

**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 : Machine Electrique**

**Thème**

**Commande Prédictive de  
Courant du Redresseur MLI**

**Réalisé par :**

**BAHA MOHAMED ABD ELBASSET**

**HANI ABD ERRAHMANE**

**REHOUMA BACHIR**

**Encadré par :**

**Dr. LAMMOUCHI ZAKARIA**

*Promotion 2019 / 2020*

## **Dédicaces**

*Je dédie ce travail à...*

*Ma mère et mon père qui m'ont donné naissance et  
l'amour ; ce que je ne pourrais jamais exprimer leurs sacrifices,  
leur soutien moral et physique le long de mes années d'études.*

*Mes très chères sœurs.*

*Mes très chers frères.*

*Toute ma famille.*

*Tous mes amis.*

*Tous ceux que me sont chers*

...

## **Dédicaces**

*A ma très chère mère, qui représente pour moi l'exemple du*

*Sacrifice du dévouement, et de l'honnêteté.*

*A mon père, symbole de patience et du courage*

*A toute la Famille*

*A mon frère et mes sœurs*

*A toute ma famille*

*A mes chers Amis*

*A Touts mes Amis, chez lesquels j'ai trouvé réconfort*

*Et soutien dans les moments les plus pénibles*

*Que je dédie ce travail*

*Et à toi aussi ..... OUI!!*

*TOI!*

## **Remerciements**

Notre remerciement Avant tout, louange à « ALLAH » qui nous a donnés la force, le courage et la patience de mettre ce modeste travail.

Nous tenons, avant tout, remerciement Dr. LAMMOUCHI ZAKARIA pour sa disponibilité, pour sa confiance qu'il nous a témoignée, ainsi que ses conseils précieux et ses encouragements qui nous ont beaucoup aidés à mener à bien la réalisation de ce travail. Qu'ils trouvent ici notre profonde reconnaissance.

Nous remercions les membres de jury, chacun par son nom, qui nous ont honorés en acceptant d'examiner ce travail.

Nous adressons nos sincères remerciements à tous ceux qui ont contribué, de près ou de loin, à la réalisation de ce travail.

## Résumé

L'utilisation de la commande prédictive pour le contrôle direct de courants absorbés par le redresseur à MLI constitue l'objet du présent notre travail.

Nous abordons dans un premier temps, le développement d'une approche prédictive pour commander le courant absorbé par un redresseur MLI triphasé.

L'approche est basée sur la sélection du vecteur de commande optimal pour obtenir la meilleure restriction de l'erreur de poursuite de trajectoire de référence. Le vecteur optimal sélectionné est appliqué durant une période complète de commutation. Les courants sont commandés dans le repère stationnaire  $\alpha$ - $\beta$  dont les trajectoires de référence possèdent une forme d'onde sinusoïdale.

**Mots clés** : Redresseur MLI, commande prédictive de courant, fonction coût, estimation PLL.

# Liste des Tableaux

## *Tableaux du Chapitre II*

**Tableau II.1** : Tensions simples en fonction des différents ordres de commande. .... 20

## *Tableaux du Chapitre III*

**Tableau III.1**: Paramètres du circuit électrique et données de la commande..... 36

# Liste des Figures

## *Figures du Chapitre I*

<b>Figure I.1 :</b> Le redresseur à MLI structure tension .....	4
<b>Figure I.2 :</b> Le redresseur à MLI structure courant.....	5
<b>Figure I.3 :</b> Principe de contrôle de l'angle de puissance du redresseur à MLI .....	7
<b>Figure I.4 :</b> Principe de la commande à hystérésis de courant du redresseur à MLI.....	8
<b>Figure I.5 :</b> Principe de la méthode de l'hystérésis modulé.....	9
<b>Figure I.6 :</b> Commande en courant du redresseur à MLI dans le repère abc .....	10
<b>Figure I.7 :</b> Commande en courant du redresseur à MLI dans le repère $dq$ .....	11
<b>Figure I.8 :</b> Commande directe de puissance (DPC) du redresseur à MLI.....	13
<b>Figure I.9 :</b> Redresseur à MLI « Liaison entre un système à 50Hz et un système à 60Hz » ..	15
<b>Figure I.10 :</b> Utilisation du redresseur à MLI dans les variateurs de vitesse.....	16
<b>Figure I.11 :</b> Redresseur à MLI dans le système de conversion d'énergie éolienne .....	17

## *Figures du Chapitre II*

<b>Figure II.1 :</b> Structure du redresseur à MLI.....	18
<b>Figure II.2:</b> Modèle de simulation du redresseur à MLI dans les coordonnées triphasées. ...	21
<b>Figure. II.3 :</b> Présentation du vecteur de tension. ....	22
<b>Figure. II.4:</b> Etats de commutation du pont d'un redresseur MLI.....	22
<b>Figure. II.5 :</b> Schéma fonctionnel d'un redresseur MLI dans les coordonnées triphasées normales. ....	24
<b>Figure. II.6 :</b> Schéma fonctionnel d'un redresseur MLI dans les coordonnées fixes $\alpha - \beta$ ... ..	25
<b>Figure II.7:</b> Principe de la commande prédictive à modèle interne de référence. ....	27
<b>Figure II.8:</b> Schéma général de la commande prédictive de modèle à états fini..... (FS-MPC).....	28

## *Figures du Chapitre III*

<b>Figure III. 1:</b> Structure de commande prédictive de courants du redresseur .....	35
triphase avec optimisation.....	35
<b>Figure III.2 :</b> Forme d'onde des courants références $i_{\alpha\_ref}$ et $i_{\beta\_ref}$ , en boucle ouverte avec augmentation de $I\alpha\beta_{max}$ de 5 à 7A .....	37

**Figure III.3:** Transitoire de la tension du bus continu pour une variation de la référence  $v_{dc}^*$ .  
..... 38

**Figure III.4:** Résultats de la PLL a): phase estimer b): forme d'onde des courants références  $i_{a.ref}$  et  $i_{\beta.ref}$ , en boucle fermée avec  $I_{max}$ ..... 38

**Figure III.5:** Résultats de simulation en boucle fermée avec augmentation  $V_{dc}^*$  en 0.5 (s) :(a) Forme d'onde des courants  $i_{\alpha}$  et  $i_{\alpha.ref}$ , (b) Zoom sur  $i_{\alpha}$  et  $i_{\beta}$ ..... 39

## Liste des Symboles et Notations

### Symboles

$e_a, e_b, e_c$	Forces électromotrices triphasées
$v_{dc}$	Tensions de condensateur
$u_{ab}$	Tension composée de sortie de l'onduleur
$v_{an}$	Tension simple de sortie de l'onduleur
$i_a, i_b, i_c$	Courants de charge
$i_\alpha, i_\beta$	Composantes du vecteur courant dans le repère stationnaire
$R$	Résistance à la charge
$L$	Inductance de charge
$C$	Capacité du bus continu
$E$	Sources de tensions flottantes
$g$	Fonction de coût
$k$	L'instant d'échantillonnage
$f$	Fréquence du réseau
$T_S$	Période d'échantillonnage
$R_{ch}$	Résistance de la charge
$F_{11} F_{21} F_{31}$	Etats de commutation du redresseur
$P$	Puissance active de réseau
$P_{ref}$	La puissance active de référence

## Liste des symboles et notations

---

$i_{ref}$	Courants de référence
$\Delta i$	Différences da Courants
$i_{d\_ref}, i_{q\_ref}$	Le courant de référence de ligne dans le repère tournante (d, q)
$i_d, i_q$	Les composantes du vecteur courant de ligne dans le repère tournante (d, q)
$v_{dc}$	Tension de bus continue
$v_{dc\_ref}$	Tension bus continue de référence
$i_{dc}$	Courants bus continue de référence
$i_{ch}$	Courant de charge

## Notations

THD :taux de distorsion harmonique .

MLI :modulation de largeur d'impulsions(Pulse Wodth Modulation).

DPC :commande direct de puissance (direct power control).

PDPC :commande direct de puissance prédictive (Prédictive Direct Power Control).

MPC : Model Prédictive Control

## **Sommaire**

Dédicaces .....	i
Dédicaces .....	ii
Remerciements.....	iii
Résumé.....	vi
Liste des Tableaux .....	vii
Liste des Figures .....	viii
Liste des Symboles et Notations .....	x
Symboles .....	xx
Notations .....	xxx
Introduction générale .....	1

### *Chapitre I*

#### *Etat de l'art sur les différentes commandes du redresseur à MLI*

I.1. Introduction .....	3
I.2. Topologies de Base et Principe de Fonctionnement.....	3
I.2.1. Topologies de base.....	4
I.2.1.1.Redresseur à MLI triphasé de tension .....	4
I.2.1.2. Redresseur MLI triphasé de courant .....	5
I.2.2. Principe de fonctionnement du redresseur à MLI.....	5
I.3.Techniques de Contrôle du Redresseur à MLI Triphasé .....	6
I.3.1. Commande par le contrôle de l'angle de la puissance du redresseur à MLI ....	6
I.3.2. Commande à hystérésis du courant du redresseur à MLI.....	7
I.3.3. Commande en courant du redresseur à MLI dans le repère <i>abc</i> .....	10
I.3.4. Commande en courant du redresseur à MLI dans le repère <i>dq</i> .....	11
I.3.5. Commande directe de puissance DPC .....	12
I.4.Les Applications Modernes Du Redresseur à MLI .....	14
I.4.1. Redresseur à MLI « lien entre les systèmes à 50Hz et à 60Hz » .....	14
I.4.2. L'utilisation du redresseur à MLI dans les variateurs de vitesse .....	15
I.4.3. Redresseur à MLI dans le système de conversion d'énergie éolienne.....	16

I.5. Conclusion .....	17
-----------------------	----

### **Chapitre II**

#### **Modélisation de redresseur et Principe de la Commande Prédictive**

II.1 Introduction .....	18
II.2. Modélisation du redresseur .....	18
II.2.1. Structure générale .....	18
II.2.1.1 La source d'alimentation.....	19
II.2.1.2 Le redresseur à MLI.....	19
II.2.1.2 La Charge.....	21
II.2.2. Représentation vectorielle .....	22
II.2.2.1 Représentation dans le référentiel triphasé a - b -c .....	23
II.2.2.2 Représentation dans le référentiel fixe $\alpha - \beta$ .....	25
II.3 Principe de la commande prédictive .....	26
II.3.1 Conception de la commande prédictive.....	28
II.4 Conclusion.....	29

### **Chapitre III**

#### **Commande Prédictive de Courants Absorbés par le Redresseur à MLI**

III.1 Introduction.....	30
III.2 Stratégie de commande prédictive .....	30
III.2.1 Modélisation du système .....	30
III.2.2 Modèle prédictif .....	32
III.2.3 Fonction de cout .....	32
III.3 Estimation des références des courants commandés .....	33
III.3.1 Estimation des références à partir de $e_{\alpha\beta}$ .....	33
III.3.2 Estimation des références à base d'une PLL :.....	34
III.4 Configuration globale de la stratégie de commande.....	34
III.5 Résultats d'implémentation en simulation.....	35

III.6 Conclusion .....	39
Conclusion Générale .....	40
Références Bibliographiques .....	42

# *Introduction générale*

---

# Introduction générale

L'utilisation croissante dans le secteur industriel de systèmes alimentés électroniquement et pilotables, motivée par l'amélioration de leurs performances, a conduit à une prolifération de convertisseurs statiques. Aujourd'hui, le nombre de ces dispositifs raccordés aux réseaux électriques. Parmi ces structures les plus répandues et les plus attractives se trouvent le redresseur de tension à MLI[1].

La commande prédictive à base de modèle, Model base Prédictive Control, MPC, est une des stratégies les plus populaires dans le domaine du contrôle et l'automatique. Elle est basée sur la prédiction du comportement futur du processus à partir d'un modèle explicite d'un système et le choix d'une séquence de commandes optimales basée sur l'utilisation de la fonction coût [2]. De plus, cette technique est très efficace pour calculer la commande optimale des systèmes pour la régulation ou la poursuite sous contraintes, qui nous donne des problèmes d'optimisation dynamique, ce problème est résolu par le calcul en-ligne en temps réel à chaque période d'échantillonnage [3].

Au cours des dernières décennies, la commande prédictive, est devenue un outil de commande très précieux et attractif pour la recherche des meilleures performances dans diverses applications. De toutes les commandes modernes dites aussi avancées, la commande prédictive est la plus utilisée dans l'industrie, aussi bien pour les qualités techniques auxquelles elle doit ses performances que pour sa facilité de mise en œuvre, grâce au progrès des outils de calcul numérique et d'implémentation en temps réel. [1]

Au fil des années, diverses stratégies ont été proposées dans le domaine de la commande du redresseur à MLI triphasé. Toutes ces stratégies visent à atteindre les mêmes objectifs, à savoir : un facteur de puissance proche de l'unité et une forme d'onde quasi sinusoïdale des courants absorbé.

Ce mémoire se constitue de trois chapitres structurés de la façon suivante :

Dans le premier chapitre a été consacré un état de l'art des différentes techniques de commande du convertisseur (redresseur à MLI)

Dans le deuxième chapitre, on présente en premier lieu, une étude théorique sur les redresseurs à MLI, et en second lieu, on introduit la stratégie adoptée pour la commande .La stratégie prédictive est basée sur la recherche de l'optimum d'une fonction de performance (fonction coût) permettant de déterminer le vecteur de commande optimal, parmi l'ensemble des vecteurs possibles, à appliquer à l'entrée du redresseur durant chaque période de commutation .Elle consiste donc à appliquer un seul vecteur de commande durant cette période.

Dans le troisième chapitre, on applique la commande prédictive des courants prélevés sur le réseau par le redresseur à MLI avec la structure triphasée.. La validation de l'approche proposée est effectuée par simulation.

Finalement nous terminerons avec une conclusion générale.

# *Chapitre I :*

---

*Etat de l'art sur les différentes commandes du  
redresseur à MLI*

## **I.1. Introduction**

L'avènement de l'électronique de puissance a eu un impact majeur sur le monde industriel au cours des dernières décennies. Cet avènement s'est produit par l'arrivée sur le marché des composants d'électronique de puissance tels les thyristors, les triacs, les GTO, les IGBT ou les transistors de forte puissance. Ces composantes ont permis le développement de convertisseurs statiques de grande puissance qui permettent la conversion de la puissance électrique d'une forme quelconque à une autre forme. Ces convertisseurs apportent un progrès considérable au niveau des procédés industriels.

L'utilisation de ces convertisseurs statiques dans les installations de conversion d'énergie électrique participe à détériorer la "qualité" du courant et de la tension des réseaux de distribution. En effet, ces systèmes consomment des courants non sinusoïdaux, les paragraphes suivants présentent une synthèse des redresseurs commande MLI, qui sont classés comme une solution de ce problème.

Nous envisageons dans ce chapitre l'étude des redresseurs à MLI ainsi que leurs différents modes de commande.

## **I.2. Topologies de Base et Principe de Fonctionnement**

Le redresseur à MLI triphasé est constitué de trois bras. Les interrupteurs bi commandés à deux segments sont des interrupteurs entièrement contrôlables (ouverture et fermeture) remplacent les diodes du montage en pont de Graëtz [4]. Ces dispositifs offrent les avantages suivants :

- a-** le courant et la tension peuvent être modulés (modulation de largeur d'impulsions ou MLI), ce qui produit moins de perturbations harmoniques ;
- b-** le facteur de puissance peut être contrôlé ;
- c-** le redresseur peut être considéré comme source de tension ou source de courant.

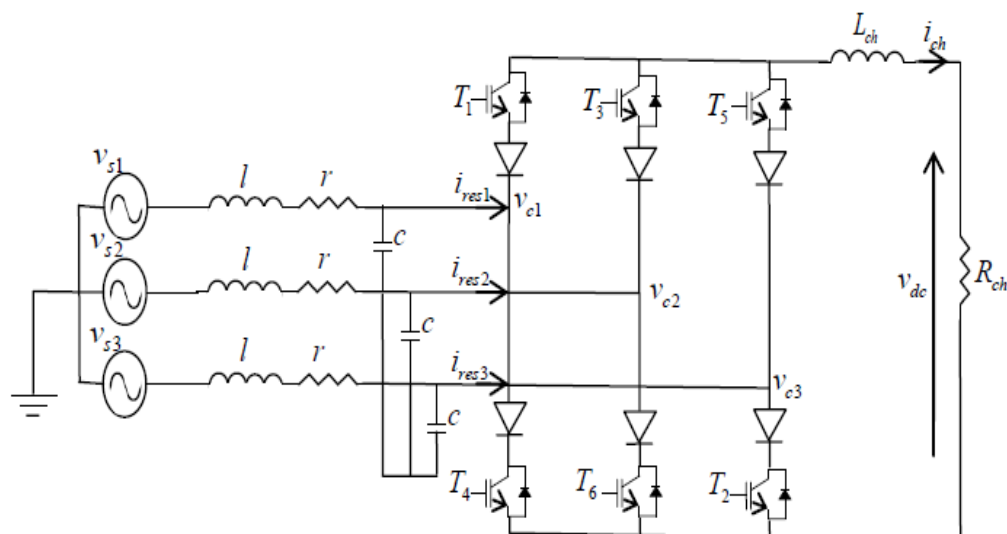
Il y a deux manières de mettre en application les redresseurs triphasés à MLI :

- 1- Redresseur de courant, où l'inversion de puissance est assurée par l'inversion du courant
- 2- Redresseur de tension, où l'inversion de puissance est assurée par l'inversion de la tension[5].

### I.2.1. Topologies de base

#### I.2.1.1.Redresseur à MLI triphasé de tension

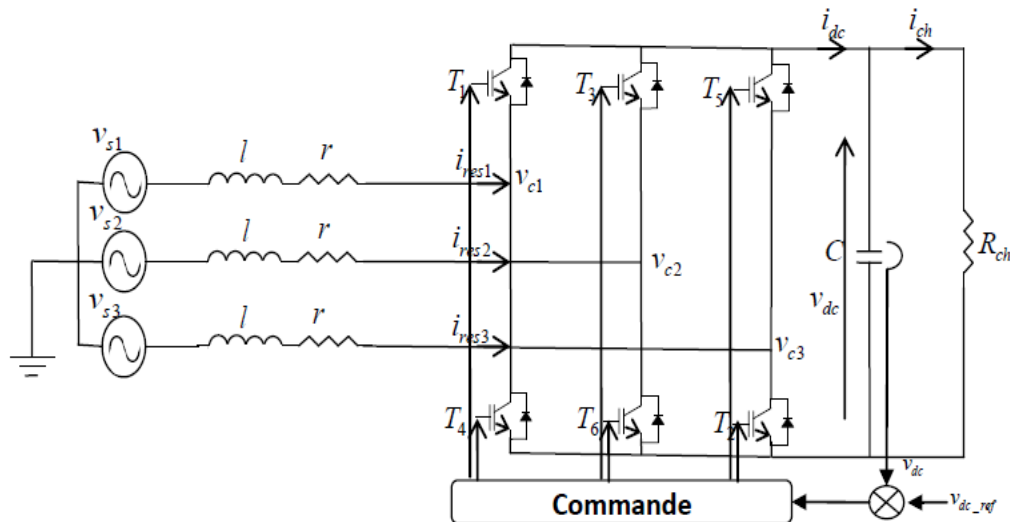
Dans cette structure la source alternative triphasée associée au filtre  $LC$  se comporte comme un générateur de tension, et la source continue comme un générateur de courant (Figure I.1).



**Figure I.1 :** Le redresseur à MLI structure tension

### I.2.1.2. Redresseur MLI triphasé de courant

Dans cette structure, la source alternative triphasée associée au filtre  $RL$  se comporte comme un générateur de courant, et la source continue comme un générateur de tension (Figure I.2).



**Figure I.2 :** Le redresseur à MLI structure courant

### I.2.2. Principe de fonctionnement du redresseur à MLI

Dans la suite de ce travail, nous nous intéressons plus particulièrement à la structure de courant qui est la plus intensivement employée.

Le principe de fonctionnement d'un redresseur à MLI est le même qu'un hacheur élévateur[4]. Donc sa tension de sortie est toujours supérieure à sa tension d'entrée pour cela il faut régler cette tension de sortie. Pour accomplir cette tâche, on utilise une commande en boucle fermée. La tension de sortie du redresseur est mesurée et comparée à une référence  $v_{dc\_ref}$ . Le signal d'erreur produit de cette comparaison est multiplié par  $v_{dc\_ref}$  pour déterminer la puissance de référence nécessaire.

Quand le courant  $i_{ch}$  est positif (opération redresseur), le condensateur  $C$  est déchargé, et le signal d'erreur demande au bloc de commande plus de puissance à partir du réseau. Le bloc de commande prend la puissance de l'alimentation en produisant des signaux appropriés de MLI pour les transistors. De cette façon, on aura des écoulements de courant du côté alternatif vers le côté continu, ainsi la tension du condensateur peut être maintenue à sa valeur de référence. Inversement, quand  $i_{ch}$  devient négatif (opération onduleur), le condensateur  $C$  est surchargé, et le signal d'erreur demande à la commande de décharger le condensateur, et renvoyer ainsi la puissance à la source alternative [6].

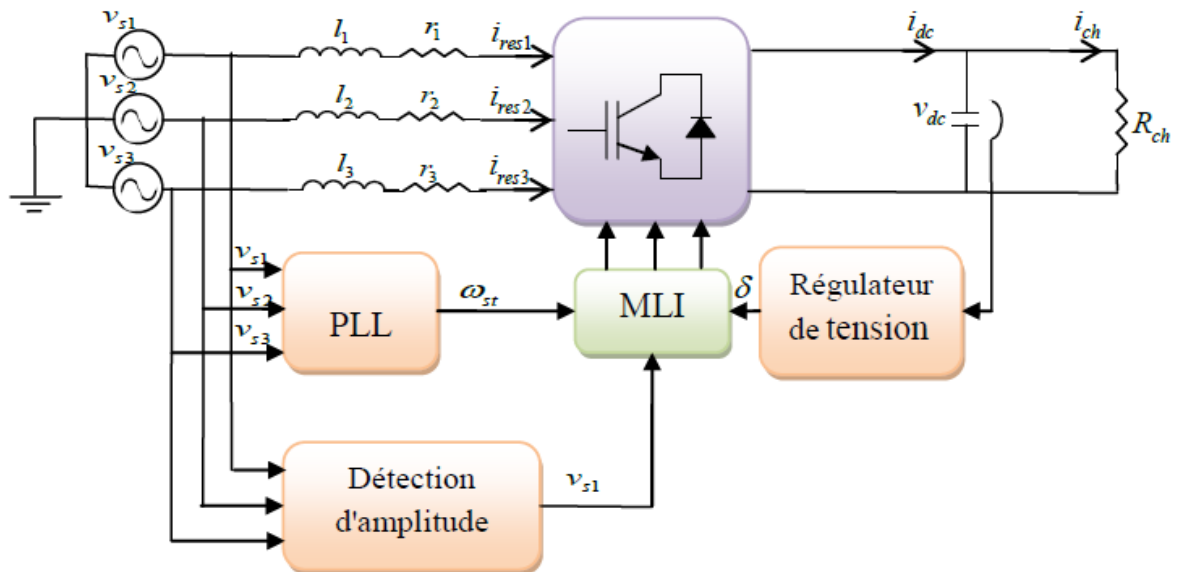
### **I.3. Techniques de Contrôle du Redresseur à MLI Triphasé**

Le contrôle du redresseur MLI peut être considéré comme un problème dual avec la commande d'un onduleur MLI [7]. Plusieurs stratégies de contrôle ont été proposées dans les travaux récents pour ce type de convertisseur MLI. Bien que ces stratégies de contrôle puissent atteindre le même but global, tel que un facteur de puissance élevé et un courant de forme proche de la sinusoïde, mais leurs principes diffèrent [8].

#### **I.3.1. Commande par le contrôle de l'angle de la puissance du redresseur à MLI**

Les schémas de contrôle les plus simples du redresseur à MLI sont basés sur l'équation de la puissance en régime permanent, selon laquelle la puissance active, et par conséquent la tension continue, sont contrôlées par l'ajustement de l'angle  $\delta$  entre la tension de ligne et la composante fondamentale de la tension alternative à l'entrée du redresseur. L'angle de déphasage  $\delta$  est aussi parfois désigné sous le nom de l'angle de puissance (Figure I.3) [9].

Le facteur de puissance est déterminé dans l'approche proposée par [10] qui garde l'indice de modulation du convertisseur constant par la tension continue de référence et peut être maintenu proche de l'unité si l'amplitude de la tension alternative à l'entrée du redresseur est forcée à être égale à celle de la tension de ligne.



**Figure I.3 :** Principe de contrôle de l'angle de puissance du redresseur à MLI

L'inconvénient de la méthode de contrôle proposée est que la tension continue de référence doit être changée en fonction de la charge et l'amplitude de la tension de ligne à cause de l'indice de modulation fixe. Cet inconvénient limite le fonctionnement à facteur de puissance unitaire.

Contrairement à la précédente, [10] propose une autre méthode basée sur l'équilibre de puissance entre, côté alternatif et le coté continu. Dans cette stratégie, la tension continue est non commandée du tout, sauf elle est laissée être placée librement selon la nécessité de l'équilibrage des deux côtés.

### I.3.2. Commande à hystérésis du courant du redresseur à MLI

Ce type de commande permet de fixer un courant de référence dans les lignes du réseau électrique avec deux degrés de liberté, l'amplitude et la fréquence. Le principe de cette stratégie est basée sur la commande des interrupteurs de telle sorte que les variations du courant dans chaque phase soient limitées dans une bande encadrant les références des courants. Ce contrôle se fait par une comparaison permanente entre les courants réels et les courants de référence (Figure I.4) [11].

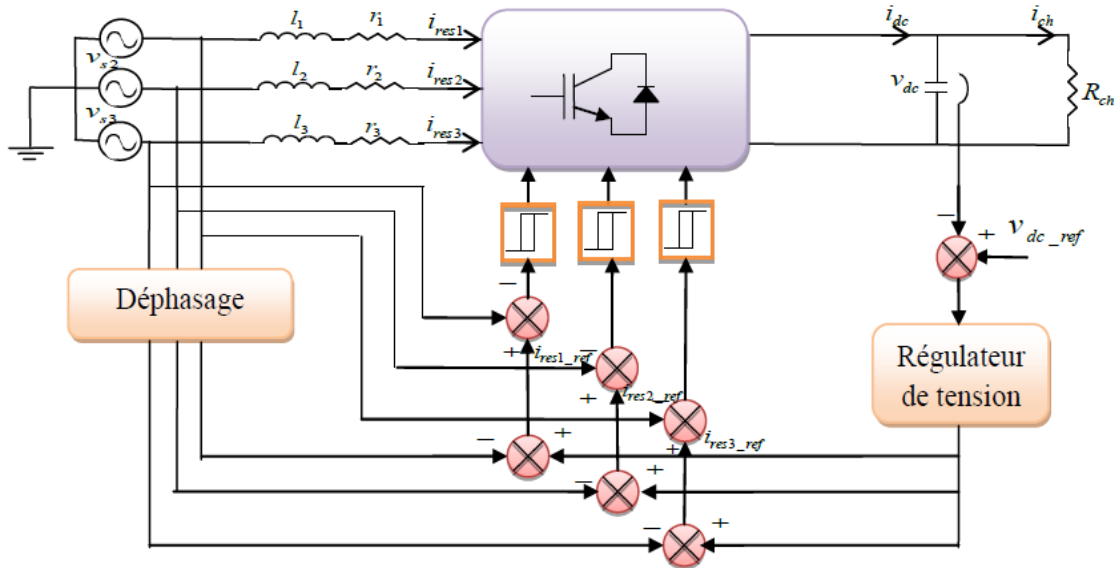


Figure I.4 : Principe de la commande à hystérésis de courant du redresseur à MLI

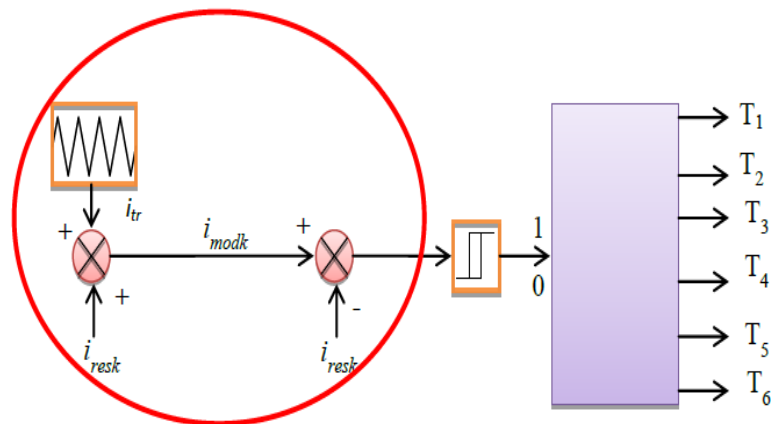
L'algorithme de la commande par hystérésis en courant est le suivant :

- Si  $\varepsilon_k \geq \Delta_i \Rightarrow S_k = 0$
- Si  $\varepsilon_k \leq -\Delta_i \Rightarrow S_k = 1$

Avec  $\varepsilon_k$  est l'écart entre le courant de référence et le courant réel pour une phase  $k$ , tel que:  $\varepsilon_k = i_{res\_k} - i_{ref\_k}$  et  $\Delta_i$  est la largeur de la bande d'hystérésis.

Le principe de la méthode de l'hystérésis modulé consiste à superposer à la valeur du courant de référence  $i_{ref\_k}$  du réseau, un signal triangulaire  $i_{tr}$  ayant la fréquence  $f_{tr}$  que l'on souhaite imposer. On obtient ainsi un courant de référence modulé  $i_{mod}$  [14].

Nous avons la relation suivante :  $i_{mod} = i_{res\_k} + i_{tr}$  Ce nouveau signal modulé sera utilisé en tant que nouvelle référence pour la boucle interne de Contrôle du courant (Figure I.4).



**Figure I.5** : Principe de la méthode de l'hystérésis modulé

Un choix judicieux de la valeur de l'amplitude du signal triangulaire (porteuse), et de la largeur de la bande d'hystérésis imposera au courant réel uniquement deux intersections avec les limites de la bande d'hystérésis au cours de chaque demi-période du signal triangulaire, l'une avec sa limite supérieure et l'autre avec sa limite inférieure. Ces intersections déterminent alors les instants de commutation des transistors du bras du convertisseur qui pilote la phase concernée [13].

Malgré sa simplicité de mise en œuvre, sa robustesse et sa bonne dynamique, cette commande présente certains inconvénients [12] :

- ❖ L'un des désavantages de cette méthode est que, dans certains cas, les courants sortent de leur enveloppe, et que cette dernière a tendance à induire un fonctionnement à fréquence libre qui peut causer des problèmes du filtrage.
- ❖ La somme des trois courants n'est pas forcément nulle, ce qui crée un déséquilibre des courants qui dépend de la bande d'hystérésis.
- ❖ Le contrôleur d'hystérésis produit des subharmoniques inférieures involontaires.
- ❖ La variation de la fréquence de commutation en fonction de la charge.

Pour éliminer les inconvénients de la commande par hystérésis classique liés à une fréquence de commutation variable et parfois élevée pour une faible valeur de

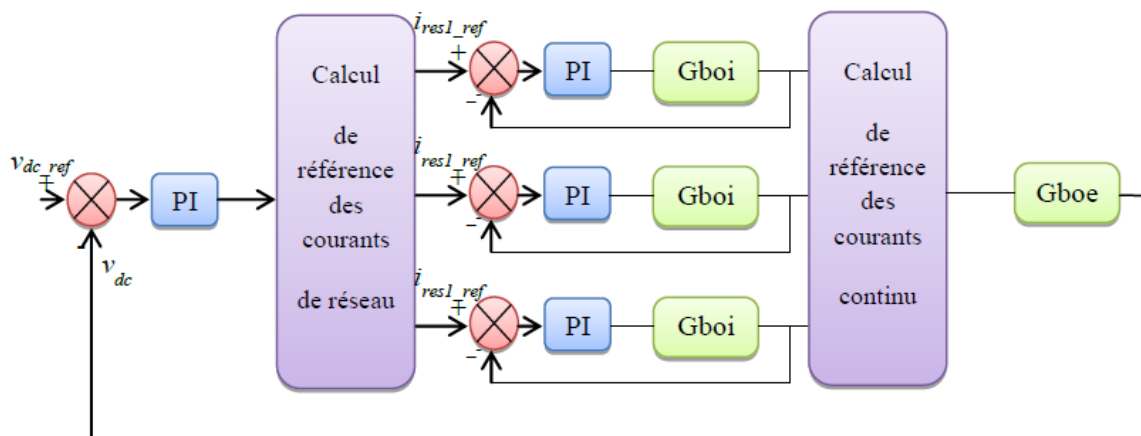
l'inductance de la ligne de réseau, la méthode de « l'hystérésis modulé » permet d'imposer la fréquence de hachage des transistors du convertisseur, lors du contrôle par hystérésis des courants[13] .

Cette méthode comporte les avantages suivants :

- ❖ La simplicité et la robustesse de la commande par hystérésis, qui n'exige pas la connaissance exacte des paramètres du réseau .
- ❖ Une fréquence de hachage constante comme pour la commande par Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI), qui permet de réduire le nombre d'harmoniques sur les ondes de courant et les ondulations de tension continue.

### I.3.3. Commande en courant du redresseur à MLI dans le repère *abc*

La régulation du redresseur à MLI dans cette stratégie peut se faire sous la forme d'une régulation cascade. Des boucles internes régulent les courants de phases. Une boucle externe régule la tension de capacité (Figure I.6) [15].



**Figure I.6 :** Commande en courant du redresseur à MLI dans le repère *abc*

L'erreur en tension est issue de la différence des valeurs de  $v_{dc\_ref}$  , tension continue de référence, et de  $v_{dc}$  , tension continue mesurée. La sortie de correcteur de la tension fournit, après calcul, les valeurs de référence de courants des phases,  $i_{res1}$  ,  $i_{res2}$  ,  $i_{res3}$ .

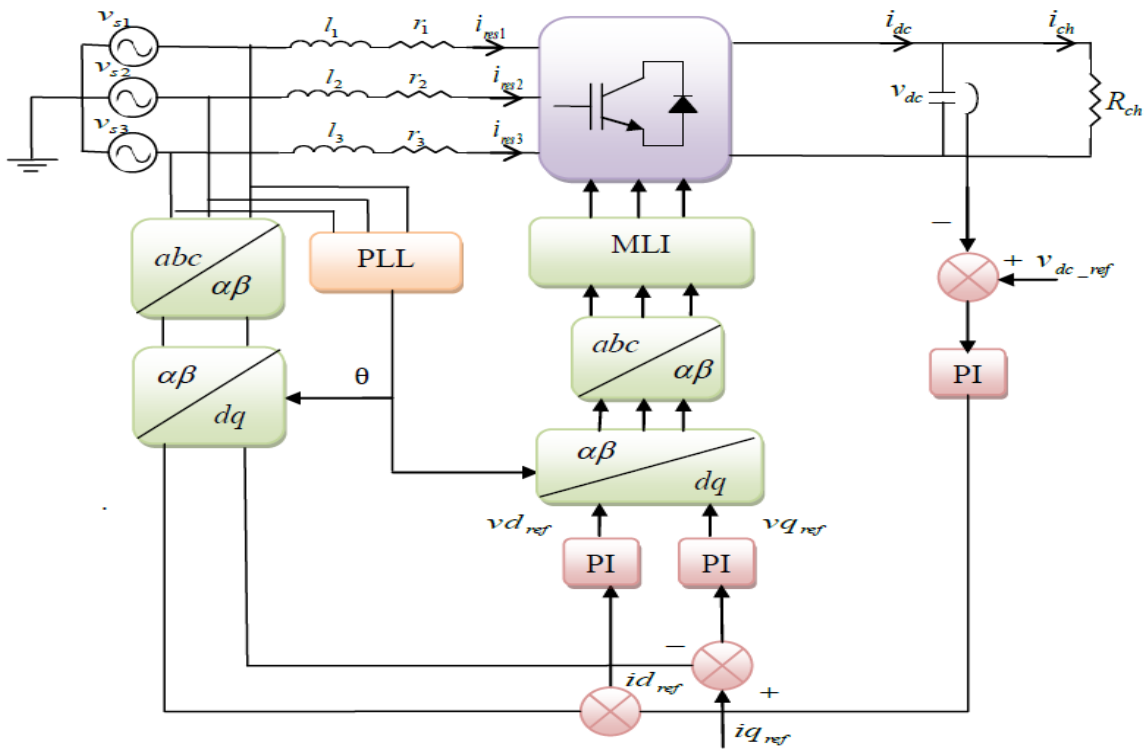
Les sorties des correcteurs de courants fournissent les valeurs de tension de référence appliquées par le convertisseur sur le réseau.

Les différences de potentiel aux bornes des impédances du réseau, engendrent les courants du réseau  $i_{res1}, i_{res2}, i_{res3}$ .

La commande dans le repère abc présente l'avantage d'être facilement programmable, de part le principe de poursuite, la commande se déduit sur chaque phase de façon à ce que le courant soit en phase avec la tension du réseau. Mais le désavantage provient du déphasage responsable d'erreurs statiques. Toutefois, il peut être compensé par une commande dans un repère  $dq$ [5].

**I.3.4. Commande en courant du redresseur à MLI dans le repère  $dq$**

La stratégie de commande dans le référentiel  $dq$  est illustrée dans la (Figure I.7) :



**Figure I.7 :** Commande en courant du redresseur à MLI dans le repère  $dq$

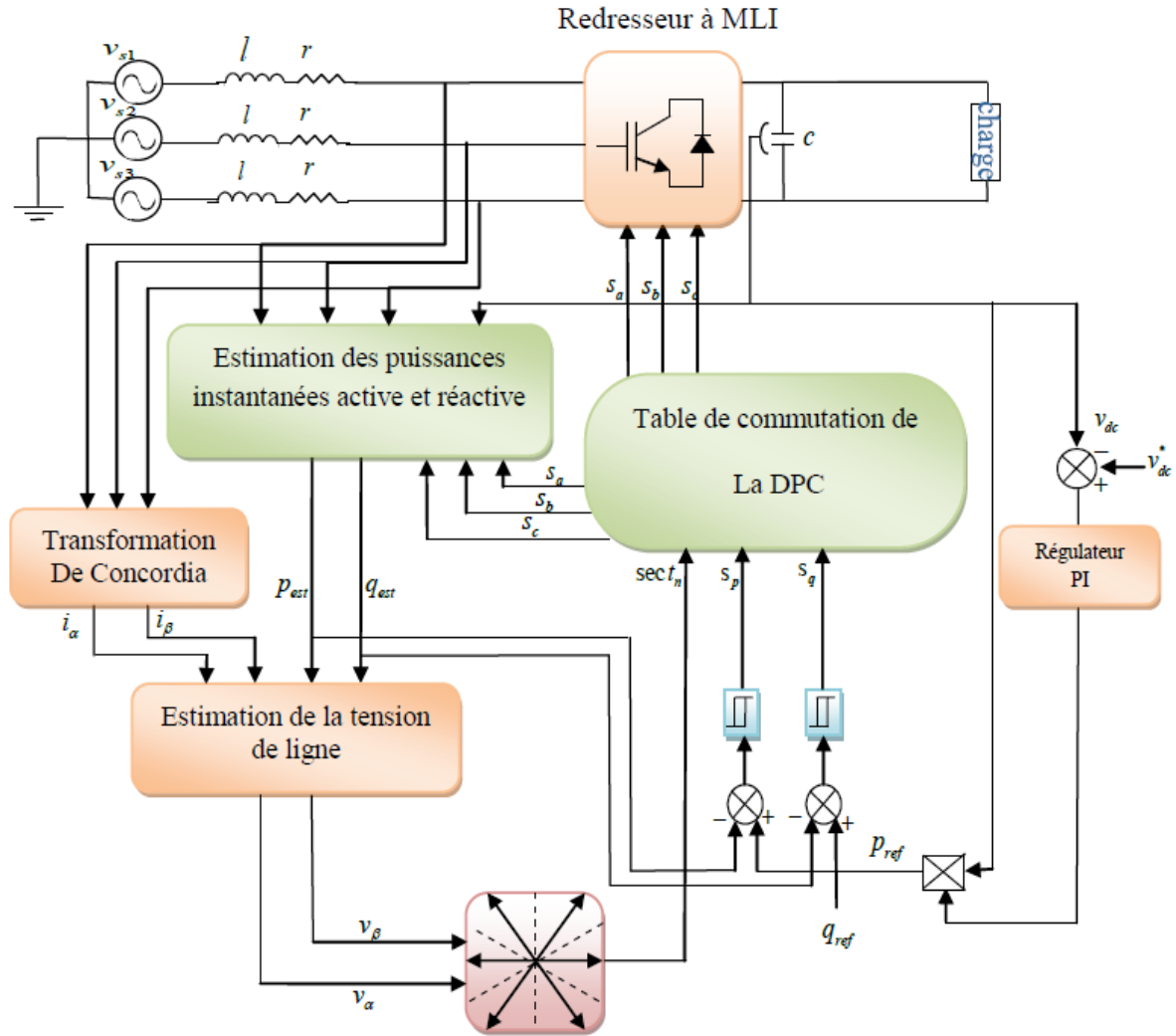
Il s'agit aussi d'une stratégie de commande à deux boucles de régulation, une pour les courants et l'autre pour la tension. De même que pour la stratégie de commande-*abc*, les boucles de régulation du courant incluent deux paires de régulateurs de type «Proportionnel-Intégral » (PI), pour les deux axes *dq*[15].

Les axes réels du repère tournant sont typiquement fixés à la tension de ligne. En raison des transformations de coordonnées, les composantes de courant à commander deviennent des quantités continues en régime permanent, et l'action intégrale des correcteurs peut ainsi éliminer les erreurs statiques en régime permanent des composantes fondamentales. En outre le réglage de la tension continue est typiquement mis en application avec un contrôleur simple de type PI [9].

Le comportement du redresseur MLI est fortement non linéaire, pour cette raison plusieurs travaux présentés comme solutions : les algorithmes non linéaires pour améliorer les performances et le fonctionnement de ce type de convertisseur tels que la commande par mode glissant qui est également considérée comme étant très robuste contre les variations des paramètres[16],et le PI à gain variable [17].

### **I.3.5. Commande directe de puissance DPC**

L'idée principale de la commande directe de puissance (DPC) proposée initialement par *Ohnishi*(1991) et développée ensuite par *Noguchi et Takahachi* en 1998, est similaire à la commande directe du couple (DTC) des machines asynchrones [6]. Au lieu du flux et du couple, les puissances actives (*p*) et réactives (*q*) instantanées sont choisies comme deux grandeurs à contrôler [6]. Ce qui assure au redresseur à MLI une absorption des courants sinusoïdaux avec un contrôle découplé des puissances actives et réactives. Cette méthode de«commande directe de puissance » des redresseurs à MLI exige que le réseau électrique soit équilibré en tension [8]. La (figure I.8) montre la configuration globale de la commande directe de puissance sans capteur de tension pour un redresseur à MLI triphasé.



**Figure I.8 :** Commande directe de puissance (DPC) du redresseur à MLI

L'apparition des charges non linéaires complexes caractérisées par des exigences technologiques très particulières a permis le développement de techniques de commande des convertisseurs statiques par l'utilisation des stratégies de contrôle non linéaires. L'auteur [18] propose une commande directe de puissance (DPC) pour le redresseur MLI basé sur la théorie de commande à structure variable (mode glissant). La commande proposée est plutôt simple, robuste, non sensible à la perturbation et la variation paramétriques du système, et avec des caractéristiques dynamiques très bonnes.

L'amélioration de la qualité des courants absorbés par le redresseur MLI et le maintien de la tension continue à la sortie autour de la référence nécessite une régulation de tension et des courants rapide et robuste. Pour cette raison [19] présente une commande directe de puissance (DPC) fonctionnant avec un contrôleur à logique floue qui remplace le régulateur PI de tension continue dans les commandes classiques.

La commande prédictive directe de la puissance (P-DPC) du redresseur MLI utilise la (SVM) basée sur le calcul du vecteur moyen de tension de redresseur utilise un algorithme de commande prédictive, qui fait la puissance active et réactive instantanée égale à leurs valeurs de référence à chaque instant de prélèvement ont été développées par [6]. La stratégie de P-DPC assuré le fonctionnement à fréquence de commutation constante et facteur de puissance unitaire avec une bonne régulation et stabilité de tension continue .

#### **I.4.Les Applications Modernes Du Redresseur à MLI**

L'étude du redresseur à MLI montre plusieurs avantages par rapport aux autres redresseurs classiques (à diode et à thyristors), qu'il est possible de fonctionner dans les quatre quadrants pour la commande des machines [5]. Cette structure permet donc tous les types de transfert d'énergie possibles, alimenter une charge (passive ou active) en continu à partir d'un réseau alternatif, le courant prélevé sur ce réseau étant sinusoïdal. On peut donc, avec un redresseur MLI, obtenir un facteur de puissance très proche de l'unité. On peut aussi régler, par le contrôle, l'énergie réactive absorbée ou fournie.

##### **I.4.1. Redresseur à MLI « lien entre les systèmes à 50Hz et à 60Hz »**

Le redresseur à MLI peut être utilisé comme un lien entre deux systèmes à fréquence différente. La (Figure I.9) montre un exemple typique d'utilisation de ce dernier pour ce type d'applications. Ce type de montage présente une simplicité, une propreté et une flexibilité importante par rapport aux systèmes classiques à base de thyristors [9].

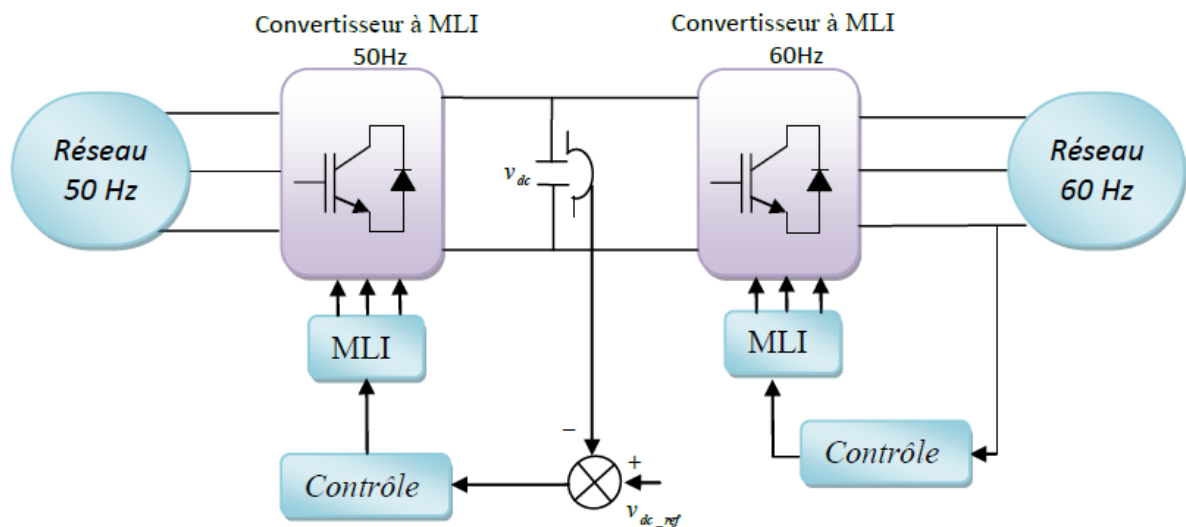
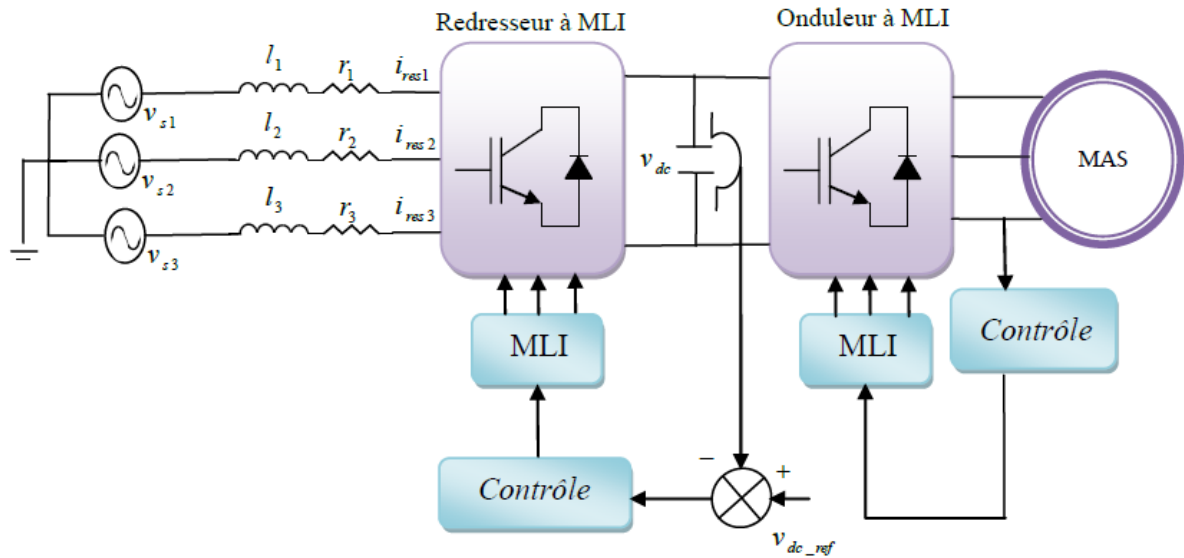


Figure I.9 : Redresseur à MLI « Liaison entre un système à 50Hz et un système à 60Hz »

#### I.4.2. L'utilisation du redresseur à MLI dans les variateurs de vitesse

La plupart des convertisseurs statiques utilisés dans les variateurs de vitesse de machine asynchrone sont constitués par la mise en cascade d'un redresseur à diodes et d'un onduleur de tension MLI. L'inconvénient de cette association est la génération de perturbations basse fréquence sur le réseau électrique. De plus, le redresseur à diodes n'étant pas réversible, il est impossible de récupérer l'énergie de freinage de la charge, énergie dissipée alors dans des résistances (pertes). Une des solutions envisagées pour améliorer les performances des variateurs consiste à remplacer le redresseur à diodes par un redresseur à MLI [9] [20].

L'avantage de cette solution (Figure I.10) est de pouvoir prélever sur le réseau des courants quasi sinusoïdaux, et de pouvoir renvoyer l'énergie de freinage sur le réseau, augmentant ainsi le rendement global du système (efficacité énergétique).



**Figure I.10 :** Utilisation du redresseur à MLI dans les variateurs de vitesse

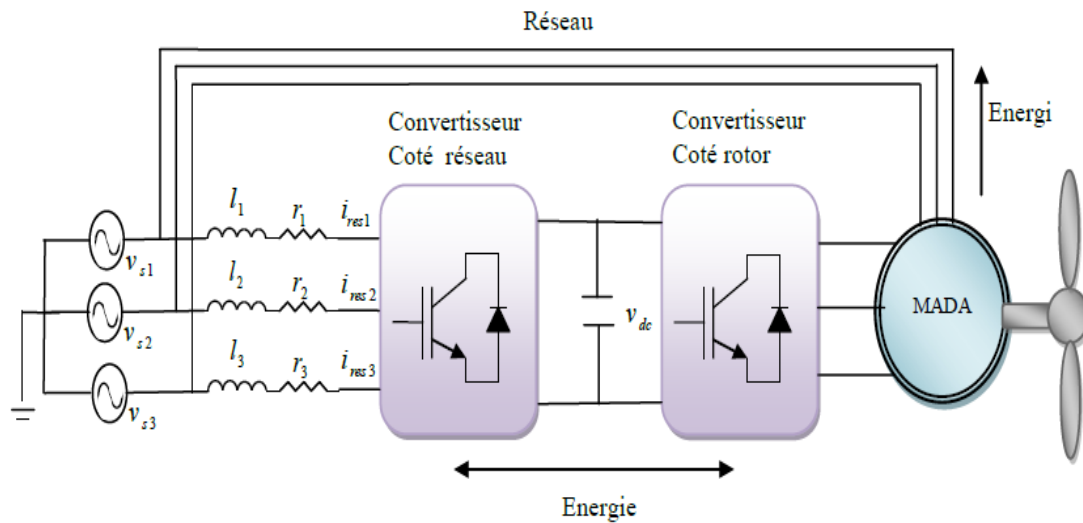
#### I.4.3. Redresseur à MLI dans le système de conversion d'énergie éolienne

La participation aux services systèmes doit se faire sur un réseau alternatif triphasé. Il est alors nécessaire d'utiliser un convertisseur électronique pour la conversion continu-alternatif et/ou alternatif - continu dans la chaîne de conversion d'énergie éolienne [21].

Plusieurs topologies dans le système de conversion d'énergie éolienne utilisent le redresseur à MLI pour la connexion sur le réseau électrique telle que la structure de la machine asynchrone à double alimentation pilotée par le rotor à intermédiaire de deux convertisseurs MLI (Figure I.11).

Cette structure que nous avons étudié dans notre travail, utilise le redresseur à MLI pour deux raisons principales [18]:

- ✓ Utiliser un redresseur réversible en courant afin de permettre le transfert de la puissance de glissement entre le rotor et le réseau ce qui permet les fonctionnements en hyper ou hypo synchronisme .
- ✓ Les courants de réseau absorbés par le convertisseur coté réseau sont quasi sinusoïdaux.



**Figure I.11 :** Redresseur à MLI dans le système de conversion d'énergie éolienne

Ce convertisseur réversible en courant va pouvoir être utilisé pour le stockage et le déstockage de l'énergie grâce à l'unité de stockage connectée en parallèle sur le bus continu.

En fonction des conditions, ce convertisseur fonctionnera tout aussi bien en redresseur qu'en onduleur en maintenant la tension du bus continu constante aux bornes de la capacité.

## I.5. Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté, tout d'abord, une étude générale des redresseurs à MLI, topologies de basse, principe de fonctionnement. Après nous avons présenté une analyse bibliographique sur les principes de base des différentes techniques de commande des redresseurs à MLI ainsi que leurs avantages et leurs inconvénients, dans cette partie. Les nouvelles technologies et l'application de ce convertisseur dans l'industrie actuelle est déjà présentée.

La suite de ce mémoire sera consacrée à l'étude théorique avec de simulations numérique de la commande prédictive de courants absorbés par le redresseur à MLI.

# *Chapitre II :*

---

*Modélisation de redresseur et Principe de la  
Commande Prédictive*

## II.1 Introduction

De toutes les commandes modernes dites aussi avancées, la commande prédictive est la plus utilisée dans l'industrie, aussi bien pour les qualités techniques auxquelles elle doit ses performances que pour sa facilité de mise en oeuvre, grâce au progrès des outils de calcul numérique et d'implémentation en temps réel.

L'emploi de la commande prédictive dans le domaine du génie électrique est relativement récent. En effet, de nombreux algorithmes de commande prédictive ont été proposés dans des littératures récentes concernant principalement les entraînements électriques à courant alternatif et les redresseurs statiques.

## II.2. Modélisation du redresseur

### II.2.1. Structure générale

Le (Figure II.1) donne les trois étages du circuit de puissance, le réseau, la charge et le convertisseur à MLI, chaque étage sur présenté par la suite :

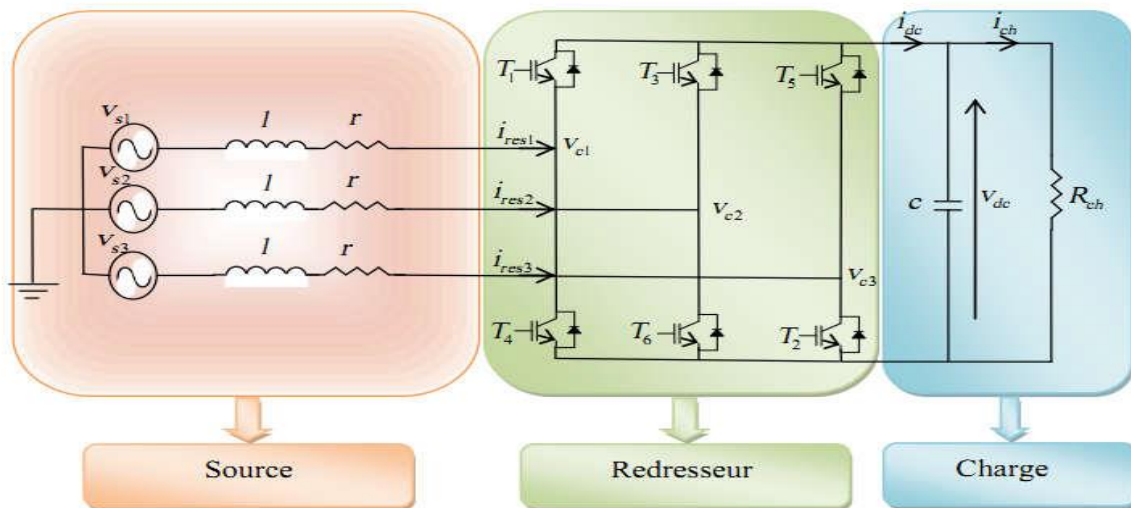


Figure II.1 : Structure du redresseur à MLI

### II.2.1.1 La source d'alimentation

La source est modélisée par une FEM triphasée sinusoïdale en série avec une inductance "l" et une résistance "r" qui représentent l'impédance totale de la ligne [22], [9].

On suppose le réseau équilibré, avec les mêmes impédances dans les trois phases, les tensions de ligne sont exprimées comme suit :

$$\begin{cases} V_{S1} = r i_{res1} + L \frac{di_{res1}}{dt} + V_{c1} \\ V_{S2} = r i_{res2} + L \frac{di_{res2}}{dt} + V_{c2} \\ V_{S3} = r i_{res3} + L \frac{di_{res3}}{dt} + V_{c3} \end{cases} \quad (II.1)$$

Et les courants de chaque phase du réseau sont alors donnés par le système d'équations différentielles suivant :

$$\frac{dy}{dx} \begin{bmatrix} i_{res1} \\ i_{res2} \\ i_{res3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{r}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{r}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{r}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{res1} \\ i_{res2} \\ i_{res3} \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} V_{S1} - V_{c1} \\ V_{S2} - V_{c2} \\ V_{S3} - V_{c3} \end{bmatrix} \quad (II.2)$$

### II.2.1.2 Le redresseur à MLI

Il est représenté au schéma de la Figure II.1. Les IGBTs et les diodes constituant le pont sont supposées idéales. C'est à dire que l'on néglige les phénomènes de commutation [11], [23].

Il est modélisé en associant à chaque bras une fonction logique  $F_{i1}$

$F_{i1} = 1$  si  $T_i$  fermé et  $T_{i+3}$  et ouvert .

$F_{i1} = 0$  si  $T_i$  ouvert et  $T_{i+3}$  et fermé .

Le tableau ci-dessous représente toutes les configurations possibles du convertisseur en fonction des ordres de commande  $[F_{11} F_{21} F_{31}]$  ainsi que les tensions simples à l'entrée du pont, pour une tension constante du bus continu  $V_{dc}$ . Notons que les deux interrupteurs de chaque bras sont à commande complémentaire [6].

**Tableau II.1 :** Tensions simples en fonction des différents ordres de commande.

N°	F <sub>11</sub>	F <sub>21</sub>	F <sub>31</sub>	V <sub>c1</sub>	V <sub>c2</sub>	V <sub>c3</sub>
0	0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	2v <sub>dc</sub> /3	-v <sub>dc</sub> /3	-v <sub>dc</sub> /3
2	1	1	0	v <sub>dc</sub> /3	v <sub>dc</sub> /3	-2v <sub>dc</sub> /3
3	0	1	0	-v <sub>dc</sub> /3	2v <sub>dc</sub> /3	-v <sub>dc</sub> /3
4	0	1	1	-2v <sub>dc</sub> /3	v <sub>dc</sub> /3	v <sub>dc</sub> /3
5	0	0	1	-v <sub>dc</sub> /3	-v <sub>dc</sub> /3	2v <sub>dc</sub> /3
6	1	0	1	v <sub>dc</sub> /3	-2v <sub>dc</sub> /3	v <sub>dc</sub> /3
7	1	1	1	0	0	0

Dans ce tableau, les tensions simples s'expriment en fonction des ordres de commande

par la relation ci-dessous:

$$\begin{bmatrix} V_{C1} \\ V_{C2} \\ V_{C3} \end{bmatrix} = \frac{v_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11} \\ F_{21} \\ F_{31} \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

Où V<sub>dc</sub> la tension continue a la sortie de redresseur à MLI.

De même on peut exprimer le courant continu i<sub>dc</sub> en fonction des courants d'entrées.

$$i_{dc} = [F_{11} \quad F_{21} \quad F_{31}] \begin{bmatrix} i_{res1} \\ i_{res2} \\ i_{res3} \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

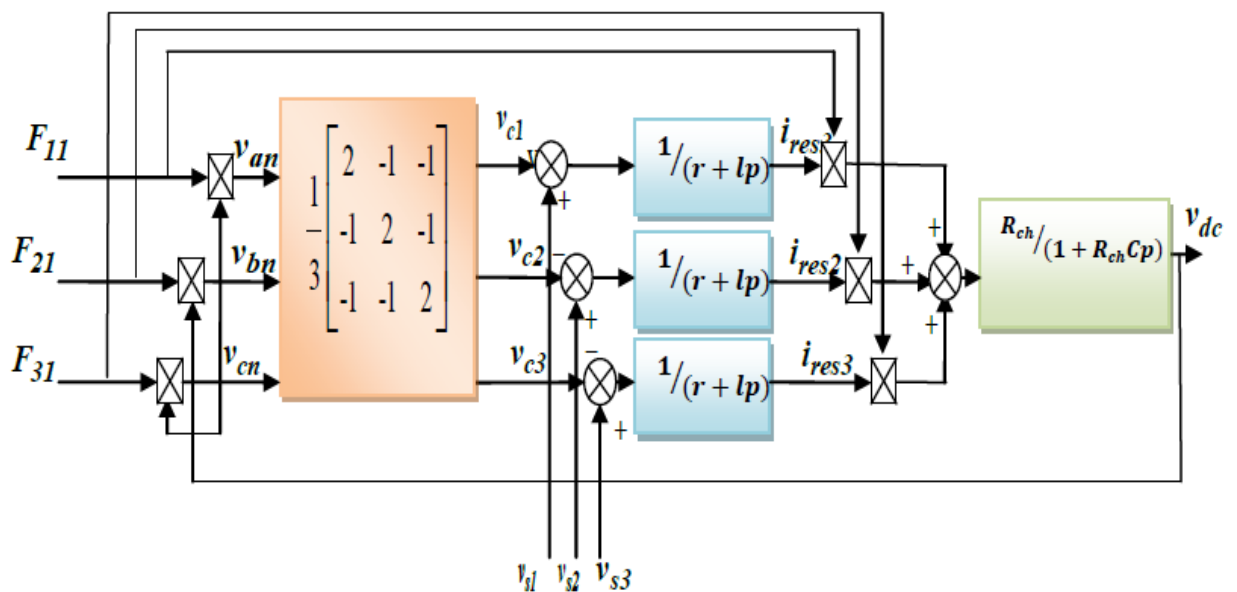
### II.2.1.2 La Charge

Cet étage est constitué d'une capacité  $C$  (pour diminuer les ondulations de la tension redressée) placée en parallèle avec une résistance  $R$ , modélisant la charge continue [22], [9].

La tension  $v_{dc}$  aux bornes de la charge est donnée par l'équation suivante:

$$\begin{cases} \frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} (i_{dc} - i_{ch}) \\ V_{dc} = R_{ch} \cdot i_{ch} \end{cases} \quad (II.5)$$

A partir des relations (II.1), (II.2), (II.3), (II.4) on peut établir le schéma fonctionnel global du redresseur à MLI ayant comme entrées la commande des gâchettes des interrupteurs du haut ( $F_{11}$   $F_{21}$   $F_{31}$ ) et comme sortie la tension redressée  $V_{dc}$



**Figure II.2:**Modèle de simulation du redresseur à MLI dans les coordonnées triphasées.

### II.2.2. Représentation vectorielle

L'auteur a considéré la relation (II.6) pour représenter les huit états possibles de la tension d'entrée  $u$  dans un plan complexe  $\alpha - \beta$ :

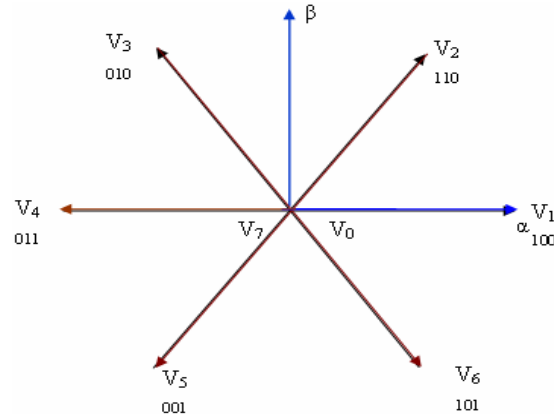


Figure. II.3 : Présentation du vecteur de tension.

$$V_{k+1} = \begin{cases} (2/3) V_{dc} e^{jk\pi/3} & \text{pour } k = 0 \dots 5 \\ V_1 = V_0 = 0 \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

Les huit états de commutation sont représentés ci-dessous :

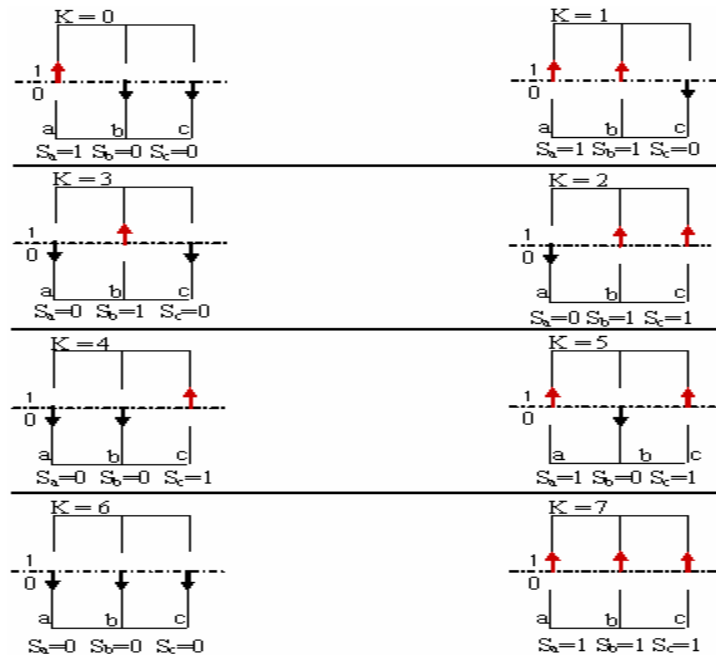


Figure. II.4: États de commutation du pont d'un redresseur MLI.

### II.2.2.1 Représentation dans le référentiel triphasé a - b -c

Les équations de la tension pour le système triphasé équilibré sans neutre peuvent être écrites comme :

$$U_L = U_i + U_s \quad (\text{II.7})$$

$$U_L = Ri_L + L \frac{di_L}{dt} + U_s \quad (\text{II.8})$$

$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} U_{Sa} \\ U_{Sb} \\ U_{Sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

et la tension d'entrée du redresseur peut être écrite comme suit :

$$U_{Sn} = U_{dc} \left( S_n - \frac{1}{3} \sum_{n=a}^c S_n \right) \quad / S \in \{0,1\} \quad (\text{II.10})$$

Par ailleurs, on peut écrire le courant du bus continu sous la forme :

$$C \frac{dU_{dc}}{dt} = i_c \quad (\text{II.11})$$

Le courant dans la capacité peut aussi être écrit comme :

$$i_c = i_{dc} - i_{ch} \quad (\text{II.12})$$

Aussi, le courant  $i_c$  est la somme du produit des courants de chaque phase par l'état de son interrupteur :

$$C \frac{dU_{dc}}{dt} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c - i_{ch} \quad (\text{II.13})$$

Donc, le côté alternatif du redresseur :

$$\begin{aligned} L \frac{di_a}{dt} + Ri_a &= U_a - U_{dc} \left( S_a - \frac{1}{3} \sum_{n=a}^c S_n \right) = U_a - U_{dc} \left( S_a - \frac{1}{3} (S_a + S_b + S_c) \right) \\ L \frac{di_b}{dt} + Ri_b &= U_b - U_{dc} \left( S_b - \frac{1}{3} \sum_{n=a}^c S_n \right) = U_b - U_{dc} \left( S_b - \frac{1}{3} (S_a + S_b + S_c) \right) \\ L \frac{di_c}{dt} + Ri_c &= U_c - U_{dc} \left( S_c - \frac{1}{3} \sum_{n=a}^c S_n \right) = U_c - U_{dc} \left( S_c - \frac{1}{3} (S_a + S_b + S_c) \right) \end{aligned} \quad (\text{II.14})$$

Où les tension du réseau sont exprimées par :

$$U_a = E_m \sin(\omega t)$$

$$U_b = E_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{II.15})$$

$$U_c = E_m \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)$$

Les équations précédentes peuvent alors être résumées comme suit :

$$\left(L \frac{d}{dt} + R\right) i_n = U_n - U_{dc} \left(S_n - \frac{1}{3} \sum_{n=a}^c S_n\right) \quad (\text{II.16})$$

$$C \frac{dU_{dc}}{dt} = \sum_{n=a}^c S_n i_n - i_{ch} \quad (\text{II.17})$$

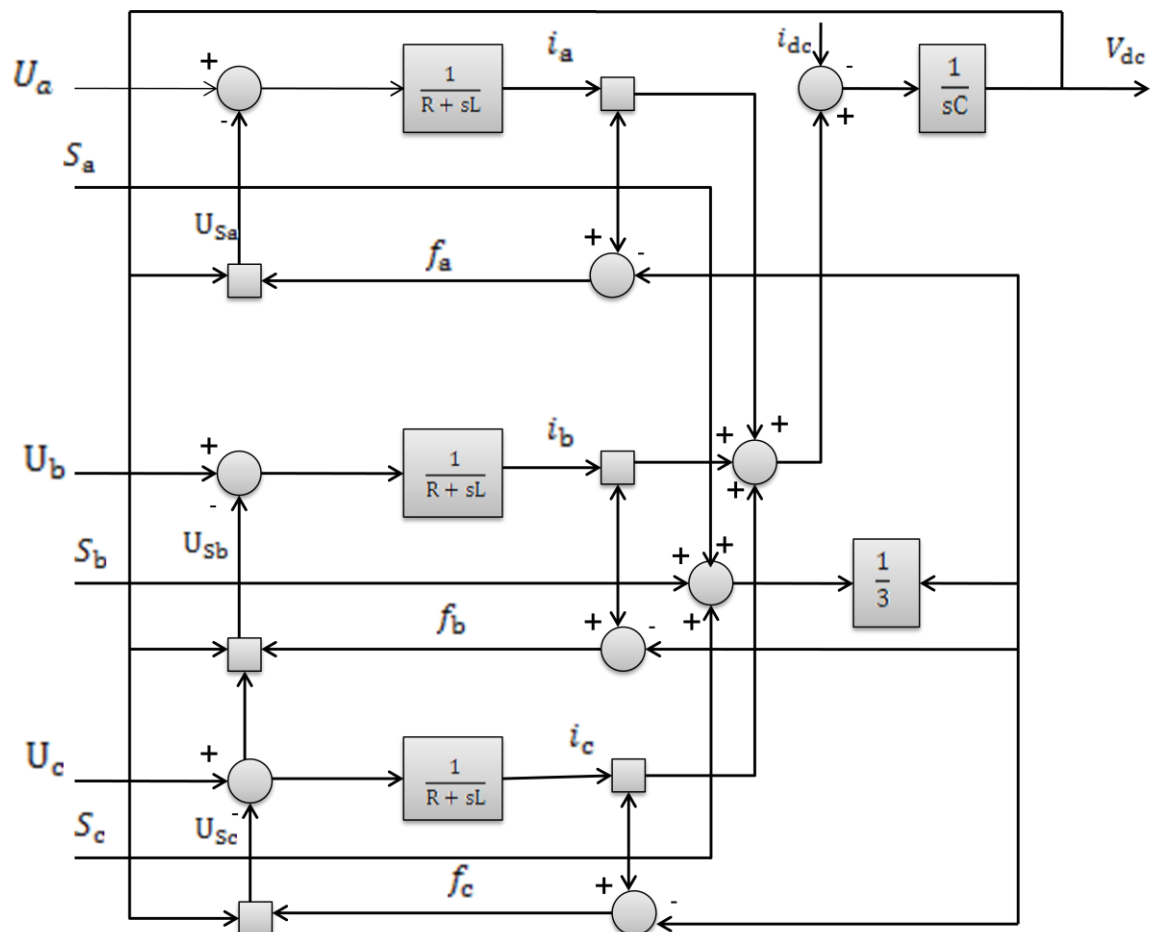


Figure. II.5 : Schéma fonctionnel d'un redresseur MLI dans les coordonnées triphasées normales.

### II.2.2.2 Représentation dans le référentiel fixe $\alpha - \beta$

Les équations de tensions dans le repère fixe  $\alpha - \beta$  sont obtenues par l'application des équations ... avec :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/2 & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \gamma & \sin \gamma \\ -\sin \gamma & \cos \gamma \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

Ce qui donne :

$$Ri_{L\alpha} + L \frac{di_{L\alpha}}{dt} = U_{S\alpha} - U_{dc}S_\alpha \quad (\text{II.20})$$

$$Ri_{L\beta} + L \frac{di_{L\beta}}{dt} = U_{S\beta} - U_{dc}S_\beta$$

$$C \frac{dU_{dc}}{dt} = \sum_{n=\alpha}^{\beta} S_n i_{Ln} - i_{ch} = \frac{3}{2} (S_\alpha i_{L\alpha} + S_\beta i_{L\beta}) - i_{ch} \quad (\text{II.21})$$

Où:

$$S_\alpha = \frac{1}{\sqrt{6}} (2S_a - S_b - S_c) \quad , \quad S_\beta = \frac{1}{\sqrt{2}} (S_b - S_c) \quad (\text{II.22})$$

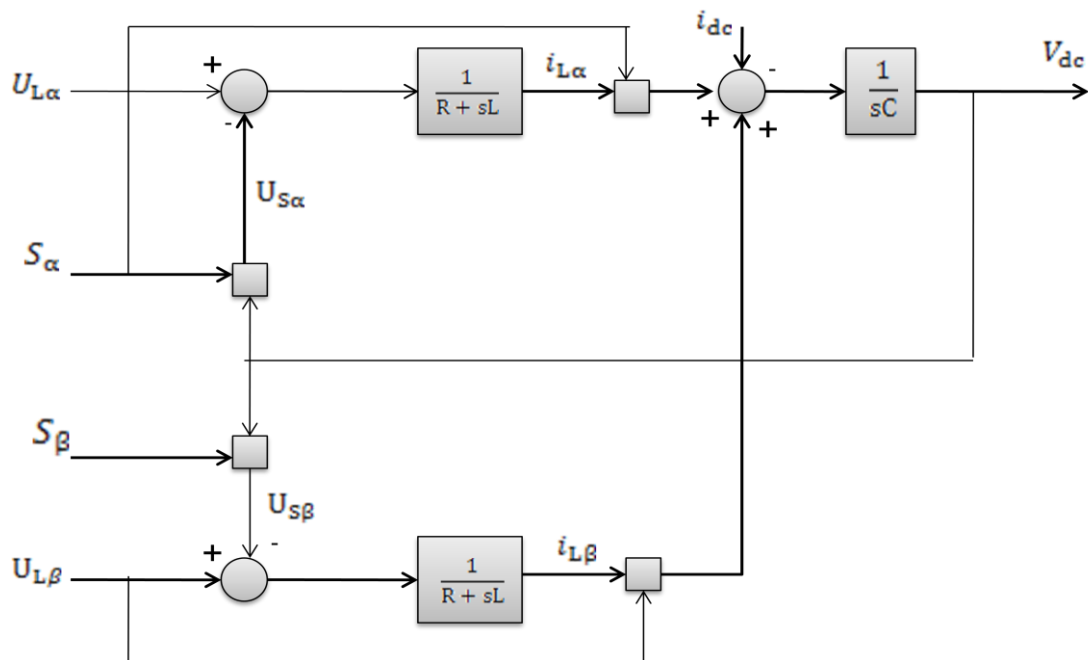


Figure. II.6 : Schéma fonctionnel d'un redresseur MLI dans les coordonnées fixes  $\alpha - \beta$ .

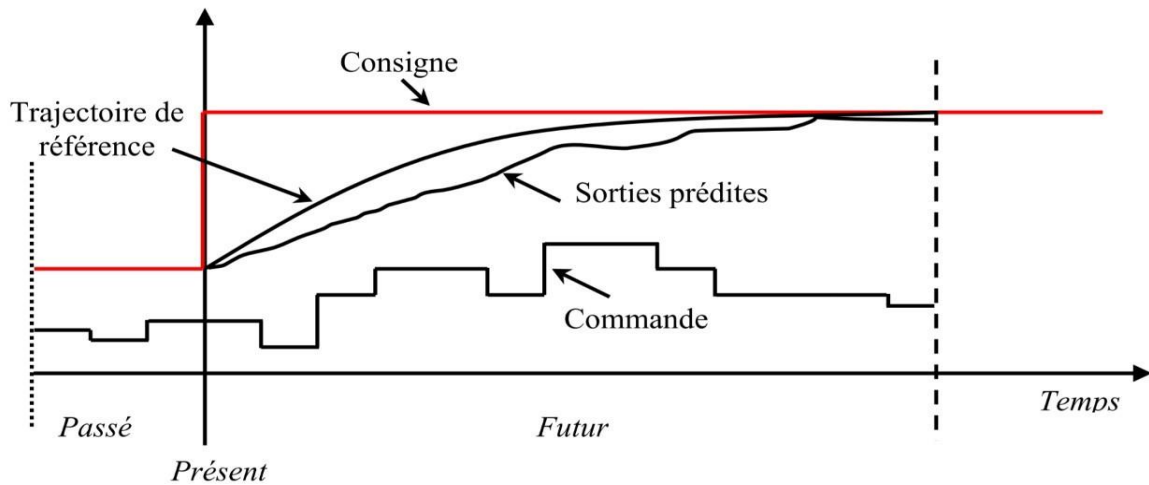
### **II.3 Principe de la commande prédictive**

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 [24], [25].

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 II.7):

- ❖ calcul des prédictions des variables commandées jusqu'à un horizon de temps  $N_2$  grâce au modèle interne du processus .
- ❖ élaboration d'une trajectoire de référence à suivre .
- ❖ calcul d'une séquence d'échantillons futurs de commandes optimales minimisant une fonction de coût un horizon temporel  $N_u$ .
- ❖ 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 II.7:**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.

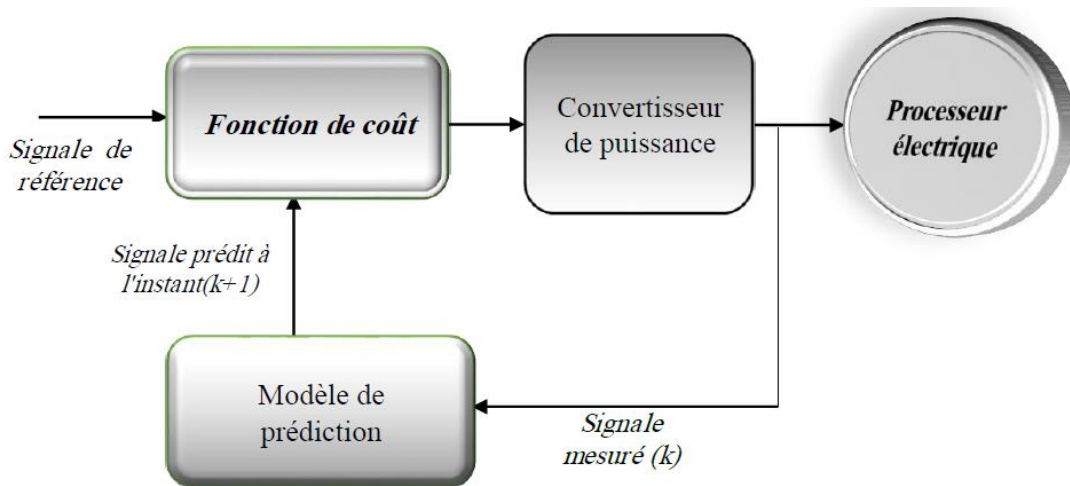
Les avantages cités précédemment confèrent à la commande prédictive une grande aptitude pour être appliqué aux convertisseurs statiques de l'électronique de puissance. Pour ces convertisseurs de puissance, il est aisé d'introduire ce genre de commande étant donné le nombre fini de combinaisons topologiques possibles.

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.

### II.3.1 Conception de la commande prédictive

Dans la phase de conception du MPC pour le contrôle des convertisseurs de puissance, les étapes suivantes sont indispensables :

- ❖ La modélisation du convertisseur de puissance et l'identification de tous les états de commutation possibles et leur relation avec les tensions ou les courants d'entrée ou de sortie ;
- ❖ La définition d'une fonction de coût qui représente le comportement souhaité du système ;
- ❖ Le développement du modèle discret qui permet de prédire le comportement futur des variables à contrôler.



**Figure II-8:** Schéma général de la commande prédictive de modèle à états fini (FS-MPC)

#### Remarque

- ❖ Le modèle prédictif obtenu doit permettre de prédire l'état du système  $X_i(t+T)$  après une durée  $T$ , pour chaque configuration  $i$  possible de convertisseur. Ce modèle n'est pas nécessairement linéaire
- ❖ une fonction coût peut par exemple être la distance entre les valeurs d'état obtenu et désiré. (error de courant, error de puissance, error de couple....).
- ❖ L'intégration par la méthode d'Euler au premier ordre du modèle sur un court intervalle de temps  $T$  [FM][BZ][Rod], conduit à l'équation suivante :

$$x(k+1) = x(k) + T \left. \frac{dx}{dt} \right|_{x=x(k)} = (1 + T(x))x(k) + TBU(k) \quad (\text{II.22})$$

Où T correspond à une durée petite (si cette intégration au premier ordre ne conduit pas à un modèle assez représentatif pour la durée considérée, un modèle d'ordre supérieur peut être utilisé)

Lors de la modélisation du convertisseur, l'élément de base est l'interrupteur d'alimentation. Il peut être un transistor IGBT, un thyristor, un GTO...etc. La modélisation la plus simple considère le convertisseur comme un commutateur avec seulement deux états de commutation : fermé et ouvert. En règle générale, le nombre d'états de commutation possibles n est :

$$n = x^y \quad (\text{II.24})$$

Où : x est le nombre d'états possibles de chaque bras du convertisseur et y est le nombre de phases du convertisseur.

## **II.4 Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons exposé triphasé le redresseur à MLI, par sa description et son modèle de fonctionnement. Ensuite, nous avons présenté une brève description et Conception de la commande prédictive basée sur le modèle du système contrôlé. Elle consiste à trouver le vecteur de commande optimal à appliquer durant chaque période de commutation en évaluant une fonction de cout prédéfinie. Les avantages cités précédemment confèrent à la commande prédictive une grande aptitude pour être appliqué aux convertisseurs statiques de l'électronique de puissance (le redresseur dans ce mémoire), comme on le verra dans le prochain chapitre.

# *Chapitre III*

---

*Commande Prédicative de Courants Absorbés par  
le Redresseur à MLI*

### **III.1 Introduction**

L'utilisation de la commande prédictive pour le contrôle direct de courants absorbés par le redresseur à *MLI* constitue l'objet du présent chapitre. Nous abordons dans un premier temps, le développement d'une approche prédictive pour commander le courant absorbé par un redresseur triphasé.

Les principes de commande développés dans ce mémoire sont basés sur le fait que seulement un nombre fini de configuration peut être généré par le modulateur « c'est pourquoi le modèle utilisé comprend des variables discrètes » et qu'un modèle peut être utilisé pour prédire le comportement du système "modèle prédictif" pour chaque configuration. La modèle obtenu doit permette de prédire l'état du système  $X_i(t+T)$  après une durée  $T$ , pour chaque configuration  $i$  possible .Une fonction coût est ensuite pour déterminer la configuration à utiliser pendant la durée  $T$ , cette fonction cout peut par exemple être la distance entre les vecteur d'état obtenu et désiré.[FM]

### **III.2 Stratégie de commande prédictive**

La stratégie prédictive est basée sur la recherche de l'optimum d'une fonction de performance (fonction coût) permettant de déterminer le vecteur de commande optimal, parmi l'ensemble des vecteurs possibles, à appliquer à l'entrée du redresseur durant chaque période de commutation. Elle consiste donc à appliquer un seul vecteur de commande durant cette période. Ainsi, les interrupteurs du pont triphasé sont commandés avec une fréquence de commutation variable.

#### **III.2.1 Modélisation du système**

Puisqu'elle est basée sur la recherche du vecteur de commande optimal, cette première stratégie de commande prédictive nécessite tout d'abord de déterminer l'expression analytique des variations provoquées par l'application de chacun des vecteurs de commande sur les courants absorbés par le redresseur à *MLI* triphasé, et ce durant un intervalle de temps égal à la période de commutation. La dynamique de ces courants est gérée par le système d'équations différentielles de premier ordre ci-dessous:

$$\begin{cases} L \cdot \frac{di_a}{dt} = e_a(t) - v_a(t) - r \cdot i_a(t) \\ L \cdot \frac{di_b}{dt} = e_b(t) - v_b(t) - r \cdot i_b(t) \\ L \cdot \frac{di_c}{dt} = e_c(t) - v_c(t) - r \cdot i_c(t) \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Dans le repère stationnaire  $\alpha$ - $\beta$ et pour trois tensions de réseau équilibrées et symétriques, le système d'équations précédent est équivalent au système d'équations ci-après :

$$\begin{cases} L \cdot \frac{di_\alpha}{dt} = e_\alpha(t) - v_\alpha(t) - r \cdot i_\alpha(t) \\ L \cdot \frac{di_\beta}{dt} = e_\beta(t) - v_\beta(t) - r \cdot i_\beta(t) \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

Pour simplifier l'équation précédente, l'effet de la résistance " $r$ " est considéré négligeable et une discrétisation du premier ordre, sur la période de commutation  $T_s$ , est appliquée à l'équation résultante. La variation des deux composantes du vecteur de courants entre deux instants d'échantillonnage successifs est alors donnée par la formule (III.3) :

$$\begin{cases} \Delta i_\alpha(k) = i_\alpha(k+1) - i_\alpha(k) = \frac{T_s}{L} [e_\alpha(k) - v_\alpha(k)] \\ \Delta i_\beta(k) = i_\beta(k+1) - i_\beta(k) = \frac{T_s}{L} [e_\beta(k) - v_\beta(k)] \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

Cependant, le vecteur de tension à l'entrée du redresseur,  $v_{\alpha\beta}$ , ne peut avoir que sept valeurs en fonction des différents états possibles des interrupteurs constituant le pont triphasé. En prenant en compte cette propriété et si le même vecteur de commande est maintenu à l'entrée du redresseur pendant la période  $T_s$ , uniquement sept variations du vecteur de courants sont envisageables. L'équation (III.4) précédente peut donc s'écrire sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \Delta i_{\alpha i}(k) = \frac{T_s}{L} [e_\alpha(k) - v_{\alpha i}] \\ \Delta i_{\beta i}(k) = \frac{T_s}{L} [e_\beta(k) - v_{\beta i}] \end{cases} \quad i = 0,1,2, \dots,6 \quad (\text{III.4})$$

### **III.2.2 Modèle prédictif**

L'objectif de la commande prédictive de courant consiste à sélectionner le vecteur de commande adéquat minimisant l'erreur des courants absorbés à chaque instant d'échantillonnage. Le vecteur de courant au prochain échantillon " $k+1$ ", dû à l'application du  $i_{\text{éme}}$  vecteur de commande, est donné par l'expression ci-après[26] :

$$\begin{cases} i_{\alpha}(k+1) = i_{\alpha}(k) + \Delta i_{\alpha i}(k) \\ i_{\beta}(k+1) = i_{\beta}(k) + \Delta i_{\beta i}(k) \end{cases} \quad i = 0,1,2, \dots,6 \quad (\text{III.5})$$

Tenant compte de cette dernière équation, l'erreur de suivi de référence des deux composantes du vecteur de courants au prochain instant d'échantillonnage est exprimée par l'équation (III.6) :

$$\begin{cases} i_{\alpha}^*(k+1) - i_{\alpha}(k+1) = i_{\alpha}^*(k+1) - i_{\alpha}(k) - \Delta i_{\alpha i}(k) \\ i_{\beta}^*(k+1) - i_{\beta}(k+1) = i_{\beta}^*(k+1) - i_{\beta}(k) - \Delta i_{\beta i}(k) \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

Dans le cas général, il existe trois vecteurs de commande possibles :

- Un vecteur minimisant l'erreur du courant  $i_{\alpha}$ ;
- Un vecteur minimisant l'erreur du courant  $i_{\beta}$ ;
- Un vecteur minimisant une fonction des deux erreurs de courant.

### **III.2.3 Fonction de cout**

Pour aboutir à une commande performante et simultanée des deux courants  $i_{\alpha}$  et  $i_{\beta}$ , il est indispensable de définir une fonction de performance, relative aux deux erreurs de courant à optimiser. Cette dernière peut avoir plusieurs expressions analytiques. Dans notre travail, nous proposons deux expressions pour cette fonction. La première expression est définie par la somme des valeurs absolues des deux erreurs de courant. Elle attribue le même degré de priorité aux deux courants commandés  $i_{\alpha}$  et  $i_{\beta}$ . Elle est définie par la relation suivante :

$$f(i) = |i_{\alpha}^*(k+1) - i_{\alpha}(k) - \Delta i_{\alpha i}(k)| + |i_{\beta}^*(k+1) - i_{\beta}(k) - \Delta i_{\beta i}(k)| \quad (\text{III.7})$$

La deuxième fonction possède une forme quadratique définie par la relation ci-dessous

$$f(i) = [i_{\alpha}^*(k+1) - i_{\alpha}(k) - \Delta i_{\alpha i}(k)]^2 + [i_{\beta}^*(k+1) - i_{\beta}(k) - \Delta i_{\beta i}(k)]^2 \quad (\text{III.8})$$

Le minimum de la fonction de performance, calculé au début de chaque période de commutation, permet d'identifier la variation optimale (vecteur de commande optimal), à provoquer sur les deux courants commandés pour obtenir une bonne convergence de  $i_{\alpha}$  et  $i_{\beta}$  vers leurs trajectoires de référence à la fin de la période de commutation.

### III.3 Estimation des références des courants commandés

L'estimation des références des deux courants commandés,  $i_{\alpha}$  et  $i_{\beta}$ , peut s'effectuer de deux manières distinctes. La première méthode consiste à estimer les références à partir des tensions sinusoïdales de la source alternative alimentant le redresseur, sans utilisation de *PLL*. La deuxième méthode exploite les sorties d'une *PLL* triphasée.

#### III.3.1 Estimation des références à partir de $e_{\alpha\beta}$ :

Cette méthode d'estimation n'est valable que dans le cas où les tensions de source sont de formes d'ondes sinusoïdales. Dans ce cas, le vecteur des courants absorbés,  $i_{\alpha\beta}$ , et celui des tensions de source,  $e_{\alpha\beta}$ , sont proportionnels. Ce qui permet d'écrire la relation (III.9)

ci-dessous :

$$i_{\alpha\beta}^*(k+1) = G \cdot e_{\alpha\beta}(k+1) \quad (\text{III.9})$$

D'autre part, les valeurs des composantes du vecteur  $e_{\alpha\beta}$  à l'instant prochain d'échantillonnage peuvent être déduites à partir des valeurs actuelles, en utilisant une rotation d'un angle de  $\omega T_s$ , par l'intermédiaire de la matrice suivante :

$$\begin{bmatrix} e_{\alpha}(k+1) \\ e_{\beta}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega T_s) & -\sin(\omega T_s) \\ \sin(\omega T_s) & \cos(\omega T_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{\alpha}(k) \\ e_{\beta}(k) \end{bmatrix} \quad (\text{III.10})$$

### **III.3.2 Estimation des références à base d'une PLL :**

Pour cette méthode, les références des courants absorbés sont données par l'équation (III.11), dont les trois signaux sinusoïdaux unitaires,  $\sin(\omega t)$ ,  $\sin(\omega t - 2\pi/3)$  et  $\sin(\omega t - 4\pi/3)$  sont obtenus par le biais d'une PLL triphasée.

$$\begin{cases} i_a^*(t) = I_{max} \cdot \sin(\omega t) \\ i_b^*(t) = I_{max} \cdot \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ i_c^*(t) = I_{max} \cdot \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (III.11)$$

En appliquant la transformation  $abc/\alpha\beta$ , les références des courants dans le repère stationnaire,  $\alpha\text{-}\beta$ , sont définies par les expressions ci-dessous :

$$\begin{cases} i_\alpha^*(t) = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} I_{max} \cdot \sin(\omega t) \\ i_\beta^*(t) = -\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} I_{max} \cdot \cos(\omega t) \end{cases} \quad (III.12)$$

Les valeurs des deux références à l'instant prochain d'échantillonnage peuvent être exprimées en fonction des valeurs actuelles mesurées en utilisant la relation suivante:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha^*(k+1) \\ i_\beta^*(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega T_s) & -\sin(\omega T_s) \\ \sin(\omega T_s) & \cos(\omega T_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha^*(k) \\ i_\beta^*(k) \end{bmatrix} \quad (III.13)$$

### **III.4 Configuration globale de la stratégie de commande**

Cette section est à l'élaboration d'une commande prédictive direct du couple et du flux pour un ensemble machine asynchrone avec onduleur triphasé. Cette démarche impose tout d'abord d'obtenir un modèle de l'ensemble convertisseur-machine.

La commande doit choisir une configuration de l'onduleur. Pour cela, pour chaque configuration possible de l'onduleur dans l'espace d'état, la direction d'évolution correspondante est prédite. Puis, une fonction coût ( $F$ ) est utilisée. Enfin, une durée d'application pour la configuration retenue (optimale) est déterminée [FM].

La configuration globale de la stratégie de commande prédictive de courants avec optimisation est illustrée sur la (figure III. 1).

L'estimation des références des courants commandés est basée sur la deuxième méthode du fait que les tensions du réseau sont souvent distordues en pratique.

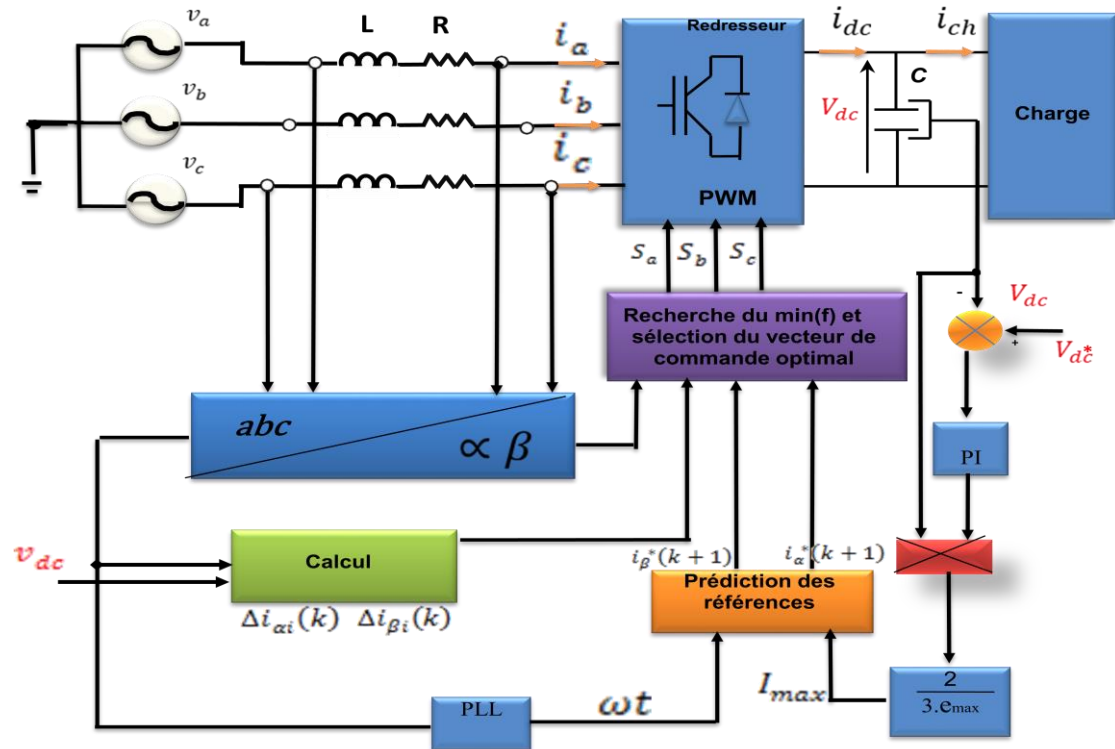


Figure III. 1 Structure de commande prédictive de courants du redresseur triphasé avec optimisation.

La grandeur  $I_{max}$  représente l'amplitude maximale des références. Elle est fournie par le régulateur  $PI$  de la tension du bus continu, elle est donc supposée constante entre deux instants d'échantillonnage successifs,  $I_{max}(k+1)=I_{max}(k)$ . Cette hypothèse a été également prise en compte lors de l'écriture de l'équation précédente. Il est à noter que les vecteurs nuls  $v_0$  et  $v_7$  ne sont pas pris en considération pour rechercher le vecteur optimal.

### III.5 Résultats d'implémentation en simulation

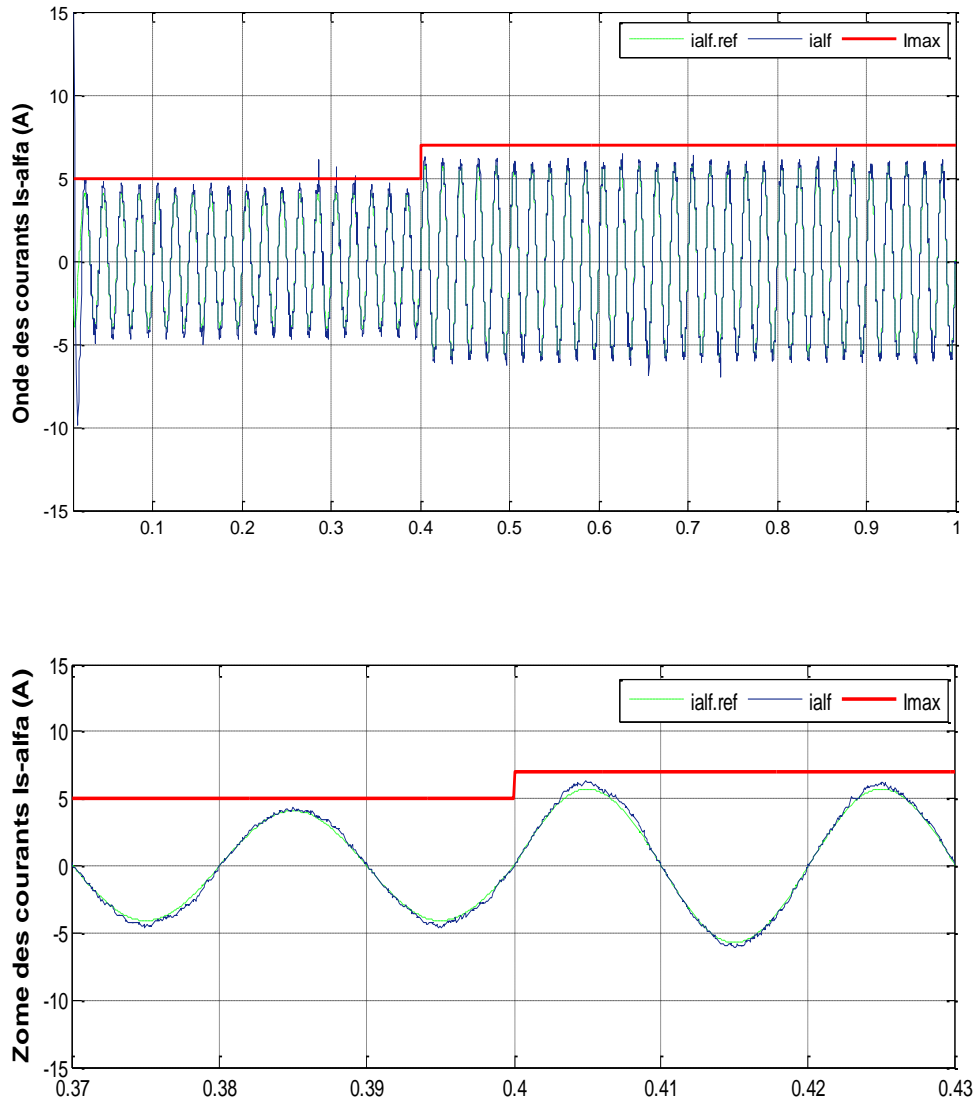
Ayant établi le modèle permettant d'implanter l'algorithme de la commande développée, nous avons effectué des simulations dans le but et d'analyser les performances de l'approche prédictive élaborée.

**Tableau III.1:** Paramètres du circuit électrique et données de la commande.

Fréquence d'échantillonnage $f_s$	15KHZ
Résistance de l'inductance de couplage $r$	0.56 $\Omega$
Self de l'inductance de couplage $L$	19.5 mH
Capacité du bus continu $C$	1100 $\mu F$
Résistance de la charge	68.6 $\Omega$
Tension composée efficace du réseau $E$	85V
Fréquence du réseau $f$	50 Hz
Référence de la tension continue de sortie $v_{ds}^*$	180 V

Les résultats obtenus montrent que la stratégie proposée possède des performances notables en régime permanent et transitoire. Nous avons constaté que les composantes du vecteur de courants commandé,  $i_\alpha$  et  $i_\beta$ , suivent leurs trajectoires de référence avec une dynamique et une convergence correcte, ce qui implique une absorption de courants de forme d'onde quasi sinusoïdale.

Sur la (figure III.2) nous présentons les formes d'onde des courants commandés  $i_\alpha$  et  $i_\beta$  ainsi que leurs références. Dans ce test de simulation, nous avons provoqué une variation de l'amplitude  $I_{\alpha\beta max}$  en 0.4 (S) de 5 à 7 (A). La réponse du système suite à une variation brutale de l'amplitude des courants de référence. En effet, une poursuite des courants commandés  $i_\alpha$  et  $i_\beta$  est assuré très correctement, avec une forme quasi sinusoïdale.



**Figure III.2** Forme d'onde des courants références  $i_{\alpha ref}$  et  $i_{\beta ref}$ , en boucle ouverte avec augmentation de  $I_{\alpha \beta max}$  de 5 à 7 A

De plus, la tension du bus continu, en boucle fermée, apparaît bien réglée autour de sa valeur de référence au régime permanent. Une augmentation de cette référence entraîne un régime transitoire de  $v_{dc}$ . La (figure III.3) démontre que les oscillations de cette dernière sont bien amorties et que le dépassement principal n'excède pas.

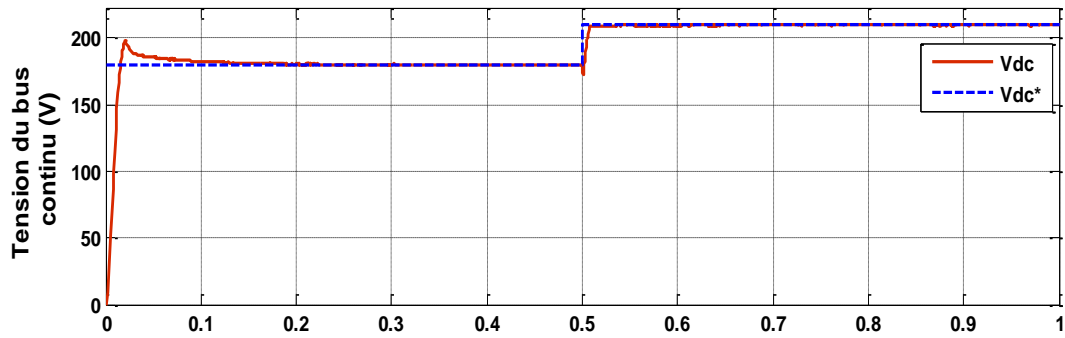


Figure III.3: Transitoire de la tension du bus continu pour une variation de la référence  $v_{dc}^*$ .

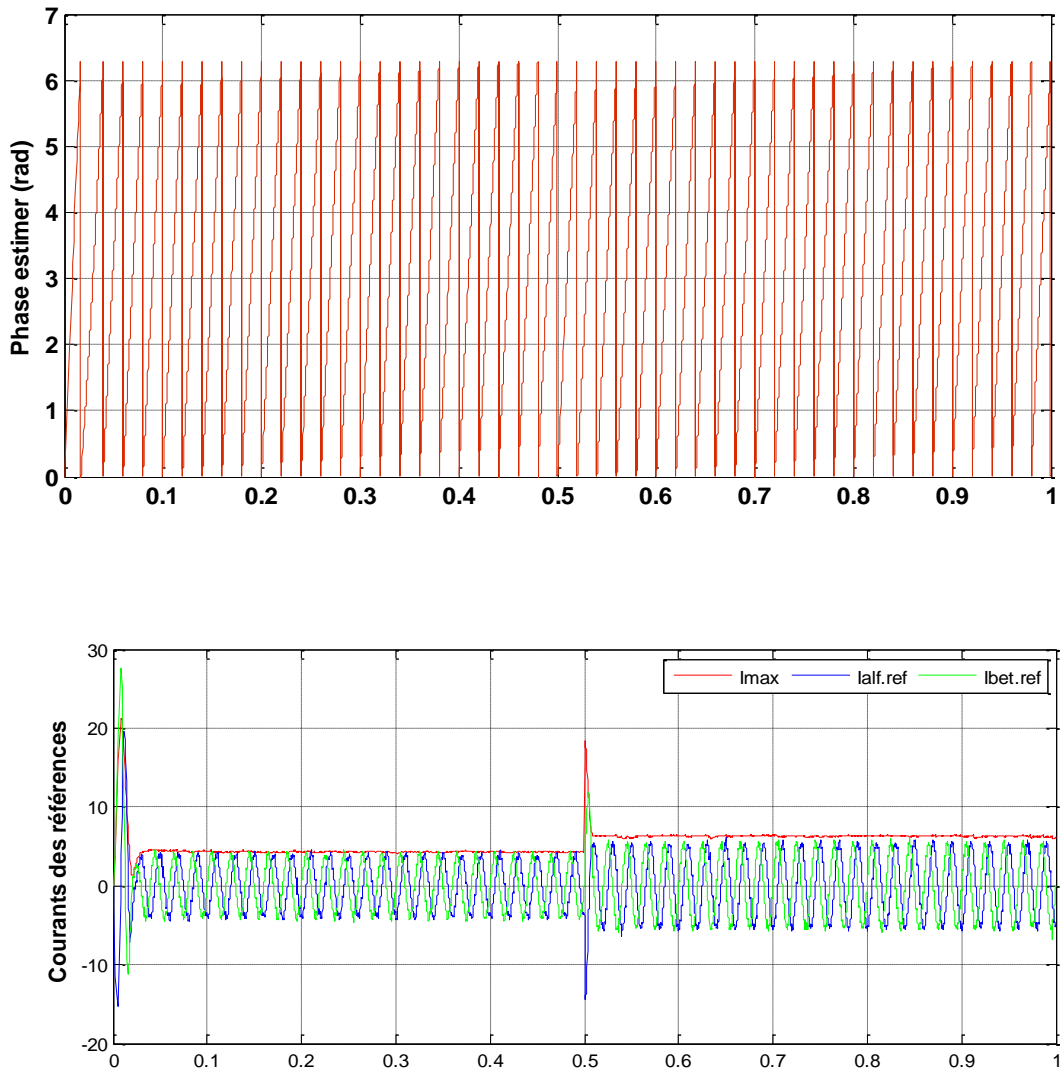


Figure III.4: Résultats de la PLL a) : phase estimator b) : forme d'onde des courants références  $i_{\alpha.ref}$  et  $i_{\beta.ref}$ , en boucle fermée avec  $I_{max}$

Un grandissement de la forme d'onde des courants  $i_{\alpha}$  et  $i_{\beta}$ , dans le cas d'une augmentation de  $v_{dc}^*$ , est illustré sur la (figure III.5). Sur cette figure, nous constatons que les courants conservent leurs formes sinusoïdales.

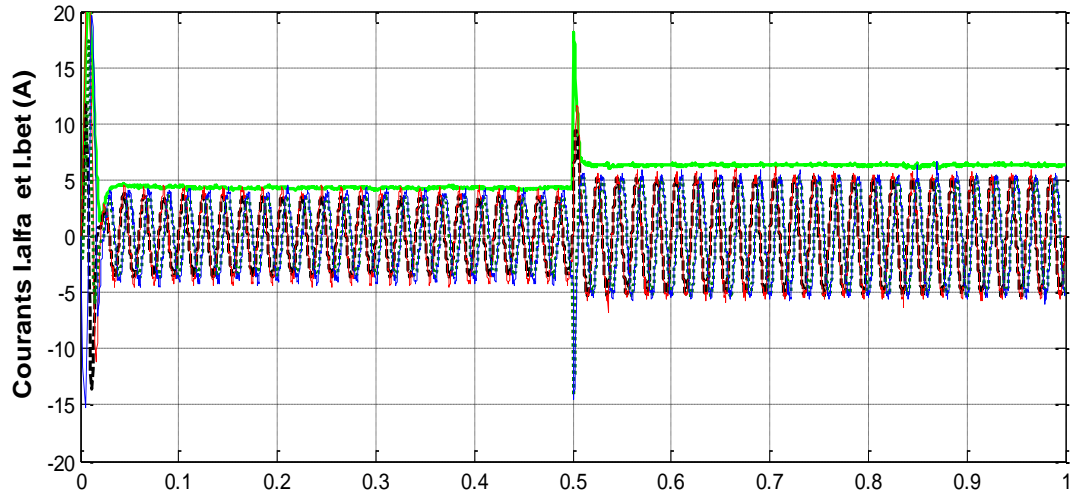


Figure III.5: Résultats de simulation en boucle fermée avec augmentation  $V_{dc}^*$  en 0.5 (s) : (a) Forme d'onde des courants  $i_{\alpha}$  et  $i_{\alpha.ref}$ , (b) Zoom sur  $i_{\alpha}$  et  $i_{\beta}$ .

### III.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons exposé la stratégie de la commande prédictive permet de commander directement les courants absorbés par le pont redresseur triphasé. L'approche est basée sur la recherche du vecteur de commande optimal minimisant une fonction de performance. Le vecteur optimal sélectionné est appliqué durant une période complète de commutation. Les courants sont commandés dans le repère stationnaire  $\alpha$ - $\beta$ . L'une pour la commande des courants dans le repère stationnaire  $\alpha$ - $\beta$ , dont les trajectoires de référence possèdent une forme d'onde sinusoïdale,

Plusieurs résultats de simulation, attestant les performances en régime transitoire et permanent, sont présentés et analysés. Ces résultats sont jugés très pertinents la stratégie développée.

# *Conclusion Générale*

---

## Conclusion Générale

Dans ce travail, nous nous sommes intéressés aux principes de fonctionnement et de contrôle d'un convertisseur AC/DC de courant associé à un réseau électrique équilibré contrôlé par la stratégie de commande prédictive .

A la lumière de l'étude bibliographique approfondie faite sur les différentes structures de convertisseurs AC/DC à absorption sinusoïdale, nous avons pu apprécier l'importance des recherches effectuées sur les redresseurs à MLI surtout de structure tension (redresseur à MLI). La modélisation dans le repère de Park nous a permis d'avoir un modèle simplifié du redresseur à MLI. Ce modèle est utilisé dans la synthèse des lois de commande.

Nous avons proposé une stratégie de commande prédictive de courant. A cet effet, l'approche est basée sur la sélection du vecteur de commande optimal qui doit être appliqué durant chaque période d'échantillonnage, afin d'optimiser une fonction de coût. Le minimum de la fonction de performance, permet d'identifier la variation optimale, à provoquer sur les deux courants commandés pour obtenir une bonne convergence de  $i_a$  et  $i_b$  vers leurs trajectoires de référence. L'estimation des références des courants commandés est basée sur la méthode PLL du fait que les tensions du réseau sont souvent distordues en pratique. La grandeur  $I_{max}$  représente l'amplitude maximale des références. Elle est fournie par le régulateur PI de la tension du bus continu.

Les résultats obtenus montrent que la stratégie proposée possède des performances notables en régime permanent et transitoire. Nous avons constaté que les composantes du vecteur de courants commandés suivent leurs trajectoires de référence avec une dynamique et une convergence correcte, ce qui implique une absorption de courants de forme d'onde quasi sinusoïdale.

## **Perspectives**

Les suites à donner à ce travail sont multiples, mais il conviendra dans un premier temps de réduire les imperfections inhérents à l'algorithme que nous avons utilisé qui sont essentiellement dus :

- ✓ L'insertion du redresseur à MLI avec la stratégie de commande dans le système de conversion d'énergie éolienne.
- ✓ Réalisation de commande prédictive avec fréquence de commutation constante.
- ✓ Implémentation pratique des algorithmes de commande.
- ✓ L'insertion un contrôleur flou pour le réglage de la tension du bus continu du redresseur.

# *Références Bibliographiques*

---

## Références Bibliographiques

- [1] Bouafia Abdelouahab « Techniques de commande prédictive et floue pour les Systèmes d'électronique de puissance : Application aux redresseur a MLI» Thèse de doctorat Université Ferhat Abbas – Sétif, 2010.
- [2] E. F. Camacho and C. Bordons, —Model predictive controll, Ed. Springer-Verlag, London, 2004.
- [3] M. N. Zeilinger, D. M. Raimondo, A. Domahidi, M. Morari and C.N. Jones, —On RealTime Robust Model Predictive Controll, Automatica, vol. 50, pp. 683–694, 2014.
- [4] S. NOUI , " Etude et Réalisation d'un Redresseur à MLI Commandé par DSP. Application à l'alimentation d'un Onduleur Á Trois Niveaux ", Mémoire de magister , Ecole Militaire polytechnique (EMP), Alger, 2004.
- [5] B. KORICH , " Commande D'un Convertisseur AC/DC Triphasé à quatre bras En Régime Déséquilibré ", Mémoire de magister , Ecole Militaire Poly technique (EMP), Alger, 2009.
- [6] A. BOUAFIA , F. KRIM , J. GAUBERT , " Predictive direct power control of three-phase pulse width modulation (PWM) rectifier using space-vector modulation (SVM)", IEEE Trans. Power Electron., vol. 25, no. 1, pp. 1945–1955, JANUARY. 2010.
- [7] M. MALINOWSKI, M.P. KAZMIERKOWSKI, A. TRZYNADLOWSK " Review and comparative study of control techniques for three-phase PWM rectifiers " ,Science Direct , M. Malinowski et al. / Mathematics and Computers in Simulation 63 (2003) 349–36 03 , 2003
- [8] B. MANSOUR, S.BARKAT, "Commande par Orientation de la Tension d'un Redresseur PWM Utilisant la Commande Non Linéaire Adaptative" Le Premier Séminaire National sur le Génie Electrique Appliqué aux Energies Renouvelables Chlef \_ ALGRIE janvier 2010.
- [9] L. BELHADJI, « Commande Directe de Puissance Basée sur le Flux Virtuel d'un Convertisseur AC/DC Triphasé sans Capteur de Tension » Mémoire de magister , Ecole Militaire poly technique (EMP), Alger, 2007.

- [10] M.TEDJANI, «Gestion des flux énergétiques dans un système de conversion éolienne» Mémoire de magister , Université. d'Annaba 2011.
- [11] F.HAMOUDI, " Commande Robuste d'un Filtre Actif Shunt à Quatre Fils ", Mémoire de Magistère, Université de Batna, 2008.
- [12] H .KOURA, "Application d'une Filtre Série au Tension au Contrôle de la Tension d'un Réseau Basse Tension", Mémoire de magister, Université de Batna 2006.
- [13] A. DE BERNARDINIS, " Etude et Optimisation d'un Ensemble Alternateur a Aimants / Redresseur Commande. Application a un Véhicule Hybride ", Thèse de doctorat, L'Institut National Polytechnique de Lorraine , 2000.
- [14] Z. LOUNIS, " Apports Des Techniques de Câblages Laminaires Dans Un Onduleur a IGBT de Moyenne Puissance", Thèse de doctorat, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine ,2000.
- [15] H. DENNOUN, " Contribution à l'étude des redresseurs à MLI à facteur de puissance unitaire", Mémoire de magister, Ecole Militaire poly technique (EMP), Alger, 2001.
- [16] D.MIN, H.YOUM et H.KWON « SVM-based hysterisis current controller forthree phase PWM rectifier » .IEE, N° 2, vol 146, Mars 1999.
- [17] L. HUA, L.HE, B.WANG " The Research of Three Phase Voltage PWM Rectifier Based on Variable-Structure Control", IEEE International Conference on Intelligent Computation Technology and Automation (ICICTA.2008),N-978-0-7695-3357-5/08 ,2008.
- [18] J. Fadat, Y. Dorali : "Redresseur à absorption de courants sinusoïdaux: commande dans le repère triphasé", 3EI, no. 52, pp. 46-59, Mars 2008.
- [19] T. Ohnuki, O. Miyashita, P.Lataire, G.Maggetto, "Control of a Three-Phase PWM Rectifier Using Estimated AC-Side and DC-Side Voltages" IEEE Trans, Power Electronics, Vol. 14, No. 2, March 1999.
- [20] T. Noguchi, H. Tomiki, S. Kondo, and I. Takahashi, "Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors," IEEE Trans. Ind. Application, vol. 34, pp. 473–479, May/June 1998.
- [21] M.AISSANI, S. MITT "Commande directe de puissance d'un redresseur à MLI" Mémoire de PFE ingénieur EMP, ALGER, 2005.

- [22] P.RIOUAL, H. POULIQUEN, J-P. LOUIS, " Control of a PWM rectifier in the unbalanced state by robust voltage regulation ",The European Power Electronics Association, , N°13-169,1993.
- [23] B. BOSE "An Adaptive Hysteresis-Band Current Control Technique of a Voltage-Fed PWM Inverter for Machine Drive System" IEEE Transactions on Industrial Electronics ,Vol. 37,No. 5, pp. 402-408,1990.
- [24] F. Lydoire: "Génération de trajectoires pour la locomotion artificielle et commande à horizon fuyant avec l'arithmétique d'intervalles", Thèse de docteur de l'Université de Montpellier II, 2004.
- [25] A. Merabet: "Commande non linéaire à modèle prédictif pour une machine asynchrone", Thèse de doctorat en ingénierie de l'Université de Québec, Canada, 2007.
- [26] M.Cichowlas, M.Malinowski,M P. Kazmierkowski,D L .Sobczuk, P. Rodriguez, and j.Pou,"Active filtering Function of Three-phase PWM Boost Rectifier under different line voltage condition ",IEEE Transformation on Industrial Electronics ,2005.