

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'enseignement Supérieur
et de la Recherche scientifique



Université Echahid Hamma Lakhdar d'El Oued
Faculté de Technologie

Mémoire de Fin d'Étude
En vue de l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologie
Filière : Génie Électrique
Spécialité : Commande Electrique

Thème

**Commande Prédictive du
Courant d'un Convertisseur
Matriciel Direct**

Réalisé par :

BAHA Mokhtar

CHEKIMA Haithem

KAROUI Mohammed Bachir

Encadré par :

Pr. MESBAHI Nadhir

Soutenu en Juin 2021

Remerciements

*Nous tenons à exprimer nos vifs remerciements à notre promoteur **Pr. MESBAHI Nadhir** de l'Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued pour nous avoir encadrés durant notre projet de fin d'études et nous conseillé tout le long de notre travail.*

Nous remercions chaleureusement les membres du jury pour l'honneur qu'ils nous ont fait en acceptant d'évaluer notre projet.

Merci à toute personne ayant contribué de près ou de loin à la concrétisation de ce projet.

Résumé

Ce travail s'intéresse à l'étude d'un type de convertisseur AC/AC direct connecté au réseau, connu sous le nom de convertisseur matriciel. Pour cela, nous avons modélisé le convertisseur matriciel.

Afin d'obtenir l'amplitude et la fréquence désirée, nous avons utilisé l'approche prédictive pour commander le convertisseur CMD. Après l'étude des techniques de commande prédictive existantes, celle à ensemble de commande fini FCS-MPC pour le convertisseur matriciel direct est finalement choisie.

Pour valider la stratégie de commande développée, des simulations numériques sous environnement Matlab/Simulink ont été effectuées. Les résultats de simulation obtenus sont satisfaisants et confortent le choix de la commande proposée.

Mots clés : Electronique de puissance, Convertisseur matriciel direct, Commande prédictive, FCS-MPC.

المخلص:

يهتم هذا العمل بدراسة نوع من محول التيار المتردد / التيار المتردد المباشر المتصل بالشبكة ، والمعروفة باسم محول المصفوفة. لهذا ، قمنا بتصميم نموذج محول المصفوفة. من أجل الحصول على السعة والتردد المطلوبين ، استخدمنا النهج تنبؤية للتحكم في محول CMD. بعد دراسة تقنيات التحكم التنبئي الحالي ، الذي يحتوي على مجموعة تحكم محدودة FCS-MPC لـ يتم اختيار محول المصفوفة المباشر في النهاية. للتحقق من صحة استراتيجية التحكم المتقدمة ، والمحاكاة العددية تحت تم تنفيذ بيئة / Matlab Simulink. تم الحصول على نتائج المحاكاة مرضية وتؤكد اختيار الأمر المقترح.

الكلمات المفتاحية: إلكترونيات القوى ، محول المصفوفة المباشر ، التحكم تنبؤية ، FCS-MPC.

Liste des Tableaux

Tableaux du Chapitre III

Tableau III.1 Combinaisons de commutation valides pour le convertisseur CMD.....	34
Tableau III.2 Paramètres utilisés pour la simulation	37

Liste des Figures

Figures du Chapitre I

Figure.I.1 : Principe de la commande prédictive a modèle interne de référence.	5
Figure.I.2 : Schéma de principe de contrôle prédictif.	7

Figures du Chapitre II

Figure.II.1 : Convertisseur matriciel triphasé-triphasé idéal	15
Figure.II.2 : Caractéristique statique/dynamique idéale.	16
Figure.II.3 : Caractéristique statique d'interrupteurs unidirectionnels.....	16
Figure.II.4 : Assemblage d'interrupteurs trios quadrants	17
Figure.II.5 : Assemblages pour la réalisation d'nterrupteurs bidirectionnels.....	17
Figure.II.6 : Structure d'interrupteur utilisant un seul semi-conducteur commandé	18
Figure.II.7 : Structure d'interrupteurs à deux diodes et deux IGBT	19
Figure II.8 : Schéma de l'interrupteur quatre quadrant à RB-IGBT	19
Figure.II.9 : Durées de conduction des interrupteurs pendant une période de commutations	21
Figure.II.10 : Différents algorithmes de commande du convertisseur matriciel	24
Figure.II.11 : Séquence de commutation pour l'algorithme de Venturi ni dans une période de commutation	27

Figures du Chapitre III

Figure.III.1 : Structure de commande predictive des courants du CMD.....	31
Figure.III.2 : Circuit d'un CMD connecté à une charge résistive-inductive	33
Figure.III.3 : Organigramme de la commande FS-MPC.....	36
Figure.III.4 : Résultats de simulation de la commande FCS-MPC.....	38

Introduction Générale1
Chapitre I : Principe de la Commande Prédicative

I.1. Introduction	4
I.2. Philosophie de la commande prédictive.....	4
I.3. Contrôle prédictif basé sur le modèle pour les systèmes de puissance	6
I.4. Schéma de principe de contrôle prédictif.....	7
I.5. Principe de la commande prédictive	8
I.6. Implémentation de contrôle prédictif	8
I.7. Modélisation du système.....	9
I.8. Identification du nombre de commutation possibles des convertisseurs.....	9
I.9. Commande prédictive à ensemble de commande fini FCS-MPC.....	10
I.10. Conclusion.....	11

Chapitre II : Convertisseur Matriciel : Principe et Modélisation

II.1. Introduction.....	13
II.2. Historiques.....	13
II.3. Structure d'un convertisseur matriciel	15
II.4. Réalisation	16
II.4.1. Topologie a transistors connecté à un pont dipode	17
II.4.2. Topologie a transistors et diodes en anti-parallèle	18
II.4.3. Interrupteurs composés de RIGBT.....	19
II.5. Théorie de fonctionnement du convertisseur matriciel triphasé.....	20
II.6. Stratégies de modulation des convertisseurs matriciels.....	23
II.7. Techniques de modulation scalaires	24
II.7.1. Méthode de Venturini.....	24

II.7.2. Méthode de Roy.....	27
II.8. Conclusion	28

Chapitre III : Simulation : Résultats et Discussions

III.1 Introduction	30
III.2. FS-MPC appliquée à la commande du convertisseur matriciel.....	30
III.3. Modèle du filtre d'entrée	32
III.4. Modélisation du CMD triphasé	33
III.5. Fonction de coût	35
III.6. Résultats de simulation.....	37
III.7. Conclusion.....	39
Conclusion Générale.....	40
Références Bibliographiques.....	41

Introduction Générale

Les convertisseurs d'électronique de puissance sont de plus en plus utilisés dans les domaines industriels et domestiques. D'une manière générale, un convertisseur de puissance est un circuit électrique constitué d'éléments semi-conducteurs et d'éléments passifs. Il permet de transformer la forme du flux de puissance entre deux sources de natures différentes (tension/courant). Cette transformation se fait grâce à un circuit externe qui doit agir sur les semi-conducteurs avec précision.

Il existe plusieurs topologies de convertisseurs statiques. Parmi ces topologies, on trouve le convertisseur matriciel (MC) qui fonctionne avec neuf commutateurs bidirectionnels (pour une structure triphasée-triphasée directe). Les principales caractéristiques qui font que le MC est attractif sont la simplicité et la compacité du circuit de puissance, la conversion directe, sans le bus continu et ses composants passifs.

L'utilisation des convertisseurs matriciels dans les installations industrielles a été motivée par des avantages énergétiques, largement éprouvés de nos jours [1]:

- L'obtention de courants quasi-sinusoïdaux à l'entrée et à la sortie ne contenant pas d'harmoniques de bas ordre ;
- Le réglage du facteur de déplacement à l'entrée qui permet de faire de la compensation réactive et, dans une certaine mesure, de réduire les coûts associés au matériel de compensation réactive ;
- L'opération inhérente dans les quatre quadrants offre la bidirectionnalité du flux de puissance ;
- Une capacité spécifique élevée due à l'absence de lien à courant-continu.

Concernant la commande des convertisseurs matriciels, plusieurs techniques ont été développées dans la littérature. Parmi ces techniques, la commande prédictive à modèle (MPC) est reconnue comme une stratégie de contrôle simple et puissante grâce à ses avantages tels que simples à appliquer dans des systèmes multivariables et considèrent les non-linéarités et les contraintes dans le système à commande et présentent une rapide réponse dynamique. Le principe de fonctionnement de MPC est basé sur l'utilisation du modèle mathématique pour prédire le comportement du système, puis minimiser la fonction de coût prédéfinie pour atteindre les objectifs de commande spécifiés [2].

L'objectif de ce mémoire est d'améliorer les performances de la commande prédictive appliquée au convertisseur matriciel. Nous proposons une stratégie de commande prédictive à ensemble de commande fini FCS-MPC basée sur le modèle du convertisseur.

Ce mémoire est organisé de la façon suivante. Chapitre I contient le principe de la commande prédictive. Chapitre II présente une description sur le convertisseur matriciel et son modélisation. Le chapitre III traite la simulation dans l'environnement Matlab/Simulink/ de la commande prédictive.

Notre travail se terminera par une conclusion générale, faisant le bilan de notre projet.

Chapitre I

Principe de la Commande Prédicative

I.1. Introduction

Le principe de base d'une loi de contrôle prédictif est de prédire les futures sorties d'un système où un procédé, grâce aux valeurs courantes et passées ainsi que les valeurs futures optimales de contrôle prédictif. Ce dernier se calcule par une méthode d'optimisation, qui prend en compte une fonction de coût, laquelle dépend aussi des références futures, et éventuellement des contraintes. Le présent chapitre sera consacré à la description du principe de commande prédictive pour contrôler les convertisseurs statiques.

I.2. Philosophie de la commande prédictive

La commande prédictive, appelée aussi compensation ou correction anticipatrice, est une technique de commande avancée. Elle a pour objectif la commande des systèmes industriels complexes comportant plusieurs entrées et sorties où le simple régulateur *PI* est insuffisant. Le principe de cette commande est d'utiliser un modèle dynamique du processus commandé à l'intérieur du contrôleur en temps réel afin d'anticiper le futur comportement du procédé. La commande prédictive fait partie des techniques de commande à modèle interne. Elle est particulièrement intéressante lorsque les systèmes possèdent des retards importants ou des réponses inverses et subissent de nombreuses perturbations.

Cette technique de commande a été inventée par *J. Richalet* en 1978 et généralisée par *D.W. Clarke* en 1987 en collaboration avec de grands groupes industriels.

Dans ses fondements, la commande prédictive définit à chaque instant la meilleure commande à appliquer au processus, en considérant la référence souhaitée, l'état actuel du système et une prédiction du futur proche obtenue à l'aide d'un modèle comportemental. Cette caractéristique de prédiction que l'on peut étendre d'ailleurs aux perturbations connues confère au système commandé un fort potentiel dynamique.

D'une manière générale, l'algorithme de commande prédictive à modèle interne réalise à chaque instant d'échantillonnage les mêmes étapes, comme le montre la Figure I.1.

- Calcul des prédictions des variables commandées jusqu'à un horizon de temps $N2$ grâce au modèle interne du processus ;
- Elaboration d'une trajectoire de référence à suivre ;
- Calcul d'une séquence d'échantillons futurs de commandes optimales minimisant une fonction de coût sur un horizon temporel Nu ;

- Seul le premier élément de la séquence de commande calculée est appliqué sur le système au cours du prochain échantillon. Toutes ces étapes se répéteront ensuite, c'est le principe de l'horizon fuyant.

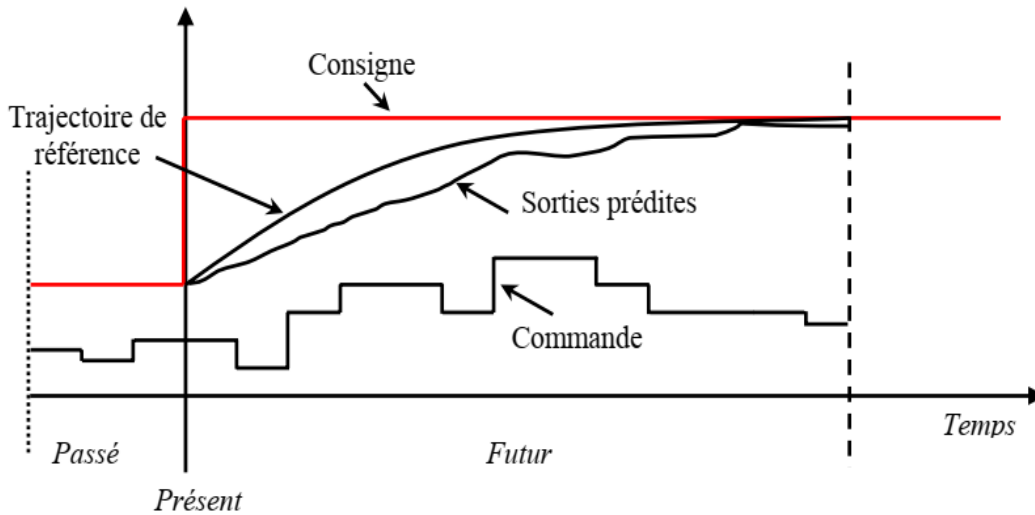


Figure .I.1 : Principe de la commande prédictive à modèle interne de référence.

Les principaux avantages de la commande prédictive sont les suivants:

- l'idée générale est intuitive et facile à comprendre ;
- permet de respecter les contraintes sur les variables commandées et manipulées ;
- évite les variations excessives sur les variables manipulées; la commande est plus douce. Cela se traduit par une meilleure utilisation des actionneurs (vérins, vannes, moteurs) et leur durée de vie est ainsi étendue ;
- autorise l'adaptation automatique du système en cas de perturbations mesurables ;
- permet en général un gain financier réel.

Les avantages cités précédemment confèrent à la commande prédictive une grande aptitude pour être appliquée aux convertisseurs statiques de l'électronique de puissance. Pour ces convertisseurs de puissance, il est aisé d'introduire ce genre de commande étant donné le nombre fini de combinaisons topologiques possibles. Ainsi, nous pouvons chercher à déterminer quelle est la meilleure configuration à imposer au sens d'un critère prédéfini. Les principales méthodes de commande prédictive appliquées dans le domaine des entraînements électriques et des convertisseurs statiques peuvent être classées, selon la référence [3], en quatre catégories comme suit :

1. Commande prédictive à réponse pile ;
2. Commande prédictive basée sur des comparateurs à hystérésis ;
3. Commande prédictive basée sur la poursuite d'une trajectoire de référence ;
4. Commande prédictive à modèle de référence.

Le concept fondamental de la commande prédictive est qu'elle s'appuie sur un modèle mathématique du processus à commander. Ce modèle est le plus souvent représenté sous forme de fonction de transfert discrète ou équations aux différences.

Les travaux de recherche publiés dans le domaine des convertisseurs statiques et les applications de l'électronique de puissance en général, montrent que ce genre de techniques est souvent utilisé dans des applications de commande de courant des onduleurs. Cette commande de courant s'effectue aussi bien dans un repère fixe que dans un repère tournant pour des applications diverses telles que le filtrage actif parallèle et série, les systèmes connectés au réseau et des sources d'alimentation sans interruption.

I.3. Contrôle prédictif basé sur le modèle pour les systèmes de puissance

Bien que la théorie de contrôle prédictif fût développée dans les années 1970, son utilisation dans les applications des systèmes de puissance est plus récente en raison des constantes de temps rapides qui sont nécessaires dans ces systèmes.

Mais les microprocesseurs plus performants sur le marché cette dernière décennie ont favorisé des créneaux recherche vers de nouveaux systèmes de contrôle, comme la commande prédictive (MPC-model predictive control), autant pour les systèmes de puissance et l'entraînement électrique.

Au début, la difficulté de la mise en œuvre du MPC dans un système réel, en tenant compte du petit temps disponible pour les calculs à cause de l'échantillonnage rapide, a donné naissance d'une stratégie appelée MPC hors ligne. Le problème d'optimisation du MPC est résolu hors ligne en tenant compte du modèle du système, les contraintes et les objectifs à atteindre. Les résultats d'optimisation sont sauvegardés dans une table de consultation contenant la solution optimale en fonction de l'état du système. Le MPC hors ligne a été appliqué pour le contrôle de convertisseurs de puissance continu-continu, les onduleurs triphasés et pour la commande de moteurs électriques [4].

Cette technique d'optimisation hors ligne permet l'approximation de convertisseur de

puissance et le système à contrôler comme un système linéaire. En effet cette approximation simplifie l'optimisation et permet le calcul d'une loi expresse, en évitant la nécessité d'une optimisation en ligne. Toutefois, cette simplification ne tient pas compte de la nature discrète des convertisseurs de puissance. En incluant la nature discrète des convertisseurs de puissance, il est possible de simplifier le problème d'optimisation, ce qui permet sa mise en œuvre en ligne compte tenu du nombre fini d'états de commutation et des microprocesseurs disponibles aujourd'hui. Depuis peu de temps, le calcul d'une solution optimisée en ligne pour chaque état de commutation est une possibilité réalisable. Cette considération permet plus de flexibilité et de simplicité dans les systèmes de contrôle prédictif.

I.4. Schéma de principe de contrôle prédictif

Un schéma général de MPC dédié au contrôle des systèmes de puissance et entraînements électriques est présenté à la Figure I.2 [4].

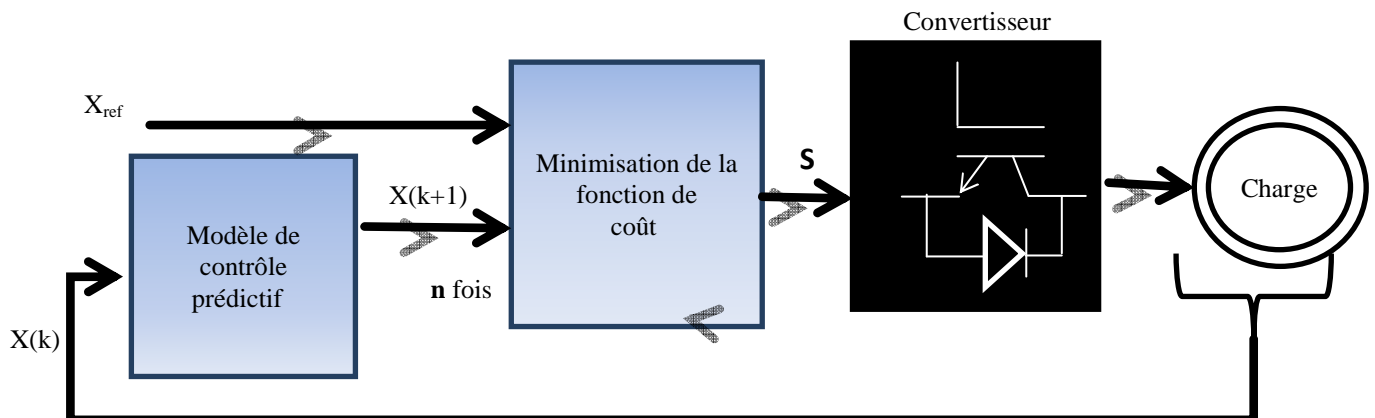


Figure .I.2: Schéma de principe de contrôle prédictif.

Le convertisseur de puissance peut avoir n'importe quelle topologie et nombre de phases, tandis que la charge représentée sur la figure peut être une machine électrique, un réseau ou de toute autre charge active ou passive. Dans ce schéma les variables mesurées $x(k)$ sont utilisées dans le modèle pour calculer les prédictions $x(k+l)$ des variables commandées pour chacune des itérations possibles, c'est-à-dire l'état de commutation, les tensions et les courants. Ces prédictions sont évaluées en utilisant une fonction de coût qui tient compte des valeurs de référence $x_{ref}(k)$ et aussi les restrictions imposées par le type du contrôle appliqué. Ainsi, l'état optimal de commutation S est sélectionné et appliqué au convertisseur de puissance.

I.5. Principe de la commande prédictive

De manière générale, la loi de commande prédictive est obtenue à partir de la méthodologie suivante [4,5] :

- ❖ Prédire les sorties futures du processus sur l'horizon de prédiction défini, en utilisant le modèle de prédiction. On dénote $y(t + k / t)$, $k = 0 \dots N$, les sorties prédites et par N l'horizon de prédiction. Ces sorties sont dépendantes des valeurs de sorties et d'entrées du processus à commander connues jusqu'au temps t .
- ❖ Calculer la séquence de signaux de commande, dénotée par $u(t + k / t)$, $k = 0 \dots N - 1$, en minimisant un critère de performance afin de mener la sortie du processus vers une sortie de référence. On dénote par $w(t + k / t)$ $k = 0 \dots$ le signal de référence.

D'habitude le critère de performance à minimiser est un compromis entre une fonction quadratique des erreurs (différence entre $y(t + k / t)$ et $w(t + k / t)$) et un coût de l'effort de commande. Par ailleurs, la minimisation d'une telle fonction peut être soumise à des contraintes sur l'état et plus généralement à des contraintes sur la commande.

- ❖ Le signal de commande $u(t / t)$ est envoyé au processus tandis que les autres signaux de commande sont oubliés.
- ❖ Au temps $t + 1$ on acquiert la sortie réelle $y(t + 1)$ et on recommence le calcul.

La commande prédictive est basée sur une prédiction explicitée du comportement futur du système, et sur une optimisation du signal de commande futur.

I.6. Implémentation de contrôle prédictif

À la mise en route du contrôle prédictif, on doit tenir compte des tâches suivantes :

- prédire le comportement futur des variables contrôlées pour tous les états de commutation.
- évaluer la fonction de coût pour chaque prédiction.
- sélectionner l'état de commutation qui minimise le coût de la fonction.

Pour sélectionner l'état de commutation minimisant la fonction de coût, tous les états possibles sont évalués et l'état optimal sera stocké pour être appliqué par la suite.

Le volume de calcul est directement lié au nombre d'états de commutation possibles.

Dans le cas de trois phases et un onduleur à deux niveaux, le calcul des prédictions correspondant aux huit états de commutation possibles ne cause pas de problème, mais dans le cas d'un système multi-phases et onduleur multi-niveaux, une méthode d'optimisation différente doit être envisagée afin de réduire le volume de calcul.

I.7. Modélisation du système

La commande prédictive nécessite un modèle des variables contrôlées pour la prédiction.

D'abord un modèle temporelle continu est dérivé du système de puissance comme suit :

$$\frac{dx}{dt} = f(x, u) \quad (\text{I.1})$$

x et u représentent les variables contrôlées et les entrées.

Pour la discrétisation, les méthodes d'Euler sont largement utilisées pour leur simplicité et précision acceptable pour la commande prédictive. L'équation (I.1) après discrétisation devient :

$$\frac{dx}{dt} = \frac{x(k+1) - x(k)}{T_s} \quad (\text{I.2})$$

T_s étant le temps d'échantillonnage, les variables $x(k+1)$ et $x(k)$ sont les variables à l'instant d'échantillonnage $(k+1)$ et à l'instant courant (k) .

I.8. Identification du nombre de commutation possibles des convertisseurs

C'est la deuxième phase après la modélisation du système. Tous les états de commutation possibles du système et leurs relations avec les variables d'entrées et contrôlées doivent être déterminées. Le nombre total d'états de commutation possibles dépend de la configuration du convertisseur. En règle générale, le nombre d'états de commutation possible N d'un convertisseur est :

$$N = X^y \quad (\text{I.3})$$

x étant le nombre d'états possibles de chaque bras du convertisseur, y étant le nombre de phase (ou de bras). Il vient alors qu'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux possède $2^3=8$ états, $3^3= 27$ états possibles pour un onduleur triphasé à trois niveaux, $4^3= 64$

états pour un onduleur quatre niveaux, $2^5 = 32$ états pour un onduleur à deux niveaux penta phase.

I.9. Commande prédictive à ensemble de commande fini FCS-MPC

Le but de la méthode de commande est de conduire une variable système $x(t)$ qui est déterminée par l'action de commande $S(t)$ (habituellement les signaux de commutation du convertisseur) le plus près possible d'une valeur de référence souhaitée $x_{ref}(t)$. En raison d'un nombre fini d'états de commutation S_i , avec $i = 1; \dots; n$, nous pouvons prédire toutes les variables possibles du système ($x_p(k+1)$) sur une période d'échantillonnage T_s en fonction du modèle du système et des valeurs mesurées. Ensuite, une fonction de coût g qui dépend de l'objectif de la commande peut être définie. Un exemple typique pour la fonction coût serait l'erreur absolue entre les valeurs prédites et leurs références. L'évaluation de la fonction coût avec les n différentes commandes possibles, entraînera n différents coûts. Enfin, l'état optimal de commutation qui minimise la fonction de coût est sélectionné et appliqué directement au convertisseur. En résumé, la conception FCS-MPC est réalisée selon les étapes suivantes [2] :

- **Étape 1 : Mesures**

Obtenir les signaux de retour requis pour le modèle prédictif ou le calcul de la référence.

- **Étape 2 : Calcul et extrapolation des références**

Calculer la variable de référence en fonction de l'application spécifique, puis obtenir les valeurs futures de la référence en utilisant l'extrapolation.

- **Étape 3 : Construire des modèles en temps continu du système**

La modélisation du système s'effectue en dérivant des équations qui décrivent le comportement dynamique des variables contrôlées généralement basées sur un modèle linéaire comme suit :

$$\frac{dx}{dt} = A_x + B_u \quad (\text{I.4})$$

Où x représente la variable à contrôler (tension, courant, flux, puissance) et u est l'entrée de contrôle (tension de réseau, état de commutation, tension continue).

- **Étape 4 : Construire des modèles à temps discret du système**

Un modèle de temps discret du système est nécessaire pour prédire le comportement des

variables évaluées par la fonction de coût. Afin de discrétiser le modèle de système, la méthode d'avant-première Euler est utilisée en raison de sa simplicité.

- **Étape 5 : Prédiction des variables de commande**

Prédire la valeur future des variables de commande basées sur les modèles à temps discret, les valeurs mesurées et tous les états possibles de commutation du convertisseur.

- **Étape 6 : Minimiser la fonction de coût**

En dernière étape, toutes les valeurs des variables prédites $x_p(k+1)$ sont comparées avec leurs références $x_{ref}(k+1)$ à l'aide d'une fonction de coût g comme suit:

$$g = |x_{ref}(k+1) - x_i^p(k+1)| \quad (I.5)$$

L'objectif de l'optimisation de la fonction coût est de sélectionner la valeur de coût g aussi près que possible de zéro. L'état optimal de commutation qui minimise la fonction de coût est choisie et ensuite appliqué au convertisseur au moment du prochain instant d'échantillonnage.

I.10. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté un aperçu des différentes méthodes de commande prédictive. Nous avons également exposé le principe de base de contrôle prédictif basé sur le modèle du système contrôlé et son application pour le contrôle des systèmes de puissance. Un schéma général a été introduit et il sera développé avec plus de détails dans le prochain chapitre.

Chapitre II

Convertisseur Matriciel : Principe et Modélisation

II.1. Introduction

Dans ce chapitre, on va étudier un convertisseur statique à structure matricielle qu'on appelle « convertisseur matriciel ». Ce dernier permet la conversion directe alternative – alternative sans circuit intermédiaire continu caractérisant les convertisseurs conventionnels (redresseur - onduleur).

II.2. Historiques

Le convertisseur matriciel a été d'abord présenté en 1979 par Peter Wood Basé sur le travail de B.Pelly et de L. Gyugyi. Plus tard, Alesina et Venturini ont employé cette topologie pour développer le premier convertisseur alternatif/ alternatif à commutation forcée. Aux alentours de 1988 venturini a présenté des résultats d'une première réalisation d'un convertisseur matriciel. C'est un convertisseur direct, totalement réversible. La dénomination "direct" découle du fait que ce convertisseur ne possède aucun étage de stockage intermédiaire dans la chaîne de conversion. Il convertit un réseau triphasé en un autre réseau triphasé de fréquence et d'amplitude variables. Il est apte à connecter chaque phase d'entrée à chaque phase de sortie par l'intermédiaire de neuf interrupteurs quatre segments à commutation forcée. Ces convertisseurs s'inscrivent donc dans la tendance actuelle de la recherche en électronique de puissance : plus de silicium, moins des composants passifs. Cette tendance est appuyée par la baisse continue du prix des semi-conducteurs. Les ondes de sortie, qui varient en fréquence et en amplitude, sont construites selon un principe d'échantillonnage des signaux d'entrées. La structure du convertisseur matriciel présente des certaines propriétés par rapport à des structures classiques utilisant un bus continu [6]:

L'encombrement du circuit : L'encombrement du circuit de puissance peut être significativement réduit grâce au fait que le condensateur à électrolyte (ou tout autre élément de stockage d'énergie) est éliminé.

Les interrupteurs : Les interrupteurs d'un convertisseur matriciel peuvent être disposés sur des bus bars en arc de cercle ou en triangle. Le convertisseur peut alors être placé directement sur le stator de la machine commandée réalisant ainsi un système très compact.

Nombre de composants : Deux onduleurs triphasés dos à dos utilisent 12 semi-conducteurs commandés et 12 diodes. Un convertisseur matriciel triphasé-triphasé (constitué d'interrupteurs détaillés par suite) utilise 18 semi-conducteurs commandés et 18 diodes. Pour la même charge, les composants utilisés sont de même calibre.

Pertes : On peut montrer que les pertes dans les composants sont équivalentes pour les

deux structures puisque dans les deux cas le nombre de composants traversés par le courant entre la source et la charge est le même.

Fiabilité : La suppression du condensateur à électrolyte pour le stockage d'énergie apporte un gain de fiabilité pour le convertisseur. Dans le convertisseur matriciel, la tension efficace aux bornes d'un composant est plus faible, la probabilité de défaillance du composant est donc réduite.

Filtre d'entrée : Les commutations du convertisseur génèrent des tensions de sortie discontinues à partir de tensions d'entrée sinusoïdales (dans le cas idéal). Réciproquement, les commutations génèrent des courants d'entrée discontinus alors que les courants de sortie sont sans discontinuité (grâce au comportement inductif de la charge). Un filtre est donc nécessaire du côté de la source tension pour réduire les harmoniques des courants absorbés.

Fonctionnement à haute température : Lorsqu'un fonctionnement à haute température est désiré, cette structure est prometteuse puisqu'un condensateur chimique ne peut pas fonctionner dans ces conditions alors que des semi-conducteurs adaptés à des températures ambiantes supérieures à 200C° sont d'ores et déjà disponibles sur le marché.

Amplitude maximale des tensions de sortie : on peut noter que la valeur maximale de la tension efficace de sortie est de seulement 86%. Le convertisseur matriciel possède plusieurs qualités opérationnelles dont quelques unes sont mises en évidence. Le courant de charge est sinusoïdal et le courant de source ne contient que des harmoniques d'ordre élevé, multiples de la fréquence d'échantillonnage. Il permet le réglage du facteur de déplacement du courant de source, ce qui revient à réduire la consommation de puissance réactive et par conséquent à optimiser la dimension et la puissance des équipements installés. L'utilisation d'interrupteurs bidirectionnels permet au flux de puissance de circuler de la source vers la charge et inversement de la charge vers la source

L'inconvénient principal est qu'il génère de larges courants harmoniques à l'entrée ainsi que des tensions harmoniques à la sortie qui ne peuvent être éliminées facilement par des filtres. Ce problème a été résolu par Mr Venturini en 1980 qui a proposé un nouvel algorithme à commande MLI, cet algorithme permet d'avoir des courants à l'entrée et des tensions de sortie sinusoïdale. L'inconvénient de cet algorithme est que le rapport de tension est seulement 0.86. En 1989 Venturini a publié une démonstration mathématique concernant l'amélioration du rapport de tension après avoir modifié l'algorithme original de Venturini.

II.3. Structure d'un convertisseur matriciel

La plupart des convertisseurs matriciels sont triphasés-triphasés, ils associent généralement le réseau triphasé (source de tension) à un moteur (source de courant). Ils sont alors constitués de neuf interrupteurs bidirectionnels en courant et en tension connectés de manière à ce que n'importe quelle phase de la source puisse être connectée à n'importe quelle phase de la charge. La Figure II.1 donne la représentation d'un convertisseur matriciel associant trois sources de tensions à trois sources de courants à l'aide d'interrupteurs idéaux. La structure étant parfaitement symétrique et le fonctionnement complètement réversible, il n'y a pas, à proprement parler, d'entrée et de sortie pour ce convertisseur. Ces termes pourront cependant être utilisés pour désigner respectivement le côté réseau et le côté charge [6].

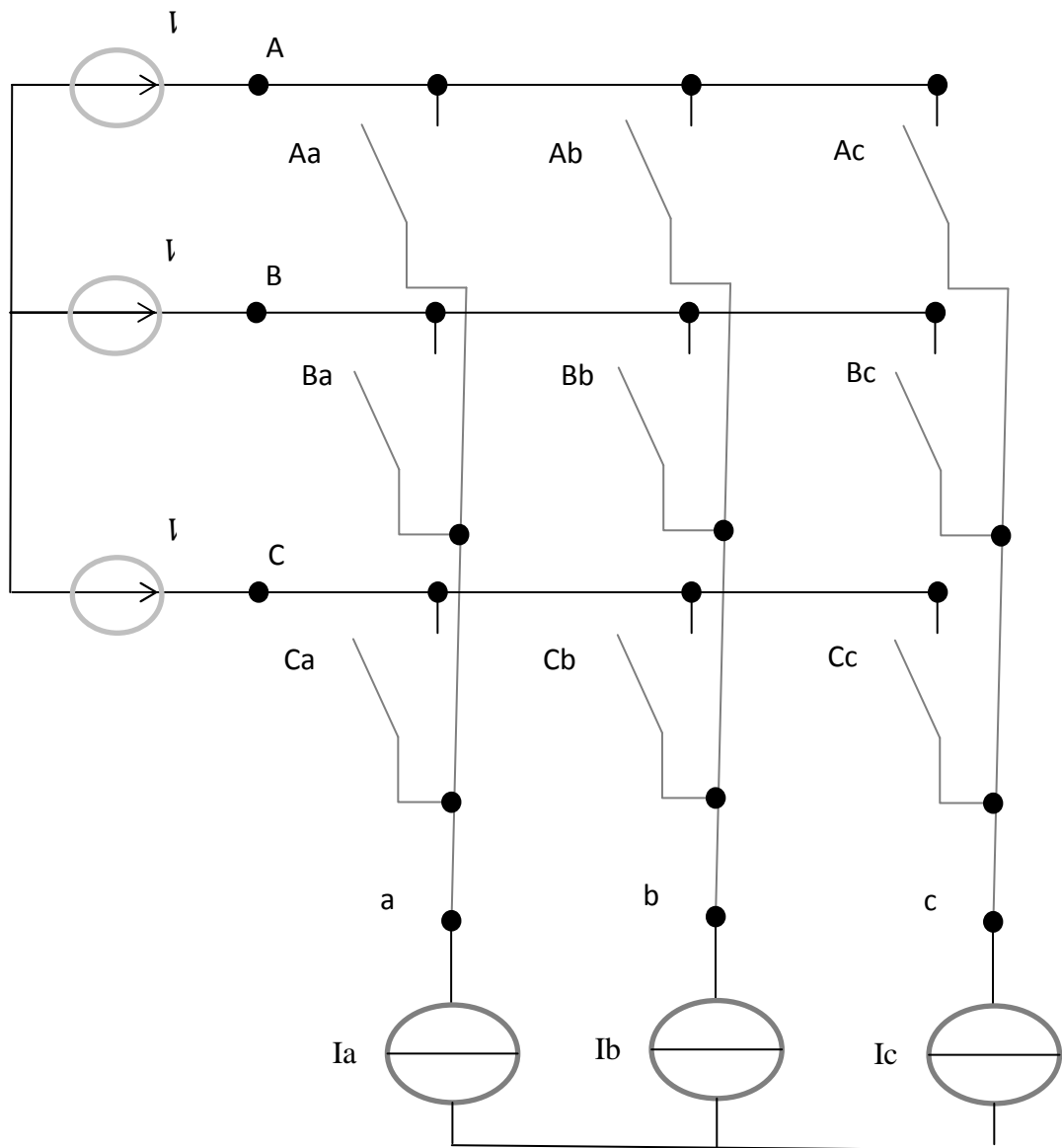


Figure. II.1 : Convertisseur matriciel triphasé-triphasé idéal.

II.4. Réalisation

Le convertisseur matriciel nécessite l'utilisation de neuf interrupteurs quatre segments, dont la caractéristique statique est représentée à la Figure II.2. Ces interrupteurs sont commandables aussi bien à l'amorçage qu'au blocage et nécessitent d'avoir la capacité de bloquer une tension ainsi que de conduire un courant quel que soit son signe [6].

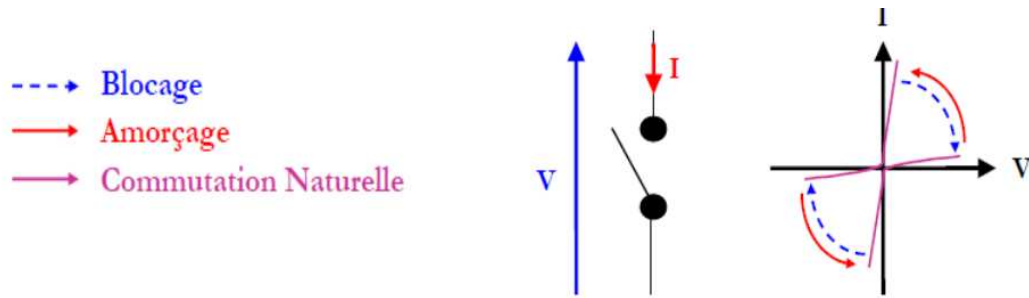


Figure. II.2 : Caractéristique statique/dynamique idéale.

Il n'existe pas d'interrupteurs bidirectionnels stricto sensu; ils sont réalisés en assemblant des interrupteurs unidirectionnels, essentiellement des diodes et des transistors. La Figure II.3 montre les caractéristiques statiques de ces semi-conducteurs

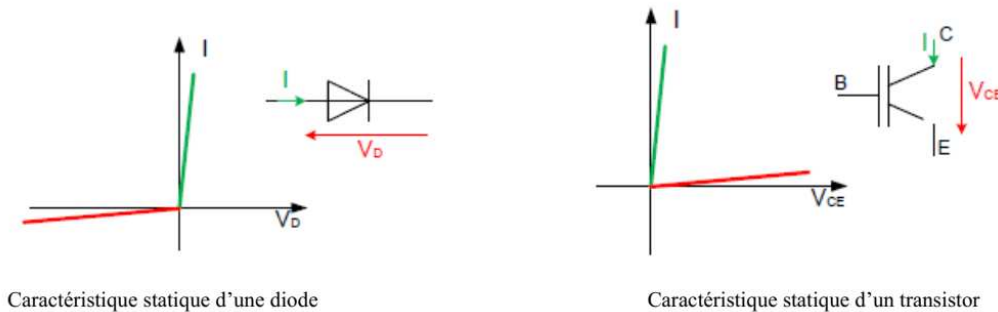


Figure. II.3. Caractéristique statique d'interrupteurs unidirectionnels.

Suivant la manière d'assembler ces deux éléments, il est possible de construire un interrupteur à trois quadrants tel qu'illustré à la Figure II.4 :

- Interrupteur réversible en tension s'ils sont mis en série
- Interrupteur réversible en courant s'ils sont mis en parallèle.

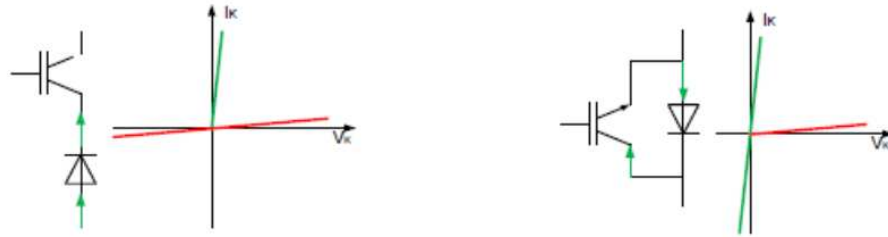


Figure. II.4 : Assemblage d'interrupteurs trios quadrants.

Finalement, en combinant deux interrupteurs trois quadrants, on construit un interrupteur quatre quadrants, dont les variantes d'assemblage sont présentées à la Figure. II.5.

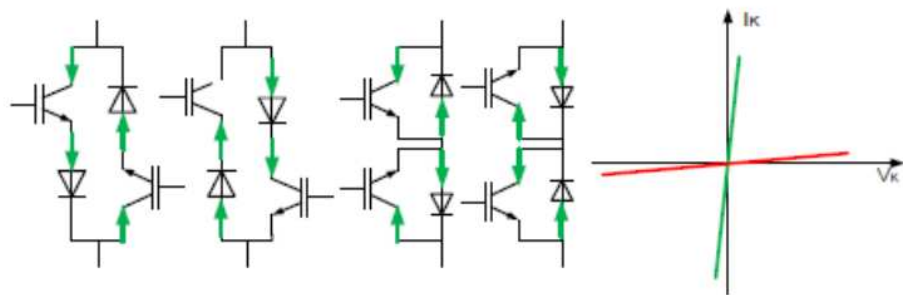


Figure. II.5 : Assemblages pour la réalisation d'interrupteurs bidirectionnels.

Cette section décrit les assemblages possibles pour reproduire le comportement des interrupteurs quatre quadrant à partir d'éléments de base classiquement utilisés en électronique de puissance, c'est-à-dire le transistor et la diode.

II.4.1. Topologie à transistor connecté à un pont à diode

La première topologie proposée est l'association la plus simple possible. Elle est constituée d'un transistor connecté au centre d'un pont à diode comme illustré à la Figure. II.6, ces diodes sont incluses afin de fournir la capacité de blocage en tension inverse manquant au transistor. L'avantage principal de cette topologie est de ne posséder qu'un seul et unique composant commandable. Cette particularité permet de réduire d'une part le coût de l'association mais aussi la complexité de la commande ainsi que le nombre d'alimentation isolée nécessaire à l'alimentation des circuits drivers, qui fournissent les signaux de commande de grille (une alimentation isolée par interrupteur quatre segment). En revanche, le défaut majeur de cet interrupteur est que trois composants (deux diodes et un transistor) sont mis en conduction lors de son activation produisant une chute de tension

importante à ses bornes. Cette chute de tension engendre donc des pertes par conduction importantes limitant le rendement du convertisseur, cette topologie sera donc écartée de l'étude.

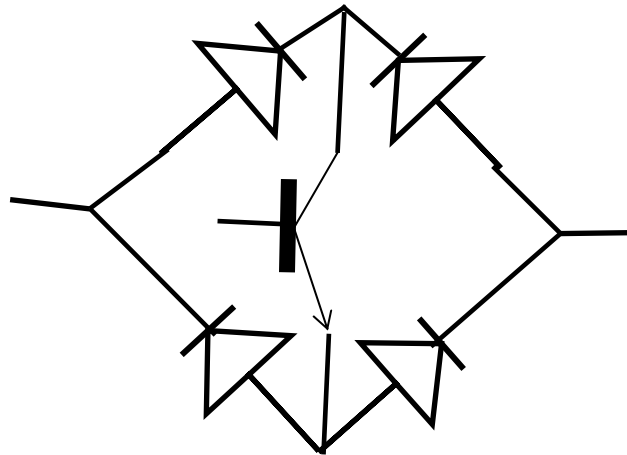


Figure .II.6 : Structure d'interrupteur utilisant un seul semi-conducteur commandé.

II.4.2. Topologie a transistors et diodes en anti-parallèle

Dans la littérature, il y a deux variantes d'interrupteur à commutation rapide à base de deux diodes et deux IGBT qui ont été typiquement utilisées pour composer l'interrupteur bidirectionnel comme montre la Figure. II.7 [6]:

- L'interrupteur bidirectionnel avec émetteur commun (Figure. II.7.a) : consiste à utiliser deux diodes et deux IGBT connectées en antiparallèle. De telle sorte que, les diodes sont introduites dont l'objectif d'assurer un blocage inverse. Le contrôle indépendant de la direction du courant et les pertes de conduction réduites causées par le courant qui passe seulement par deux composants (1diode et 1 IGBT) pour chaque direction, constituent les principaux avantages de cet interrupteur.
- L'interrupteur bidirectionnel avec collecteur commun (Figure. II.7.b) : cet interrupteur est identique à celui de la Figure .II.7.a sauf qu'il n'est pas faisable dans la pratique et ceci dû à la présence de l'inductance parasite entre les cellules de commutation qui pose des problèmes gênants. Par conséquent, la configuration avec émetteur commun est généralement préférable pour créer les interrupteurs bidirectionnels constituant le convertisseur matriciel.

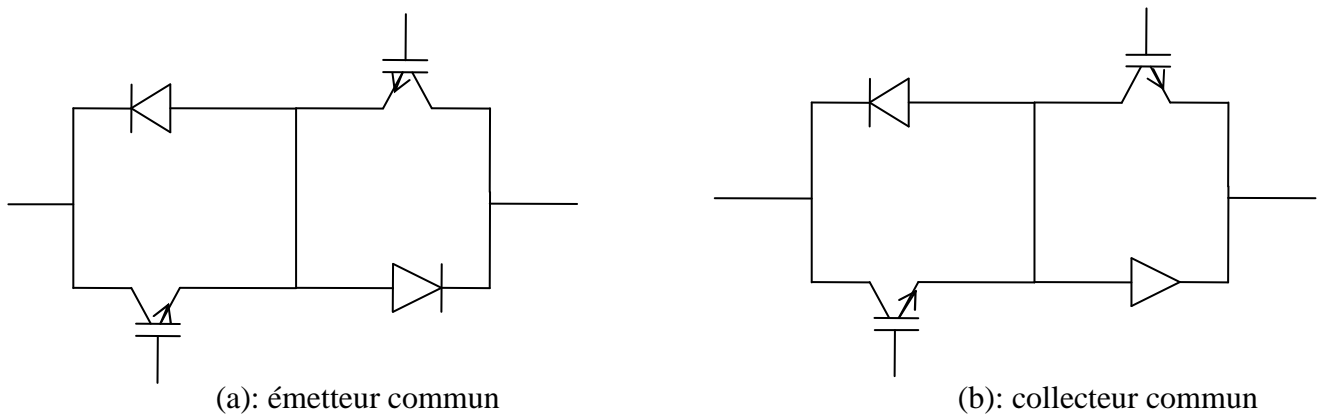


Figure II.7 : Structure d'interrupteurs à deux diodes et deux IGBT.

II.4.3. Interrupteurs composés de RIGBT

Une dernière structure possible est réalisée en utilisant deux Reverse Blocking IGBT (Figure. II.8). Ces composants qui ne sont pas encore largement commercialisés sont unidirectionnels en courants, mais ont la même capacité de blocage en direct et en inverse. Deux de ces composants connectés en antiparallèle sont donc fonctionnellement équivalents au montage. Les durées de commutation de ces composants ainsi que les pertes par conduction et par commutation sont légèrement supérieures à celles des IGBT [6]. Cependant, à un instant donné, un seul composant est traversé par le courant, les pertes par conduction sont donc inférieures à celle d'un IGBT mis en série avec une diode [17]. Les pertes du convertisseur sont donc significativement diminuées (environ 30% par rapport à un convertisseur matriciel composé d'IGBT et de diodes et 45% par rapport à deux onduleurs dos à dos).

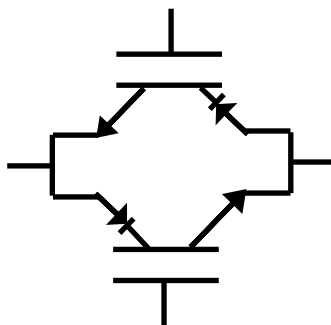


Figure II.8 : Schéma de l'interrupteur quatre quadrant à RB-IGBT.

II.5. Théorie de fonctionnement du convertisseur matriciel triphasé

Le schéma de principe d'un convertisseur matriciel triphasé/triphasé illustré par la Figure II.1, consiste à utiliser 9 interrupteurs bidirectionnels en courant et en tension reliant les trois phases d'entrée à celles de la charge. Dans le convertisseur matriciel les (3*3) commutateurs bidirectionnels permettent de connecter n'importe quelle phase de sortie à n'importe quelle phase d'entrée, on a donc (29=512) différentes combinaisons possible d'états de commutateurs de la matrice à disposition Conformément à la règle «il ne faut jamais fermer une source de tension ni ouvrir une source de courant », il en découle deux règles pratiques ou contraintes pratiques fondamentales concernant notre convertisseur [6,7].

- Il ne faut jamais fermer plus d'un seul commutateur par d'une phase de sortie, dans ce cas, deux tensions d'alimentations seraient court-circuitées et les courants y circulants détruiraient les commutateurs.
- Il n'est pas admissible non plus d'ouvrir à la fois tous les commutateurs d'un groupe d'une phase de sortie parce que dans ce cas là le courant serait interrompu dans cette phase à cause de la charge inductive, cependant la continuité du courant de sortie doit être assuré à chaque instant. Pour déterminer les relations liant les grandeurs d'entrée et de sortie d'un convertisseur matriciel, on idéalise le réseau d'alimentation en considérant qu'à l'entrée on a une pure source de tension triphasée, ainsi qu'à la sortie on a une source de courant idéale. De même on considère que les interrupteurs sont idéaux : on néglige leurs courants de fuite à l'état bloqué et leurs chutes de tension à l'état de conduction et on suppose que les commutations sont instantanées. Par conséquent, le convertisseur apparaît comme un multiport de connexion non énergétique [7]. Dans ce cas, Les tensions d'entrées sont exprimées de la façon suivante :

$$V_i = \begin{bmatrix} V_A(t) \\ V_B(t) \\ V_C(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} |V_i|. \cos(w_i. t) \\ |V_i|. \cos\left(w_i. t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ |V_i|. \cos\left(w_i. t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{II.1})$$

On définit la fonction d'existence h_{ij} associée à chaque interrupteur S_{ij} reliant la phase de sortie « i » à la phase d'entrée « j » comme suit :

$h_{ij}=1$ si l'interrupteur S_{ij} est fermé

$h_{ij}=0$ si l'interrupteur S_{ij} est ouvert.

Les deux conditions de commutation peuvent alors être interprétées mathématiquement en utilisant la fonction d'existence par les équations suivantes :

$$\begin{cases} h_{11} + h_{12} + h_{13} = 1 \\ h_{21} + h_{22} + h_{23} = 1 \\ h_{31} + h_{32} + h_{33} = 1 \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Leur interprétation permet de conclure qu'il faut assurer la fermeture d'un seul interrupteur et un seul à la fois, en référence à chaque phase de sortie. La Figure. II.9 présente un exemple de chronogramme du fonctionnement des neuf interrupteurs d'un convertisseur matriciel triphasé.

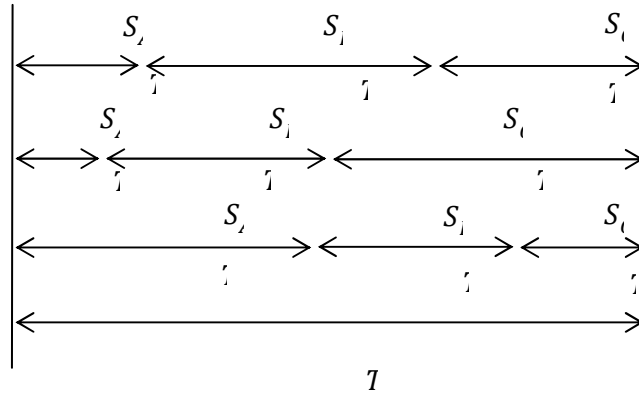


Figure II.9 : Durées de conduction des interrupteurs pendant une période de commutations.

Sur chaque période d'échantillonnage T_{ech} , trois interrupteurs, associés à une phase de sortie, commutent en séquence. En appliquant les lois de Kirchhoff, on construit les systèmes d'équations donnant les valeurs des tensions de sortie (II.3) et des courants d'entrées (II.4) en fonction de h_{ij} .

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} \\ h_{31} & h_{32} & h_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = [H] \cdot \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

$$\begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_{CC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} \\ h_{31} & h_{32} & h_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = [H]^T \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

On admet, pour un fonctionnement adéquat du convertisseur, une fréquence d'échantillonnage très élevée comparativement à la fréquence des signaux d'entrée et de sortie.

$$T_{ech} = \frac{1}{f_{ecch}} \ll T \quad (\text{II.5})$$

Il devient possible, sur une période d'échantillonnage suffisamment courte, de considérer les tensions d'entrée comme constantes; la valeur moyenne de la tension de sortie construite sur une période d'échantillonnage est donné par l'équation (II.6).

À chaque pas de commutation, des portions des trois signaux d'entrée sont prélevées et connectées à la charge, si bien qu'en moyenne l'onde construite correspond à l'onde de tension de référence.

$$V_{O,Tech} = \frac{1}{T_{ech}} \cdot (t_A \cdot V_A + t_B \cdot V_B + t_C \cdot V_C) \quad (\text{II.6})$$

où :

- t_A : temps de fermeture de l'interrupteur reliant la phase d'entrée « A » à la phase de sortie que l'on désire construire (t_{11}, t_{21}, t_{31}).
- t_B : temps de fermeture de l'interrupteur reliant la phase d'entrée « B » à la phase de sortie que l'on désire construire (t_{12}, t_{22}, t_{32})
- t_C : temps de fermeture de l'interrupteur reliant la phase d'entrée « C » à la phase de sortie que l'on désire construire (t_{13}, t_{23}, t_{33}).

Les rapports cycliques de chaque interrupteur S_{ij} sont définis comme suit :

$$m_{ij} = \frac{t_{ij}}{T_{ech}} \quad 0 < m_{ij} < 1 \quad (\text{II.7})$$

L'équation (II.7) utilisée pour les phases de sorties a, b et c permet, en introduisant la définition précédente, de construire deux nouveaux systèmes d'équations :

Les tensions de sortie moyennées sur une période d'échantillonnage sont définies par le système (II.8) :

$$\begin{bmatrix} V_{a,Tech} \\ V_{b,Tech} \\ V_{c,Tech} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} & m_{13} \\ m_{21} & m_{22} & m_{23} \\ m_{31} & m_{32} & m_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = [M] \cdot \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

Les courants d'entrée sont, quant à eux, définis par le système (II.9) :

$$\begin{bmatrix} I_{A,Tech} \\ I_{B,Tech} \\ I_{C,Tech} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} & m_{13} \\ m_{21} & m_{22} & m_{23} \\ m_{31} & m_{32} & m_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = [M]^T \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

La commande du convertisseur matriciel doit calculer en temps réel les éléments de la matrice M , c'est-à-dire, les rapports cycliques des neuf interrupteurs. Les éléments de la matrice M , présents dans les équations (II.8) et (II.9) servent à moduler les vecteurs tension d'entrée afin d'obtenir les vecteurs tension de sortie ayant un contenu basse fréquence identique à la référence que l'on désire reproduire [7].

II.6. Stratégies de modulation des convertisseurs matriciels

Le premier modèle simple qui peut être découlé de la structure de base du CM est le suivant [7] :

$$\begin{cases} V_s = F(T_{ij})V_e \\ I_e = F^T(T_{ij})I_s \end{cases} \text{ (II.10)}$$

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.

$F(T_{ij})$ est la matrice de connexion instantanée en fonction des interrupteurs.

Plusieurs algorithmes de modulation sont élaborés pour commander les différents interrupteurs bidirectionnels du convertisseur matriciel de type direct.

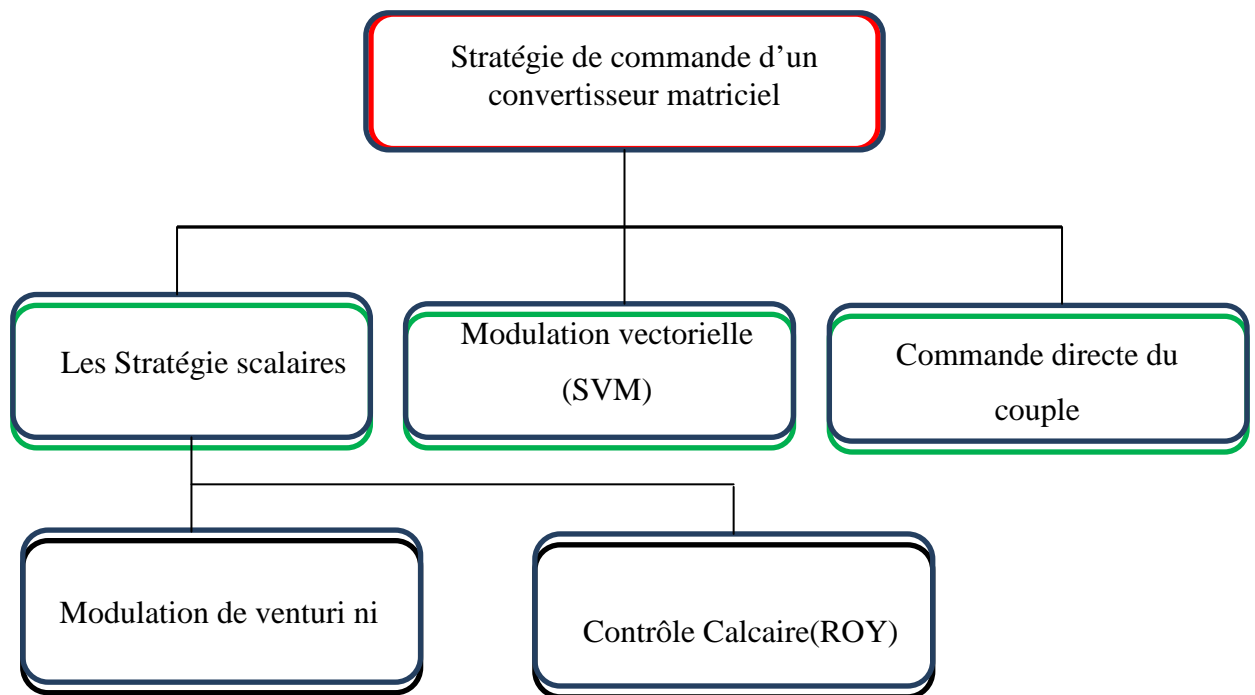


Figure II.10 : Différents algorithmes de commande du convertisseur matriciel.

Dans la suite de ce document, on étudiera quatre méthodes de modulation, La première portera sur l'algorithme de Venturini, la deuxième sur l'algorithme de contrôle scalaire Roy, la troisième sur la modulation vectorielle (SVM) et la quatrième sur la commande directe du couple.

II.7. Techniques de modulation scalaires

II.7.1. Méthode de Venturini

Les tensions d'entrées sont considérées comme trois tensions d'amplitude V_e , de pulsation ω_e déphasées de 120° . On suppose aussi que les tensions de sorties désirées constituent un système triphasé équilibré d'amplitude V_s , de pulsation ω_s . L'objectif de cette technique est la génération des durées de conduction des IBDs pour une fréquence et une amplitude des tensions de sortie sinusoïdales à partir des tensions d'entrée sinusoïdales fixes en fréquence et en amplitude. Si t_{ij} est défini comme étant la durée de conduction de l'interrupteur T_{ij} , et T_c est la période de commutation, on peut exprimer le principe de la synthèse ci-dessus par :

$$\bar{V}_j = \frac{t_{aj}V_a + t_{bj}V_b + t_{cj}V_c}{T_c} \quad (\text{II.11})$$

Où V_j est la valeur moyenne calculée de la tension de sortie de la phase 'j' durant une période de commutation T_C .

Bien évidemment, $T_C = t_{aj} + t_{bj} + t_{cj}$, avec $j = A, B, C$.

Les rapports cycliques suivants peuvent être définis comme suit :

$$m_{aj}(t) = \frac{t_{aj}}{T_C}, m_{bj}(t) = \frac{t_{bj}}{T_C}, m_{cj}(t) = \frac{t_{cj}}{T_C} \quad (\text{II.12})$$

D'où l'expression peut être écrite :

$$\bar{V}_S(t) = M(t)V_S(t) \quad (\text{II.13})$$

Où $V_S(t)$ est le vecteur des tensions de sortie, $V_e(t)$ le vecteur des tensions d'entrée instantanées et $M(t)$ la matrice de modulation définie comme suit :

$$M(t) = \begin{bmatrix} m_{aA}(t) & m_{bA}(t) & m_{cA}(t) \\ m_{aB}(t) & m_{bB}(t) & m_{cB}(t) \\ m_{aC}(t) & m_{bC}(t) & m_{cC}(t) \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

$$\bar{I}_e(t) = M^T(t)I_S(t) \quad (\text{II.15})$$

Où $I_e(t)$ est le vecteur des courants d'entrée, $I_S(t)$ le vecteur des courants de sortie et $M^T(t)$ la transposée de la matrice de modulation $M(t)$.

Les équations (II.16) et (II.17) sont la base de la méthode de modulation de Venturini.

Supposons que :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = V_{em} \begin{bmatrix} \cos(\omega_e t) \\ \cos\left(\omega_e t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\omega_e t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

et

$$\begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} = I_{sm} \begin{bmatrix} \cos(\omega_s t + \varphi_s) \\ \cos\left(\omega_s t + \varphi_s - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\omega_s t + \varphi_s - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

Avec : $\omega_e = 2\pi f_e$ et $\omega_s = 2\pi f_s$ où f_e et f_s sont respectivement les fréquences d'entrée et de sortie, et V_{em} et I_{sm} sont leur amplitudes.

En plus, supposons que le vecteur des courants d'entrée désirés I_e est donné par :

$$\begin{bmatrix} I_a^* \\ I_b^* \\ I_c^* \end{bmatrix} = I_{em} \begin{bmatrix} \cos(\omega_e t) \\ \cos\left(\omega_e t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\omega_e t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} = q \cdot I_{sm} \cdot \cos(\varphi_s) \begin{bmatrix} \cos(\omega_e t) \\ \cos\left(\omega_e t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\omega_e t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

Celui de la tension de sortie désirée est donné par :

$$\begin{bmatrix} V_A^* \\ V_B^* \\ V_C^* \end{bmatrix} = V_{sm} \begin{bmatrix} \cos(\omega_s t + \varphi_s) \\ \cos\left(\omega_s t + \varphi_s - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\omega_s t + \varphi_s - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} = q \cdot V_{em} \begin{bmatrix} \cos(\omega_s t + \varphi_s) \\ \cos\left(\omega_s t + \varphi_s - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\omega_s t + \varphi_s - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

Avec :

$$q = \frac{V_{sm}}{V_{em}} = \frac{I_{em}}{I_{sm} \cdot \cos(\varphi_s)} \quad (\text{II.20})$$

q est le ratio de transfert de tension du convertisseur matriciel. La solution du système formé par (II.19) et (II.20) est donnée par [7], qui peuvent être écrite sous la forme réduite suivante :

$$m_{ij} = \frac{t_{ij}}{T_c} = \frac{1}{3} \cdot \left[1 + \frac{2 \cdot \bar{V}_i \cdot \bar{V}_j}{V_{em}^2} \right] \quad (\text{II.21})$$

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

L'inconvénient majeur de la solution donnée dans (II.21) est son ratio de transformation, q , limité à 0.5. La méthode scalaire A. Alesina et M. Venturini proposé en 1980 a été améliorée en 1989 afin d'atteindre 0.867 pour q .

La méthode, la plus pratique proposée, consiste à faire varier virtuellement le point neutre, par une modulation appropriée des signaux de référence. Pour cela, il faut théoriquement retrancher aux tensions de sortie un harmonique de rang triple de la fréquence f_s , de même pour les tensions d'entrée avec un harmonique à trois fois la fréquence f_e . Pratiquement, les formes d'onde en entrée sont imposées par le réseau. Donc, au lieu de retrancher un

3ème harmonique en entrée, il est ajouté aux références de sortie, aboutissant à l'expression suivante [7].

$$m_{ij} = \frac{t_{ij}}{T_c} = \frac{1}{3} \left[1 + \frac{2\bar{V}_i \bar{V}_j}{V_{em}^2} + \frac{4q}{3\sqrt{3}} \cdot \sin(\omega_e t - \beta_i) \cdot \sin(3\omega_e t) \right] \quad (\text{II.22})$$

Avec $\beta_i = 0, \pi$, déphasage respectif de la phase donnée Pour $i=a, b, c$.

Un cas de figure d'une séquence de commutation d'un CM contrôlé par la méthode de Venturini sur une période de commutation est donné sur la (Figure .II.11).

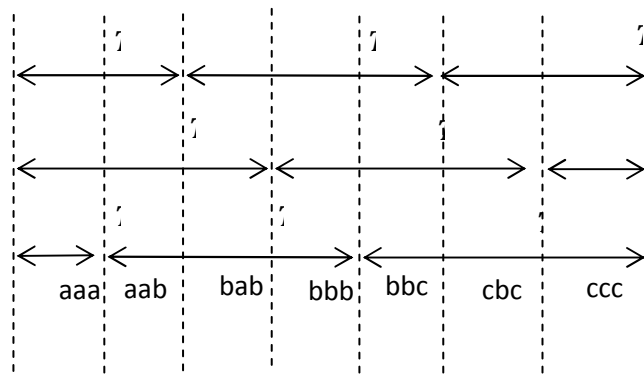


Figure II.11 : Séquence de commutation pour l'algorithme de Venturini dans une période de commutation.

II.7.2. Méthode de Roy

La méthode scalaire proposée par G. Roy et G.E. April en 1987 dans [7] consiste à utiliser une approche pour générer les états actifs et inactifs des interrupteurs de convertisseur, qui consiste à utiliser un rapport des tensions instantanées d'entrée de la manière suivante :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = V_{em} \begin{bmatrix} \cos(\omega_e t) \\ \cos\left(\omega_e t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\omega_e t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{II.23})$$

Roy a proposé de reconstruire trois tensions VK, VL, VM à partir des trois tensions d'entrée V_a, V_b, V_c où K,L,M, sont des variables souscrites, qui peuvent être assignées V_a, V_b, V_c conformément aux règles ci-dessous : Règle 1 : à chaque instant, la tension de phase d'entrée qui a une polarité différente des deux autres est assignée par VM .

Règle 2 : à chaque instant, les deux tensions de phases d'entrée qui ont la même polarité, sont assignées par VK et VL , où VK est attribué à la plus petite des deux autres tensions

d'entrée en valeur absolue et ,VL est affecté à la dernière tension d'entrée.

On désigne par t_K , t_L , t_M :les temps actifs de conduction des interrupteurs et T_c la période de commutation (la période séquentielle de hachage).

Avec :

$$T_c = t_k = t_L = t_M \text{ (II.24)}$$

Les rapports cycliques suivants peuvent être définis comme suit :

$$m_{Lj}(t) = \frac{t_{Lj}}{T_c} = \frac{(V_{jV_M}) \times V_L}{1.5V_{em}^2} \text{ (II.25)}$$

$$m_{kj}(t) = \frac{t_{kj}}{T_c} = \frac{(V_{jV_M}) \times V_k}{1.5V_{em}^2} \text{ (II.26)}$$

$$m_{Mj}(t) = \frac{t_{Mj}}{T_c} = 1 - m_{kj} - m_{Lj} \text{ (II.27) avec } j=A, B, C$$

Là aussi, le rapport de transformation 'q' est limité à 0.5. De la même manière que pour la méthode de Venturini, en ajoutant la troisième harmonique, ce rapport peut atteindre la

valeur $\sqrt{\frac{3}{2}}$ de . D'où, l'expression des rapports cycliques donnés est la suivante :

$$m_{ij} = \frac{1}{3} \cdot \left[1 + \frac{2 \cdot \bar{V}_i \cdot \bar{V}_j}{V_{em}^2} + \frac{2}{3} \cdot \sin(w_e t_{\beta_i}) \cdot \sin(3w_e t) \right] \text{ (II.28)}$$

L'expression (II.28) permet de montrer que, à la différence de la méthode de Venturini où le rapport 'q' est utilisé dans les expressions des rapports cycliques, dans la méthode de Royil est fixé à sa valeur maximale.

II.8. Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté la modélisation du convertisseur matriciel ainsi que deux techniques de commande du convertisseur matriciel, à savoir, l'algorithme de Venturini et l'algorithme de Roy.

Chapitre III

Simulation : Résultats et Discussions

III.1 Introduction

Ce chapitre est consacré à la simulation d'un convertisseur matriciel direct, contrôlé par la commande prédictive. La simulation du système a été réalisée sous Matlab/Simulink. Afin de mettre en œuvre la simulation de l'ensemble du système (partie puissance et partie commande), des modèles mathématiques sont adoptés pour décrire le système physique. Dans la première partie, on décrira la modélisation du système. Par la suite, on exposera les différents résultats de simulation et leurs interprétations pour mettre en évidence les performances de la stratégie de commande proposée.

III.2. FS-MPC appliquée à la commande du convertisseur matriciel

Le convertisseur matriciel direct CMD est une topologie relativement récente des convertisseurs de fréquence directe. Il permet d'obtenir un système de tensions variables en amplitude et en fréquence à partir des tensions fixes du réseau d'alimentation. Ceci est réalisé par une matrice d'interrupteurs de puissance bidirectionnels, en courant et en tension, reliant chaque phase d'entrée à chaque phase de sortie.

En dépit de certains inconvénients du convertisseur matriciel direct tels que le nombre des semi-conducteurs élevé, la limitation de la tension maximale de la charge à 86% de la tension d'alimentation, les convertisseurs matriciels ont reçu récemment une grande attention. Le convertisseur matriciel triphasé a été largement étudié en raison de son potentiel comme un remplacement pour le convertisseur AC-DC-AC traditionnel. La structure globale de cette stratégie de commande prédictive est illustrée sur la Figure III.1.

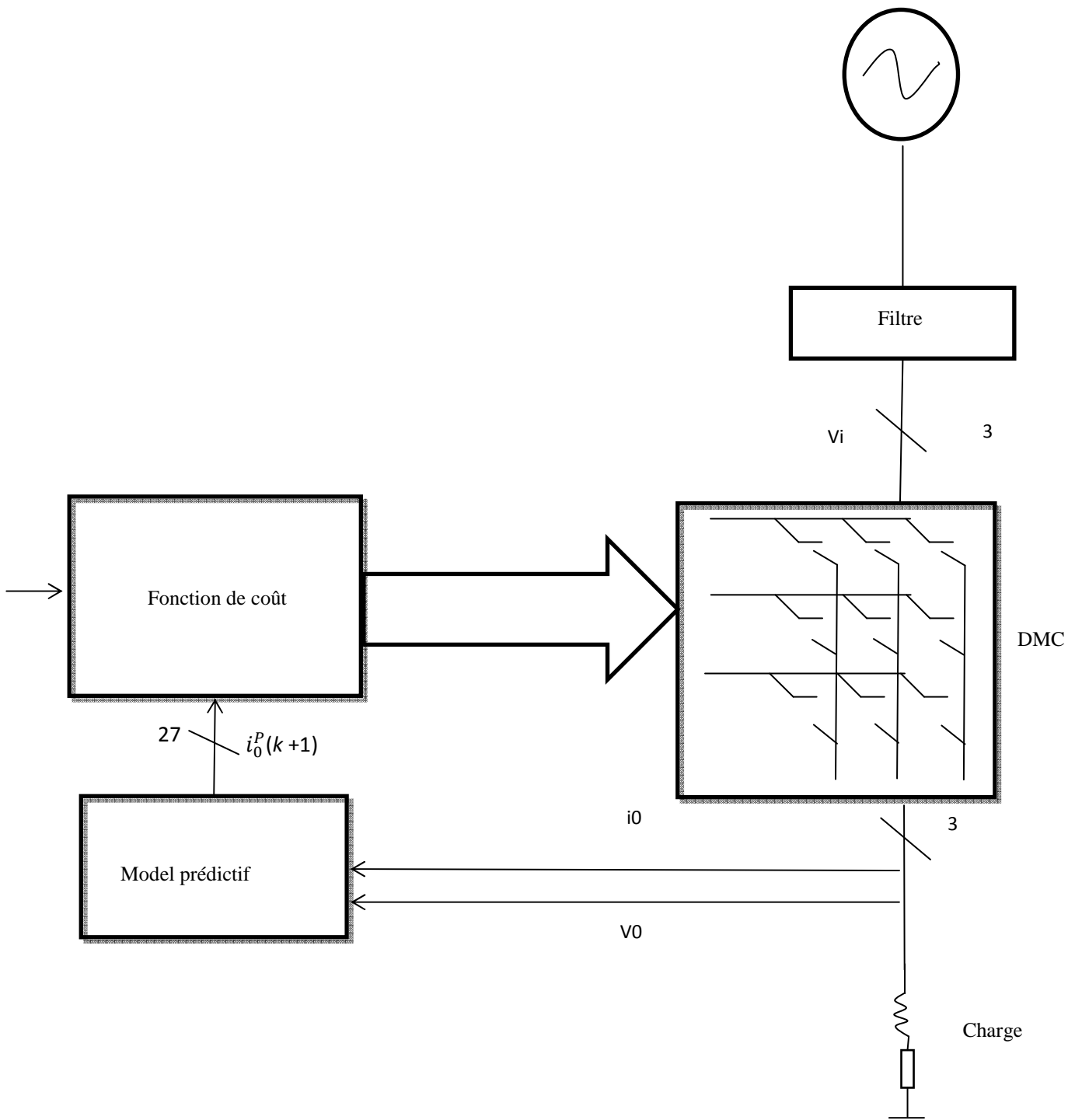


Figure .III. 1 : Structure de commande prédictive des courants du CMD.

III.3. Modèle du filtre d'entrée

Le modèle du filtre d'entrée *RLC* peut être décrit par les équations suivantes [8]:

$$\begin{cases} v_g(t) = R_f i_f(t) + L_f \frac{di_f(t)}{dt} + v_i(t) \\ i_f(t) = i_e(t) + C_f \frac{dv_i(t)}{dt} \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Ou : R_f est la résistance de filtre, L_f comprend la valeur de l'inductance principale (de la ligne) et l'inductance du filtre et C_f représente la capacité de filtre.

$v_g = [v_{ga} \ v_{gb} \ v_{gc}]t$: tension du réseau triphasé, $v_i = [v_{ia} \ v_{ib} \ v_{ic}]t$: tension d'entrée du convertisseur, $i_e = [i_{eA} \ i_{eB} \ i_{eC}]t$: courant d'entrée du convertisseur. Le filtre peut être représenté par un modèle d'espace d'état par:

$$\dot{X}(t) = A_c x(t) + B_c u(t) \quad (\text{III.2})$$

$$x(t) = \begin{bmatrix} v_i(t) \\ i_f(t) \end{bmatrix}, u(t) = \begin{bmatrix} v_g(t) \\ i_e(t) \end{bmatrix}, A_c = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C_f} \\ -\frac{1}{L_f} & -\frac{R_f}{L_f} \end{bmatrix}, B_c = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C_f} \\ \frac{1}{C_f} & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.3})$$

Ce modèle est discrétisé pour être ensuite utilisé pour estimer la valeur suivante du courant d'entrée en tenant compte des tensions et des courants. Le modèle discret est déterminé comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_i(k+1) \\ i_f(k+1) \end{bmatrix} = A_q \begin{bmatrix} v_i(k) \\ i_f(k) \end{bmatrix} + B_q \begin{bmatrix} v_g(k) \\ i_e(k) \end{bmatrix} \quad (\text{III.4})$$

$$A_q = \begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{pmatrix} = e^{A_c T_s}, B_q = \begin{pmatrix} B_{11} & B_{12} \\ B_{21} & B_{22} \end{pmatrix} = A_c^{-1} (A_q - I_{2 \times 2}) B_c \quad (\text{III.5})$$

Enfin, on calcul la tension de la capacité v_i et le courant de réseau i_f actuelle par les relations suivantes:

$$\begin{cases} v_i(k+1) = A_{11} v_i(k) + A_{12} i_f(k) + B_{11} v_g(k) + B_{12} i_e(k) \\ i_f(k+1) = A_{21} v_i(k) + A_{22} i_f(k) + B_{21} v_g(k) + B_{22} i_e(k) \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

La puissance réactive qui circule entre le réseau et le rotor par l'intermédiaire du IMC peut être prédite par les prédictions de la tension et du courant du réseau en tant que:

$$Q_f(k+1) = v_{fq}(k+1) i_{fd}(k+1) - v_{fd}(k+1) i_{fq}(k+1) \quad (\text{III.7})$$

III.4. Modélisation du CMD triphasé

Considérons un convertisseur matriciel direct ayant trois phases de courants d'entrée (i_A , i_B , i_C) à trois phases de courants de charge (i_a , i_b , i_c) comme donnée par la Figure III.2. La fonction de commutation $S_{jJ}(t)$ prend la valeur «0» quand l'interrupteur est ouvert, et «1», lorsqu'il est fermé comme indiqué par les expressions suivantes [8] :

$$S_{jJ}(t) = \begin{cases} 1 & \text{lorsque } S_{jJ} \text{ fermée} \\ 0 & \text{lorsque } S_{jJ} \text{ ouverte} \end{cases} \text{ pour } j \in \{a, b, c\}, \text{ et } J \in \{A, B, C\} \quad (\text{III.8})$$

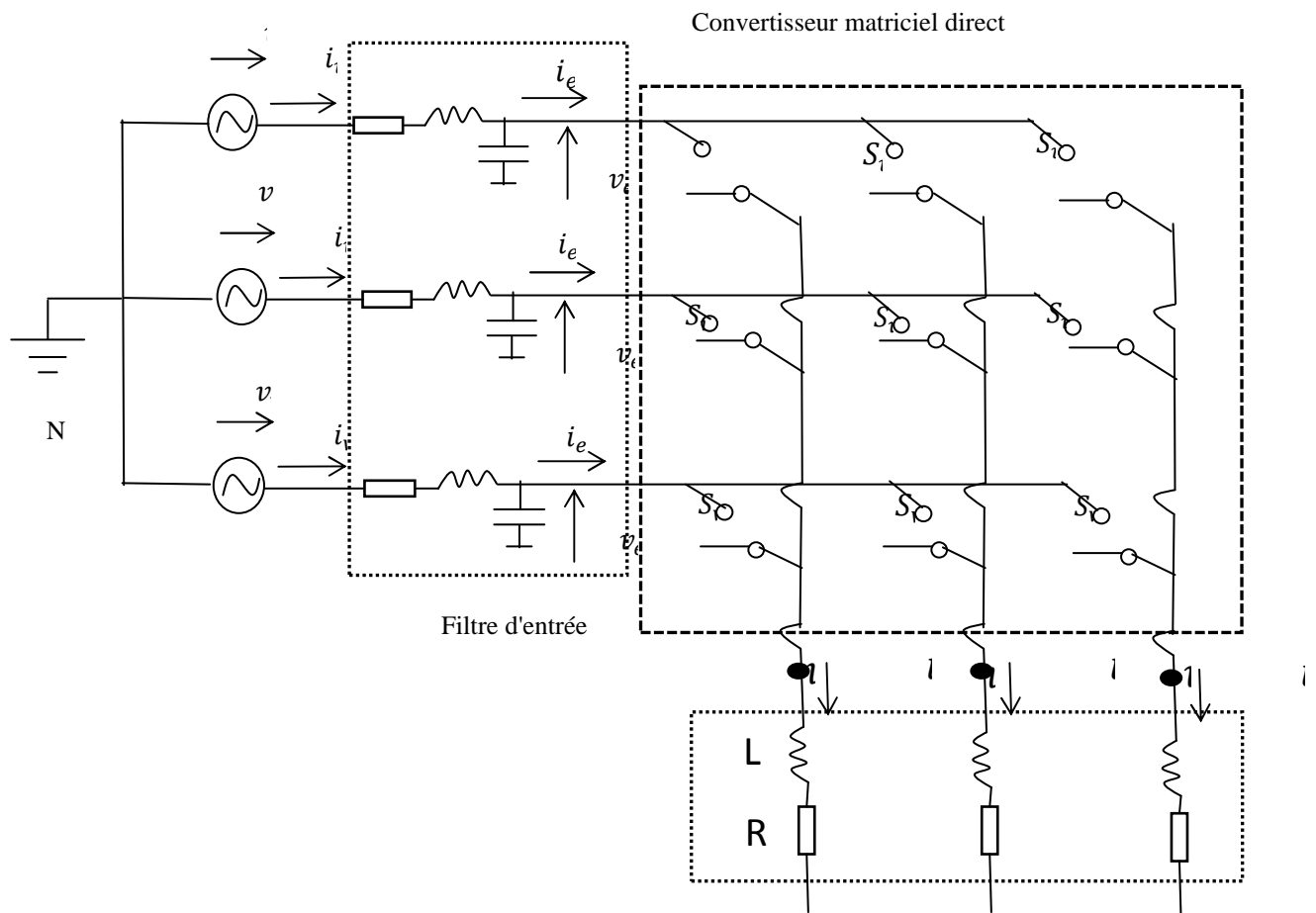


Figure III.2 : Circuit d'un CMD connecté à une charge résistive-inductive.

Soit kj ($k = A, B, C$ et $j = a, b, c$) le rang de l'interrupteur placé entre la phase d'entrée k et la phase de sortie j . Soit S_{jk} l'état de commutation de l'interrupteur avec $S_{jk} = 0$ implique que l'interrupteur jk est ouvert et $S_{jk} = 1$ implique que l'interrupteur est fermé.

$$S_{jj}(t) = \begin{cases} 1 & \text{l'interrupteur } jk \text{ fermée} \\ 0 & \text{l'interrupteur } jk \text{ ouverte} \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

Il en découle la relation suivante :

$$S_{jA} + S_{jB} + S_{jC} = 1 \quad j \in \{a, b, c\} \quad (\text{III.10})$$

Les valeurs instantanées des courants d'entrée et les tensions de sortie générés par chaque combinaison de commutation peuvent être déterminés en utilisant les matrices de transfert instantané, où T_{LL} est la matrice de transfert instantané entre lignes et T_{ph} la matrice instantané de la phase d'entrée à la phase de sortie :

$$T_{LL} = \begin{pmatrix} S_{aA} - S_{bA} & S_{aB} - S_{bB} & S_{aC} - S_{bC} \\ S_{bA} - S_{cA} & S_{bB} - S_{cB} & S_{bC} - S_{cC} \\ S_{cA} - S_{aA} & S_{cB} - S_{aB} & S_{cC} - S_{aC} \end{pmatrix}, T_{LL} = \begin{pmatrix} S_{aA} & S_{aB} & S_{aC} \\ S_{bA} & S_{bB} & S_{bC} \\ S_{cA} & S_{cB} & S_{cC} \end{pmatrix} \quad (\text{III.11})$$

Pour un convertisseur CMD triphasé-triphasé, les deux conditions (III.10) et (III.11) permettent de générer 27 combinaisons possibles pour produire des courants et des tensions à la charge, ces combinaisons sont présentées dans le Tableau III.1 ci-après [8] :

Tableau III.1 : Combinaisons de commutation valides pour le convertisseur CMD.

N	S_{aA}	S_{bA}	S_{cA}	S_{aB}	S_{bB}	S_{cB}	S_{aC}	S_{bC}	S_{cC}
1	1	0	0	1	0	0	1	0	0
2	0	1	0	0	1	0	0	1	0
3	0	0	1	0	0	1	0	0	1
4	1	0	0	0	0	1	0	0	1
5	0	1	0	0	0	1	0	0	1
6	0	1	0	1	0	0	1	0	0
7	0	0	1	1	0	0	1	0	0
8	0	0	1	0	1	0	0	1	0
9	1	0	0	0	1	0	0	1	0
10	0	0	1	1	0	0	0	0	1
11	0	0	1	0	1	0	0	0	1
12	1	0	0	0		0	1	0	0
13	1	0	0	0	0	1	1	0	0
14	0	1	0	0	0	1	0	1	0

15	0	1	0	1	0	0	0	1	0
16	0	0	1	0	0	1	1	0	0
17	0	0	1	0	0	1	0	1	0
18	1	0	0	1	0	0	0	1	0
19	1	0	0	1	0	0	0	0	1
20	0	1	0	1	0	0	0	0	1
21	0	1	0	0	1	0	0	0	1
22	1	0	0	0	1	0	0	0	1
23	1	0	0	0	0	1	0	1	0
24	0	1	0		0	1	0	0	1
25	0	1	0	0	0	1	1	0	0
26	0	0	1		0	0	0	1	0
27	0	0	1	0	1	0	1	0	0

La tension instantanée entre phase V_{oll} et les courants de phase d'entrée i_{iph} peuvent être déterminé par les équations suivantes [8]:

$$V_{oll} = [V_{ab} \ V_{bc} \ V_{ca}]^T = T_{LL}[V_A \ V_B \ V_C]^T = T_{LL} \cdot V_i \quad (\text{III.12})$$

$$i_{iph} = [i_A \ i_B \ i_C]^T = T_{LL}^t [i_{ab} \ i_{bc} \ i_{ca}]^T = T_{LL}^t \cdot i_{oll} \quad (\text{III.13})$$

Ou T_{iLL} est la transposée de T_{LL} ; V_{ab} , V_{bc} et V_{ca} sont les tensions de sortie entre phases; V_A , V_B et V_C sont les tensions d'entrée; i_{ab} , i_{bc} et i_{ca} sont les courants de sortie entre phase ; i_A , i_B et i_C sont les courants d'entrée. Par ailleurs, en utilisant la matrice de transfert T_{Ph} , la tension instantanée de sortie entre la phase et le neutre (V_a , V_b and V_c) et les courants de phase d'entrée peuvent être donnés par [8]:

$$V_{oph} = [V_a \ V_b \ V_c]^t = T_{LL}[V_A \ V_B \ V_C]^t = T_{ph} \cdot V_i \quad (\text{III.14})$$

$$i_{iph} = [i_A \ i_B \ i_C]^t = T_{ph}^t [i_a \ i_b \ i_c]^t = T_{ph}^t \cdot i_{oph} \quad (\text{III.15})$$

III.5. Fonction de coût

La fonction de coût est définie pour satisfaire les performances dynamiques du système de contrôle, chaque terme de la fonction coût remplace un régulateur. Cette fonction de coût est calculée à chaque période d'échantillonnage pour chaque état de commutation possible du convertisseur pour sélectionner l'état optimale qui donne l'erreur la plus petite. Le

vecteur de l'état de commutation optimale est alors sélectionné pour être appliqué au début de la période d'échantillonnage suivante. Grâce à la flexibilité de la commande prédictive, plusieurs objectifs peuvent être atteints en même temps en ajoutant d'autres termes dans la fonction de coût. Les objectifs sont résumés par le choix de la fonction coût suivante:

$$g = |i_{\alpha}^* - i_{\alpha}^p| + |i_{\beta}^* - i_{\beta}^p| \quad (\text{III.16})$$

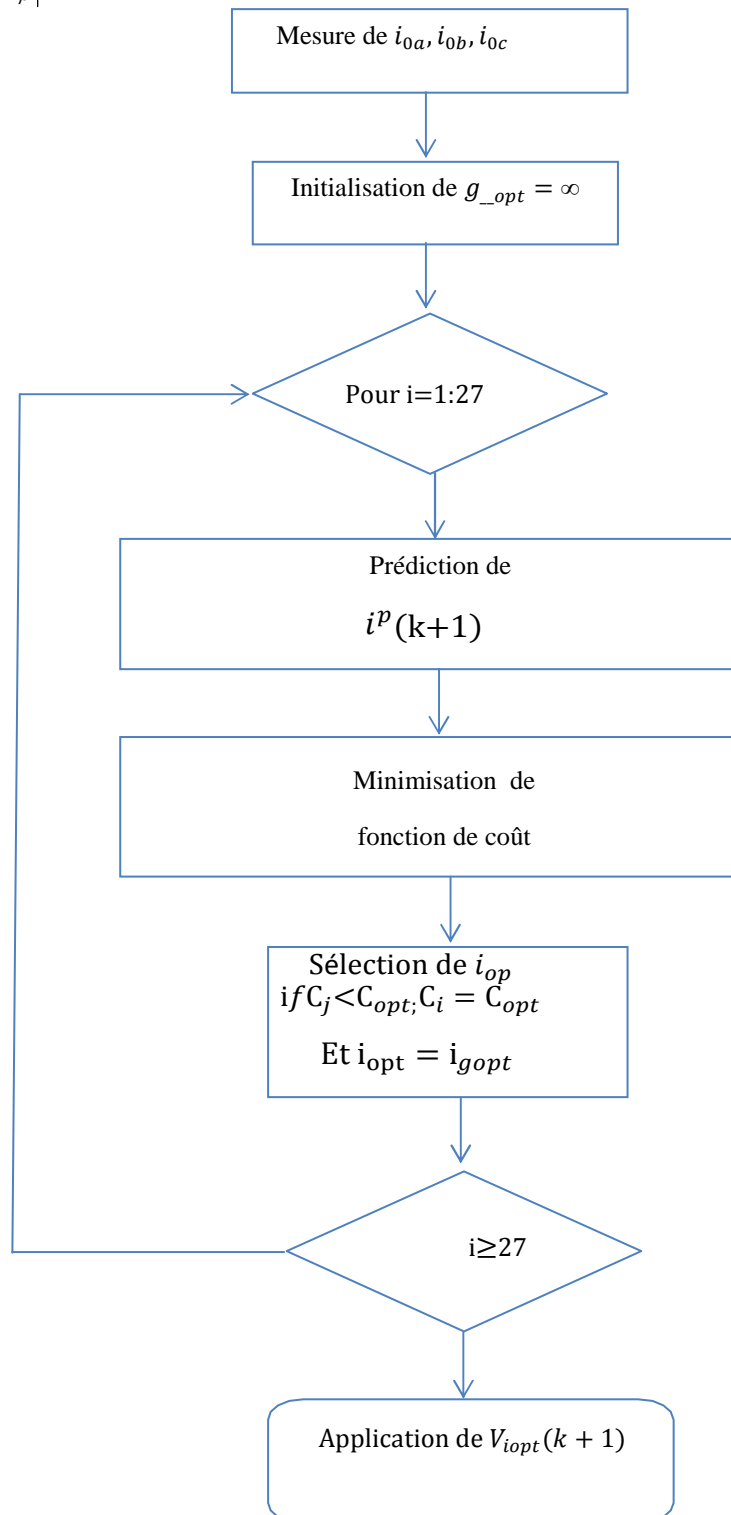


Figure: III.3 : Organigramme de la commande FS-MPC.

III.6. Résultats de simulation

On présente dans ce paragraphe les résultats de simulation relatifs à la stratégie FCS-MPC de convertisseur matriciel. Un programme de simulation, établi sous l'environnement Matlab/Simulink, nous a permis de reproduire fidèlement le comportement des divers grandeurs électriques. Le Tableau III.2 résume les paramètres utilisés, pour l'implémentation de la commande prédictive en simulation [9].

Tableau III. 2 : Paramètres utilisés pour la simulation.

Paramètre	Valeur	Description
v	180 V	Tension de source
C_f	21 μ F	Condensateur du filtre
L_f	400 mH	Inductance du filtre
R_f	0.5 Ω	Resistance du filtre
R	10 Ω	Résistance de la charge
L	30 mH	Inductance de la charge
i^*	6 A	Courant de référence
f	50 Hz	Fréquence

Les résultats de la Figure III.4 sont obtenus en régime permanent et pour une période d'échantillonnage de 1 μ s. Les formes d'ondes, sont données successivement : le courant de sortie i_a , la tension de sortie du convertisseur matriciel v_{an} , le courant d'entrée i_u et la puissance réactive.

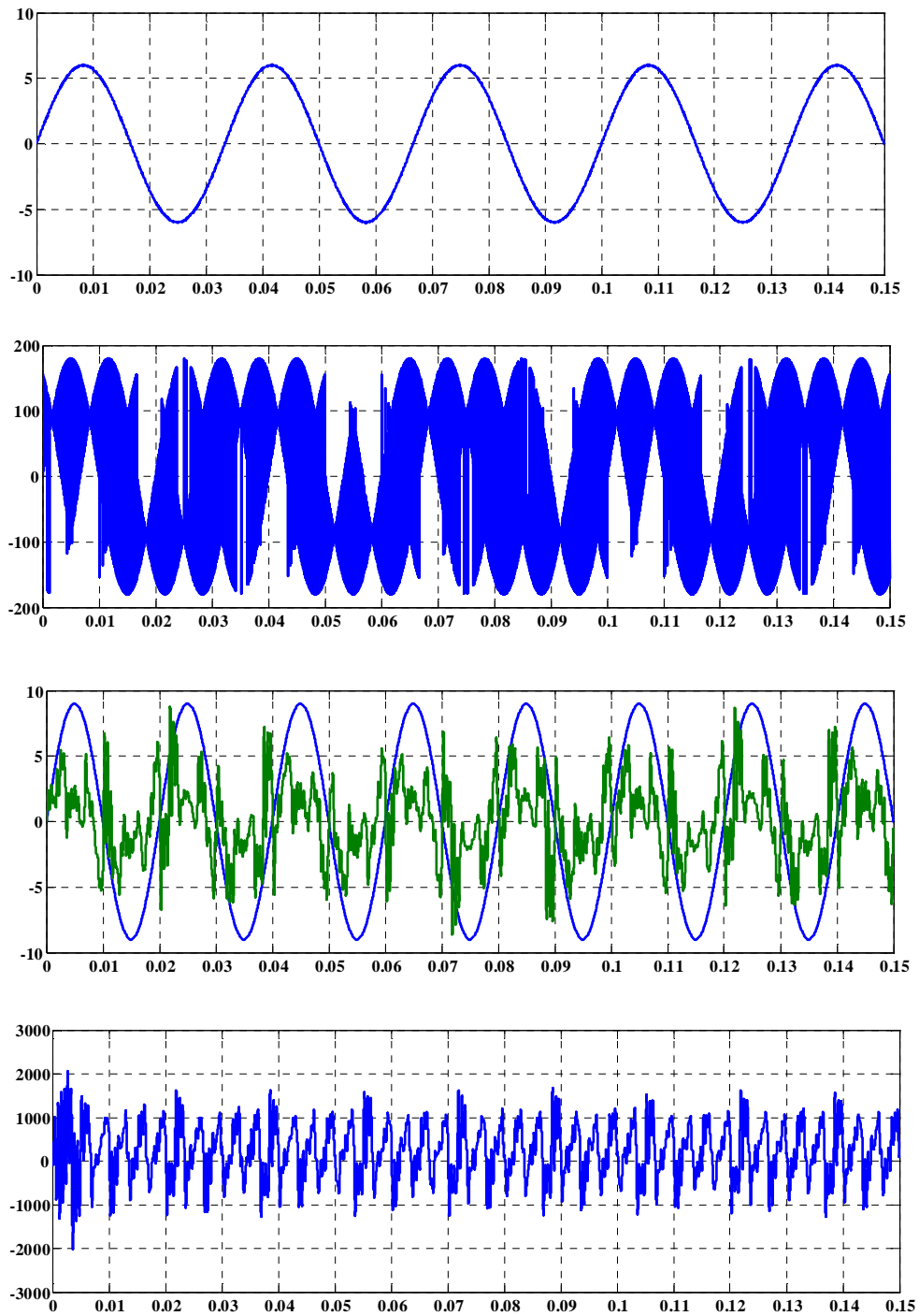


Figure III. 4 : Résultats de simulation de la commande FCS-MPC.

Le schéma de la commande prédictive, sans contrôle de la puissance réactive, utilisé peut-être un bon suivi de références pour les courants de sortie, comme le montre la Figure III.4. Cependant, les courants d'entrée sont très déformés et le facteur de puissance d'entrée n'est pas contrôlé.

L'un des avantages de la topologie du convertisseur matriciel est sa capacité de régénération de la puissance circulant de la charge vers le réseau. Le fonctionnement du convertisseur matriciel en mode de régénération pour le contrôle du courant sans régulation du facteur de puissance d'entrée. Le contrôle du courant de sortie est maintenu avec de bonnes performances tandis que les courants d'entrée restent déformés.

III.7. Conclusion

Dans ce chapitre, les résultats de simulation obtenus, sous environnement Matlab/Simulink, d'un convertisseur matriciel direct piloté par la stratégie de commande prédictive à ensemble de commande fini, sont exposés. L'application de la stratégie FCS-MPC au convertisseur matriciel direct en fonction de la fonction coût est déterminée pour minimiser l'erreur entre les courants de référence et les valeurs prédites. Les résultats de simulation obtenus en régime permanent montrent que l'approche prédictive développée montre d'excellentes performances.

Conclusion Générale

Dans ce mémoire, on a instauré de nouvelles solutions technologiques dans la commande des convertisseurs statiques. Plus particulièrement, on a intégré la technique de control prédictif dans l'élaboration de la commande FCS-MPC du convertisseur matriciel direct connecté au réseau.

Pour atteindre ces objectifs, le travail est entamé par une recherche bibliographique sur les notions de la commande prédictive et l'étude du modèle mathématique de ce convertisseur direct AC/AC et son comportement vis-à-vis de commande proposée. Puis, après avoir choisie l'application de la stratégie de commande FCS-MPC au convertisseur DMC, des simulations sous environnement Matlab/Simulink ont été effectuées. Les résultats obtenus, lors de l'utilisation de ce modèle, montrent que cette stratégie de commande assure de bonnes performances.

On propose comme perspective :

- Le développement d'algorithmes d'optimisation ou d'élimination des facteurs de pondération de cette commande ;
- Etude d'autres stratégies de commandes des convertisseurs matriciels ;
- Réalisation pratique de cette structure de conversion.

Références Bibliographiques

- [1] L. Aït Oubelli, “Mise en œuvre d’un modèle générique du convertisseur matriciel dans les environnements EMTP-RV et Matlab-Simulink”, *Mémoire de Maîtrise*, Université de Montréal, Décembre 2011.
- [2] V. Quang Binh Ngo, “Algorithmes de conception de lois de commande prédictives pour les systèmes de production d’énergie”, *Thèse de Doctorat*, Université Paris-Saclay, Juin 2017.
- [3] A. Bouafia, “ Techniques de commande prédictive et floue pour les systèmes d’électronique de puissance: application aux redresseurs à MLF”, *Thèse de Doctorat*, Université Ferhat Abbas – Sétif, Octobre 2010.
- [4] A. Benzaioua, “Contribution à la commande directe de couple d’une machine asynchrone triphasée”, *Thèse de Doctorat*, Université du Québec à Chicoutimi, Avril 2014.
- [5] M.A. Rahoui, “Techniques avancées pour la commande et l’observation d’un redresseur MLF”, *Thèse de doctorat*, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, Juin 2017.
- [6] B. Meliani, “ Application des techniques intelligentes à la commande d’une machine asynchrone double étoile associée à un convertisseur matriciel”, *Thèse de doctorat*, Université Djilali Liabès de Sidi Bel Abbès, 2014.
- [7] E.M. Chiali, “ Commande directe du couple d’une machine asynchrone pilotée par un Convertisseur matriciel”, *Thèse de doctorat*, Université Djilali Liabès de Sidi Bel Abbès, Juin 2017.
- [8] S. Chikha, “Contribution à l’optimisation de la commande prédictive des convertisseurs statiques intégrés dans les chaines de conversion d’énergie éolienne”, *Thèse de Doctorat*, Université Larbi Ben M’hidi – Oum El Bouaghi, Juillet 2017.

- [9] J. Rodriguez and P. Cortés “Predictive control of power converters and electrical drives”, A John Wiley & Sons, 2012.