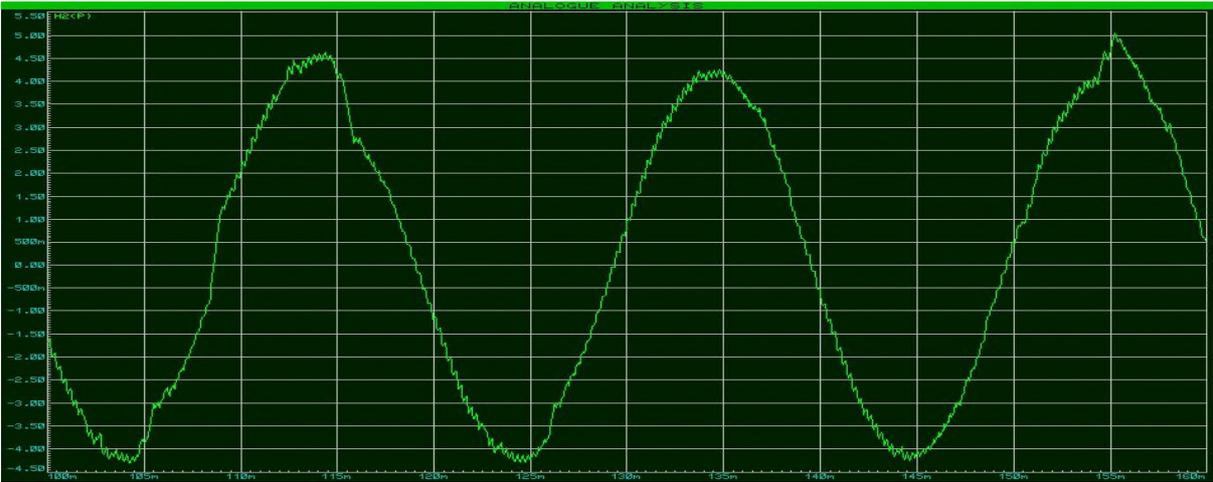


Figure IV.15 Courant de la phase de sortie i_a .

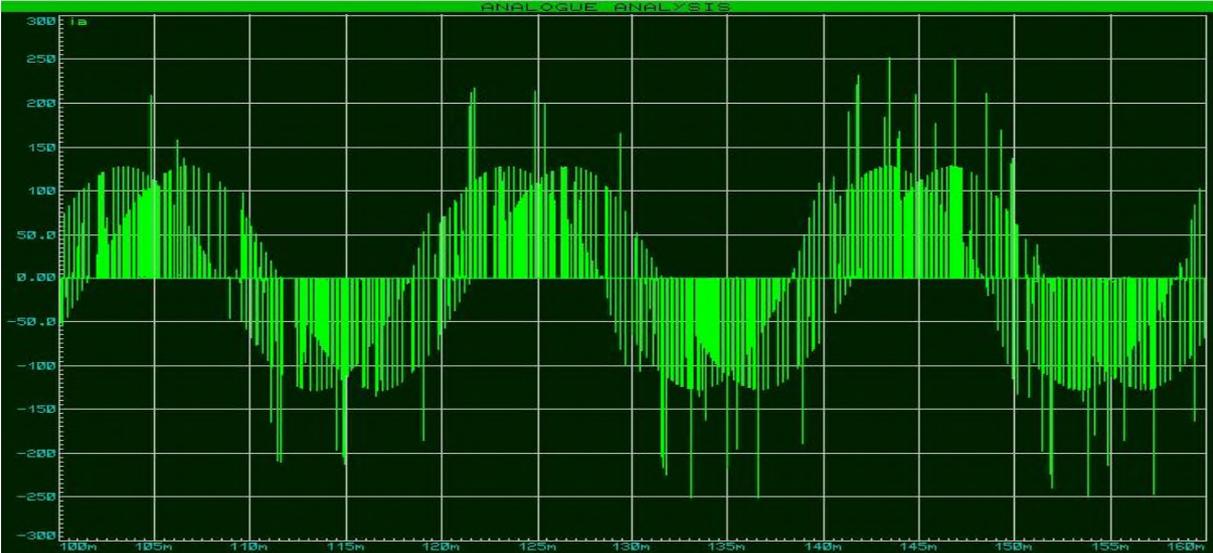


Figure IV.16 Courant de la phase d'entrée i_A .

➤ Pour $f_s = 25\text{Hz}$ et $m_v = 0.866$

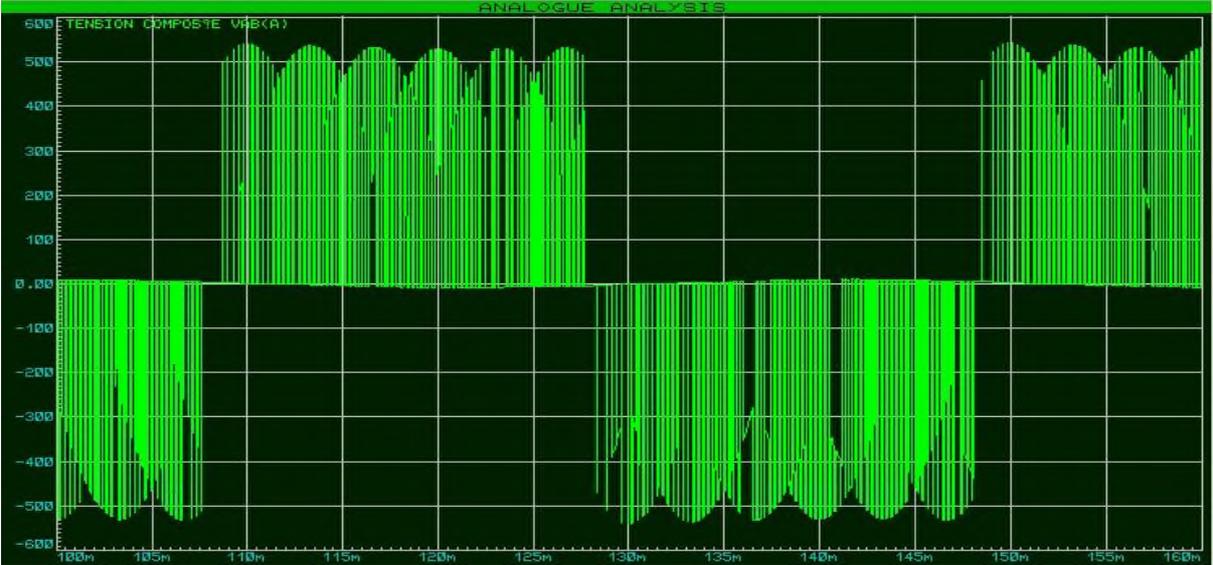


Figure IV.17 : La tension entre phases de sortie v_{ab}

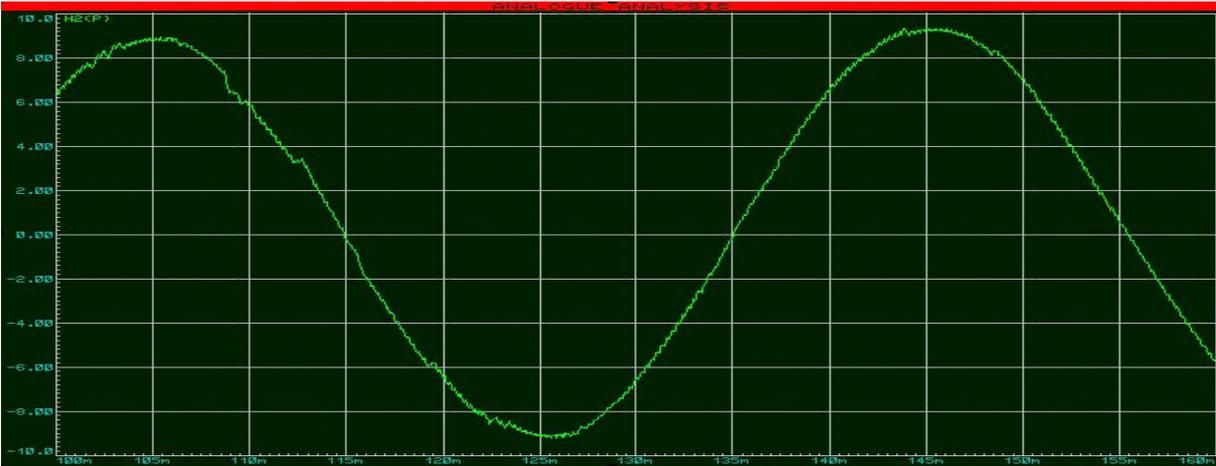


Figure IV.18 Courant de la phase de sortie i_a .



Figure IV.19 Courant de la phase d'entrée i_A .

➤ Pour $f_s = 25\text{Hz}$ et $m_v = 0.5$

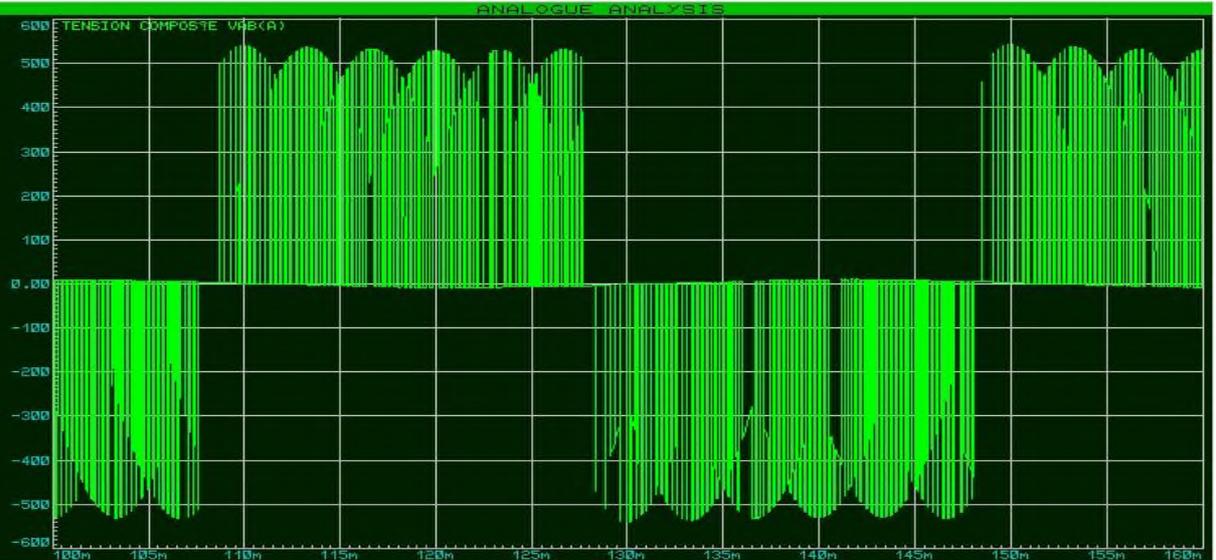


Figure IV.20 : La tension entre phases de sortie v_{ab}



Figure IV.21 Courant de la phase de sortie i_a .

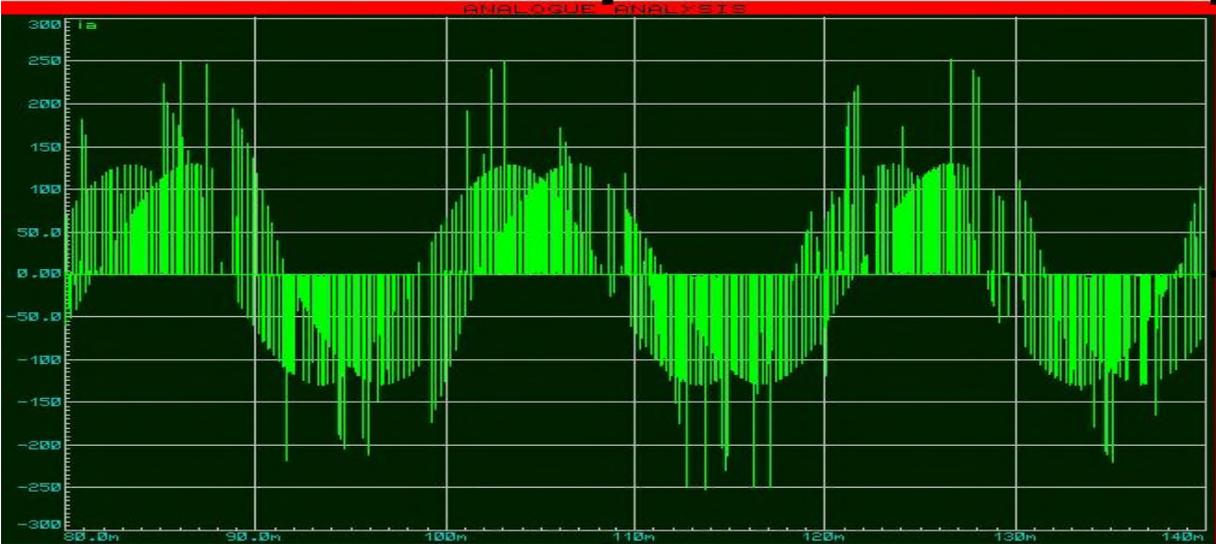


Figure IV.22 Courant de la phase d'entrée i_A .

➤ Pour $f_s = 75\text{Hz}$ et $m_v = 0.866$

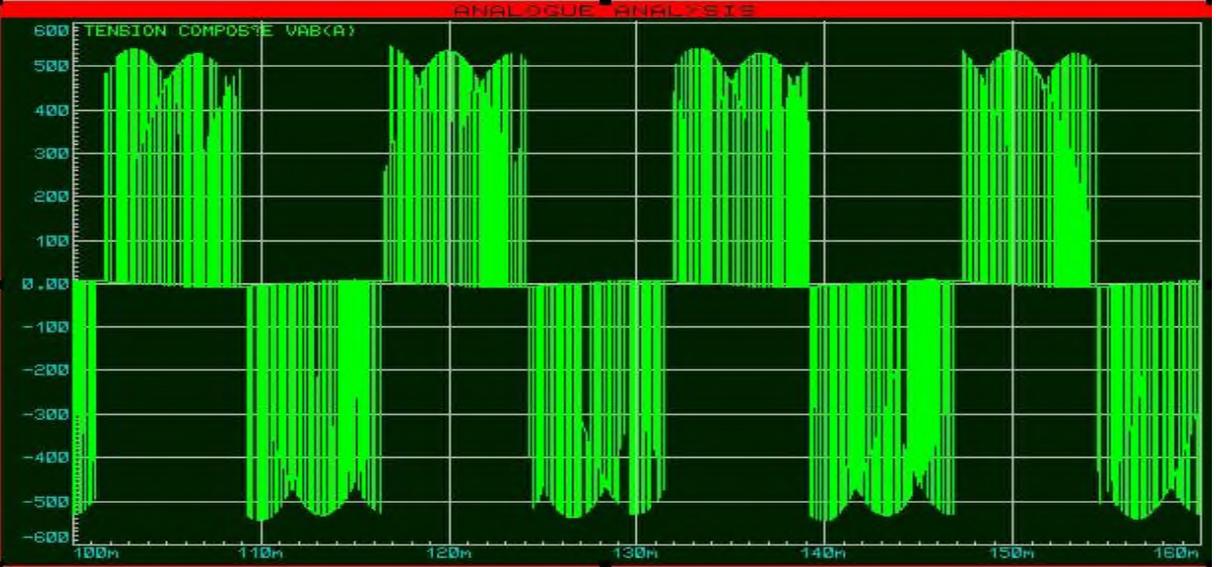


Figure IV.23 : La tension entre phases de sortie v_{ab}

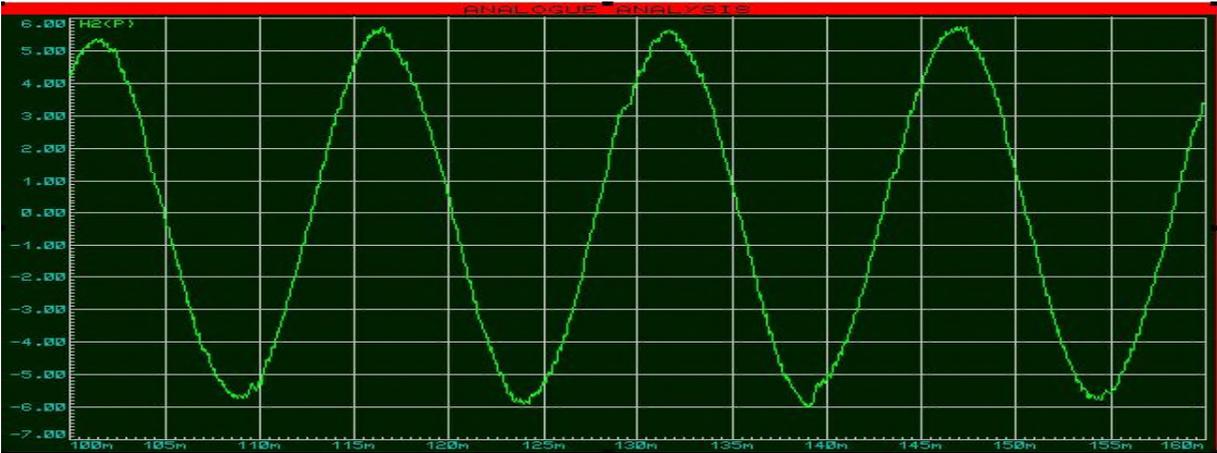


Figure IV.24 Courant de la phase de sortie i_a .

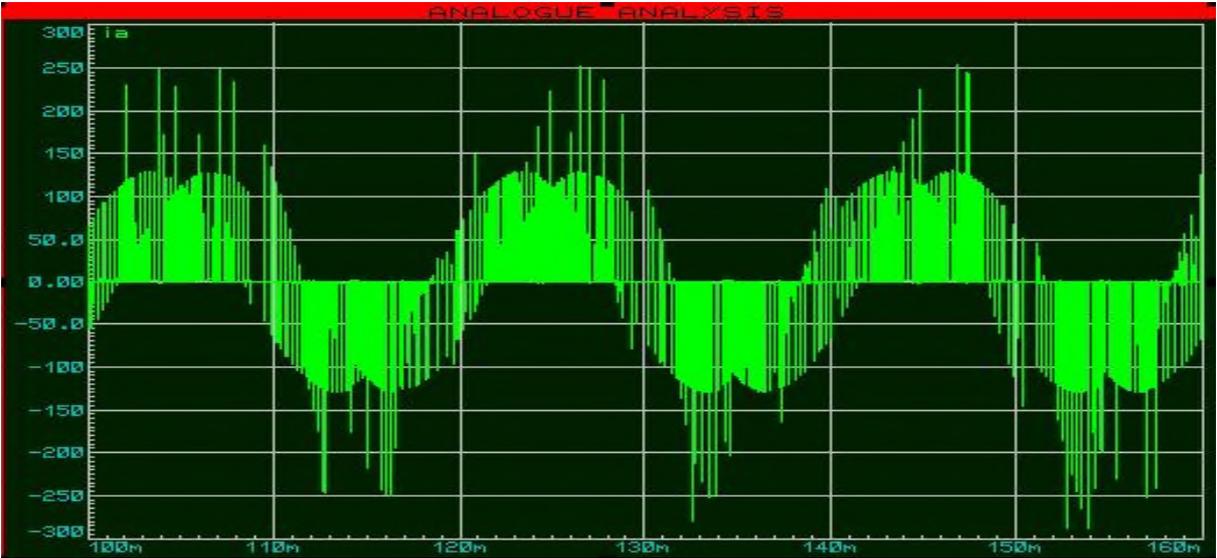


Figure IV.25 Courant de la phase d'entrée i_A .

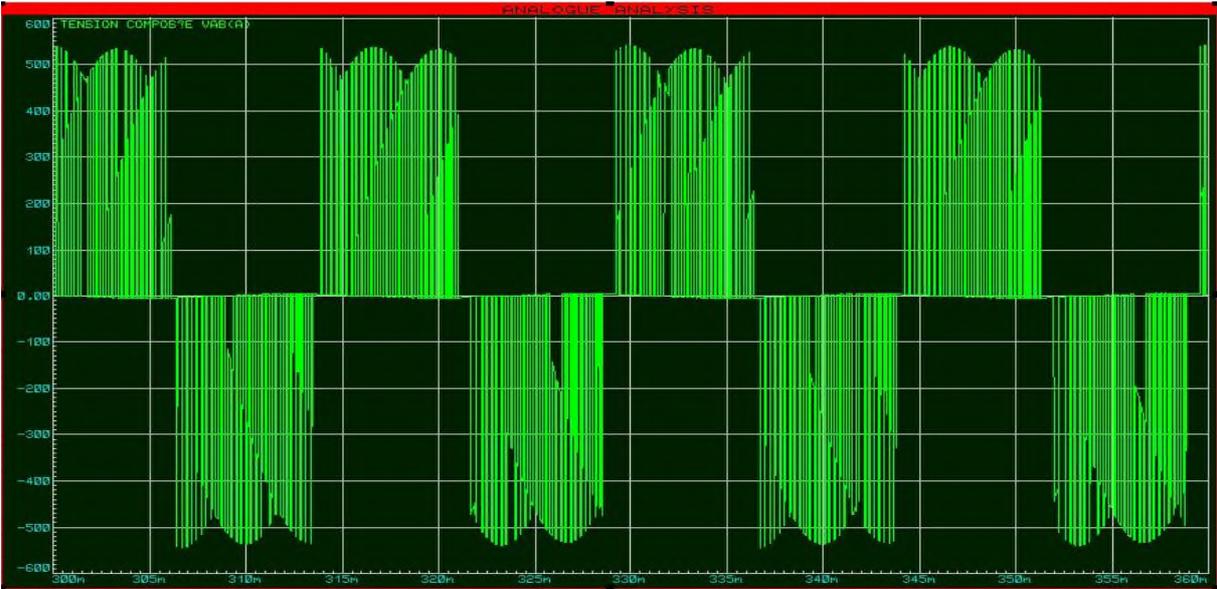


Figure IV.26 : La tension entre phases de sortie v_{ab}

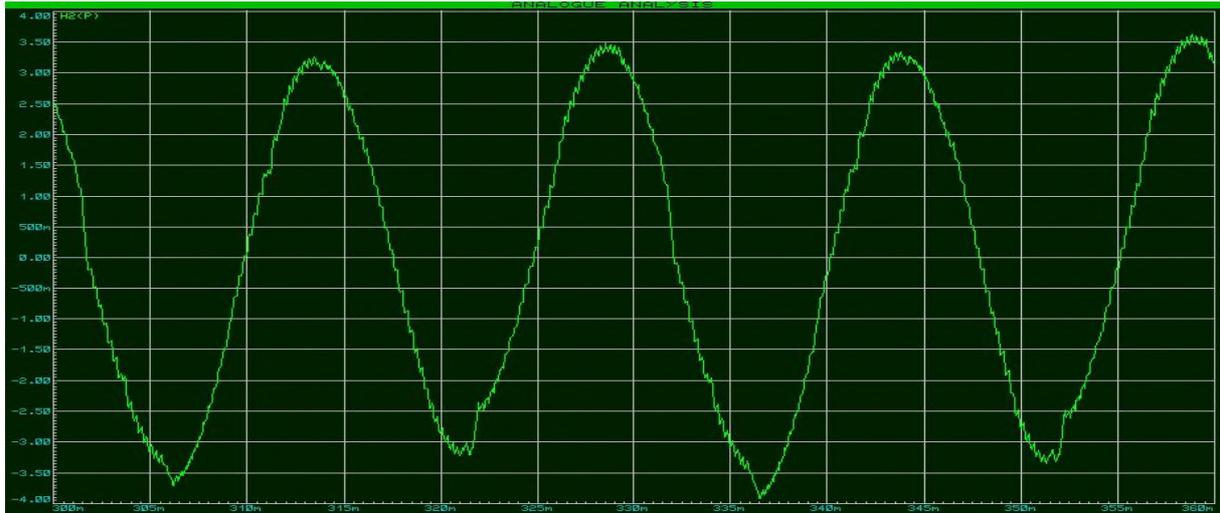


Figure IV.27 Courant de la phase de sortie i_a .



Figure IV.28 Courant de la phase d'entrée i_A .

IV.7.3 Interprétation

Les figures (IV.11) (IV.14) (IV.17) (IV.20) (IV.23) (IV.26) représente les tensions entre phase de sortie du convertisseur matriciel direct pour différentes fréquences ($f_s=50\text{Hz}$, $f_s=25\text{Hz}$, $f_s=75\text{Hz}$) et un rapport de transformation $m_v=0.866$ et $m_v=0.5$

Les figures (IV.12) (IV.15) (IV.18) (IV.21) (IV.24) (IV.27) représente les allures du courant de sortie du convertisseur matriciel direct pour différentes fréquences ($f_s=50\text{Hz}$, $f_s=25\text{Hz}$, $f_s=75\text{Hz}$) et un rapport de transformation $m_v=0.866$ et $m_v=0.5$

Les figures (IV.13) (IV.16) (IV.19) (IV.22) (IV.25) (IV.28) représente les allures du courant d'entrée du convertisseur matriciel direct pour différentes fréquences ($f_s=50\text{Hz}$, $f_s=25\text{Hz}$, $f_s=75\text{Hz}$) et un rapport de transformation $m_v=0.866$ et $m_v=0.5$

On voit bien que les fréquences de sortie désirée sont délivrées par le convertisseur est vérifié par les allures des tensions entre phases.

L'allure de courant de sortie d'une charge R-L est sinusoïdale ou quasi sinusoïdale de fréquence égale à celle désirée, où celle du courant d'entrée est nettement alternative mais pas sinusoïdale à cause de l'absence de filtre à l'entrée du convertisseur.

IV.8 Conclusion :

Dans ce chapitre on a réalisé le schéma d'implémentation du convertisseur matriciel direct dans le logiciel ISIS, qui est commandé par la modulation vectoriel à base d'un microcontrôleur dsPIC33FJ32MC204. On voit bien que les résultats de simulation sous Matlab et les résultats d'implémentation virtuelle sont presque identiques vu la qualité des signaux sur une charge inductive R-L à différentes fréquences de sortie.

Avec ces résultats, on a vérifié ceux issues de fonctionnement d'un convertisseur matriciel direct et cette étape est l'une des étapes la plus essentielle pour la réalisation du convertisseur matriciel et la garanti du bon fonctionnement.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

Conclusion Générale :

L'objet de notre travail dans ce mémoire est de concevoir un prototype virtuel pour un convertisseur matriciel direct, à base d'un microcontrôleur dsPIC33FJ32MC204, où on a implémenté la modulation vectoriel indirecte (ISVM) sous forme d'un programme.

Afin d'aborder ce travail, on a commencé en premier chapitre par la présentation du convertisseur matriciel ainsi que les convertisseurs traditionnels en présentant leurs avantages et leurs inconvénients. En outre, on a donné les différentes topologies des commutateurs et la stratégie de commutation.

Dans le chapitre deux, on a traité deux méthodes de modulation pour la commande du convertisseur matriciel, à savoir la méthode de Venturini et la modulation vectoriel. On a terminé par présenter les résultats de simulation sous Matlab qui nous a servi de référence pour le chapitre quatre.

Le troisième chapitre est consacré pour la présentation du dsPIC33FJ32MC204, dans lequel on a donné le schéma bloc et la description de chaque bloc. On a présenté aussi quelques configurations des registres utilisés pour générer les signaux de commande à savoir l'horloge de la CPU, les Timers et les interruptions.

Enfin dans le quatrième chapitre on a procédé à l'élaboration du schéma d'implémentation et de l'organigramme qui traduit la modulation vectoriel qu'on a implémenté sur le dsPIC.

Comme suite à ce travail, nous proposons d'exploiter les autres fonctionnalités du dsPIC, comme les ADCs, les autres Timers ainsi que les stratégies de commutations, synchroniser la commande du convertisseur avec la source de tension et d'appliquer l'ensemble pour la commande des machines.

Bibliographie

- [1] K.GHEDAMSI « Contribution à la modélisation et la commande d'un convertisseur direct de fréquence Application à la conduite de la machine asynchrone ».Docteur en Sciences à Ecole Nationale Polytechnique. En 2008.
- [2] <http://www.techno-science.net/?onglet=glossaire&définition=3166>
- [3] A.FOUILLE, « électrotechnique à l'usage des ingénieurs », Livre. Ecole national d'ingénieurs.
- [4] A.GADOUM ; N.HAMRAOUI « Analyse des Convertisseur des convertisseur indirect à structure matriciel »pro 2010-2011 ; Master2.
- [5] N.TAIB, « Application des Convertisseurs Matriciels à la Commande des Machines à Courants Alternatif » Thèse de Magistère à université de A.MIRA de BEJAIA.
- [6] Saul Lopez Arevalo, « Matrix Converter for Frequency Changing Power Supply Applications » Docteur, université de Nottingham, janvier 2008.
- [7] F.GRUSON « Modulation Naturelle Généralisé des Convertisseurs Matriciels pour la variation de Vitesse »Thèse Doctorat. Ecole centrale de LILLE septembre 2010.
- [8] Axel SCHUSTER, « COMMANDE, RÉGLAGE ET OPTIMISATION D'UN CONVERTISSEUR MATRICIEL POUR ENTRAINEMENTS PAR MOTEUR ASYNCHRONE », Thèse doctorat, 1998, résumé.
- [9] L.AIT OUBELLI « MISE EN ŒUVRE D'UN MODÈLE GÉNÉRIQUE DU CONVERTISSEUR MATRICIEL DANS LES ENVIRONNEMENTS EMTP-RV ET MATLAB-SIMULINK » Maitrise Décembre 2011.
- [10] A.DENDOUGA « CONTROLE DES PUISSANCE ACTIVE ET REACTIVE DE LA MACHINE A DOUBLE ALIMENTATION (DFIM) », Thèse Doctorat, BATNA, 10/02/2010.
- [11] M.SLAOUATI ; A.LARADI, « Contrôle Direct du couple d'une Machine Asynchrone Alimentée par un Convertisseur Direct AC-AC» thème ingénieur .pro 2006-2007.
- [12] N.TAIB, « Utilisation des Convertisseurs Matriciels dans les Système de Protection de Production d'Energie » Thèse de Doctorat à université de A.MIRA de BEJAIA. En 2012.
- [13] ZAHIR.AIT OUALI, « Application des FPGA à la commande d'un moteur asynchrone. » Thèse de Magistère université de MOULOU D MAMMARI TIZI-OUZOU.
- [14] A.ALESINA and M.G.B VENTURINI, « Analysis and Design of Optimum Amplitude Nine-Switch Direct AC-AC Converters», IEEE Trans .On Power Electrics, Vol.4, N°1, pp.101-112, January 1989.

[15] A.AZZIB, « Etude de la MASDE alimentée par convertisseur matriciel » Thèse de Magistère à université de Bejaia. En 2009.

[16]H.Mekrez , N.Kerrouche, « Etude et réalisation d'une carte à microcontrôleur 16F877 pour la commande d'un moteur à courant continu ». Mémoire d'ingénieur en électronique, université de Bejaia.2003

[17]M.Corrévon, «DSP et temps réel. «Introduction aux DSP orientés, application industrielles »,Haute école d'ingénieurs et de Gestion du Conton de Neuchatel.

[18] dsPIC33FJ32MC202/204 and dsPIC33FJ16MC304Data Sheet High-Performance, 16-bit Microcontrollers , 2007 Microchip Technology Inc.

Résumé

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

L'objectif principal de l'étude de ce type de convertisseur est de palier le problème de commutation, ainsi que 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 le fonctionnement en quatre quadrants.

Une première analyse principale, qui a été effectuée en détail dans le cadre du travail présent de ce mémoire, concerne la stratégie de commande pour la modulation des signaux d'entrée et de sortie est la modulation d'espace vectorielle.

Une deuxième analyse concerne élaboration d'une implémentation virtuelle, dans l'objectif est de commander un convertisseur matriciel par la modulation vectoriel.