

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITÉ MOULoud MAMMERI DE TIZI-OUZOU



FACULTÉ DE GÉNIE ÉLECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE
DÉPARTEMENT D'ÉLECTROTECHNIQUE

THÈSE DE DOCTORAT
SPÉCIALITÉ : ÉLECTROTECHNIQUE

Présentée par

M. Adel RAHOUI

Sujet :

**TECHNIQUES AVANCÉES POUR LA COMMANDE ET L'OBSERVATION
D'UN REDRESSEUR MLI**

Devant la commission d'examen composée de :

Salah HADDAD	Professeur, UMM Tizi-Ouzou	Président
Hamid SEDDIKI	Maître de Conférences A, UMM Tizi-Ouzou	Rapporteur
Rabah MELLAH	Professeur, UMM Tizi-Ouzou	Examineur
Tahar OTMANE-CHERIF	Maître de Conférences A, UMM Tizi-Ouzou	Examineur
Boubekeur MENDIL	Professeur, UAM Bejaïa	Examineur
Djaffar OULD ABDESLAM	Maître de Conférences HDR, UHA Mulhouse	Invité

Date 06/06/2017.

Thèse préparée au Laboratoire **L2CSP** de l'Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou
Directeur de thèse : M. Hamid SEDDIKI

À LA MÉMOIRE DE MON PÈRE
À MA MÈRE

Avant-Propos

Le travail présenté dans ce mémoire de thèse a été préparé au sein de l'équipe Energies Renouvelables du Laboratoire de Conception et Conduite des Systèmes de Production (L2CSP) de l'Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou (UMMTO).

A l'issue de ce travail je tiens à adresser ma reconnaissance et mes remerciements à toutes les personnes qui ont contribué, chacune à leur manière, à l'accomplissement de cette thèse.

Tout d'abord, je voudrais exprimer toute ma reconnaissance à mon directeur de thèse, Monsieur Hamid SEDDIKI, Maître de Conférences à l'UMMTO, qui m'a permis de préparer ce travail dans les meilleures conditions. Je le remercie également pour son encadrement et son dévouement.

Je tiens profondément à remercier Monsieur Ali BECHOUCHE pour sa participation efficace à m'encadrer, pour ces conseils indispensables et ces orientations primordiales.

Je remercie vivement Monsieur Koussaila MESBAH pour son aide, sa disponibilité et son soutien indéfectible tout au long de ces années. Son aide se retrouve dans tous les aspects de ce travail, que ce soit dans la réalisation du prototype expérimental, dans la validation expérimentale des algorithmes développés ou dans la rédaction de ce document.

Je remercie également Monsieur Boussad BOUKAIS du temps qu'il a consacré à relire attentivement mes articles. Il a apporté un point de vue et un raisonnement qui m'ont beaucoup aidé dans mes travaux.

J'adresse également mes sincères remerciements à Monsieur Djaffar OULD ABDESLAM, Maître de Conférences à l'UHA, pour m'avoir accueilli lors de mon séjour à Mulhouse et m'avoir assuré toutes les conditions nécessaires pour mener à bien mes recherches.

Je remercie monsieur Salah HADDAD, Professeur à l'UMMTO, pour l'honneur qu'il nous fait en acceptant de présider ce jury.

Que Monsieur Rabah MELLAH, Professeur à l'UMMTO, trouve ici l'expression de mes vifs remerciements pour avoir accepté d'examiner ce travail et de faire partie du jury.

J'adresse mes remerciements à Monsieur Tahar OTMANE-CHERIF, Maître de Conférences à l'UMMTO, pour son aide, ses encouragements et pour avoir accepté d'examiner ce travail et de faire partie du jury.

J'exprime mes sincères remerciements à Monsieur Boubekour MENDIL, Professeur à l'Université Abderrahmane Mira de Béjaïa, pour avoir accepté d'examiner ce travail et de faire partie du jury.

Je remercie Monsieur Saïd HARMIM pour ses encouragements.

Je remercie le Doctorant Monsieur Yacine TRIKI, pour sa sympathie et ses encouragements.

Un grand merci à tous mes amis de la promotion LGE08, et de la résidence universitaire Hasnaoua E-01.

Je ne pourrais pas finir ces pages sans remercier de tout mon cœur ma mère, mon frère et ma sœur pour leur soutien inconditionnel et leurs encouragements tout au long de ces années et pour leur patience infinie.

Table des matières

Introduction générale	1
Chapitre 1 : Réseaux de neurones pour l'identification et la commande du redresseur à MLI connecté au réseau	5
1.1 Introduction	7
1.2 Convertisseur à MLI connecté au réseau.....	8
1.3 Stratégies de commande du redresseur à MLI connecté au réseau	9
1.3.1 Etat de l'art sur la commande du redresseur à MLI	9
1.3.2 Structure générale de commande d'un redresseur à MLI	12
1.4 Défis imposés à la commande du redresseur à MLI connecté au réseau.....	14
1.5 Réseaux de neurones pour une commande toujours plus performante.....	16
1.6 Introduction aux réseaux de neurones	17
1.6.1 Neurone formel	17
1.6.2 Réseau ADALINE.....	18
1.6.3 Avantages des techniques neuronales	22
1.7 Conclusion	23
Chapitre 2 : Commande vectorielle adaptative du redresseur à MLI	24
2.1 Introduction	26
2.2 Structure et modélisation du redresseur à MLI triphasé.....	27
2.2.1 Structure du redresseur à MLI.....	27
2.2.2 Modélisation du redresseur à MLI	28
2.2.3 Théorie des puissances instantanées	37
2.3 Commande vectorielle du redresseur à MLI	38
2.3.1 Structure de la commande vectorielle	39
2.3.2 Boucle de régulation des courants.....	40
2.3.3 Boucle de régulation de la tension continue.....	42
2.3.4 PLL pour la synchronisation du redresseur à MLI au réseau électrique	44
2.3.5 Résultats de simulation et expérimentaux	46
2.4 Commande vectorielle adaptative	55
2.4.1 Différentes approches pour la commande adaptative.....	55
2.4.2 Etat de l'art sur l'identification des paramètres du filtre d'un redresseur à MLI	57

2.4.3	Technique d'identification proposée	58
2.4.4	Commande vectorielle adaptative	61
2.4.5	Résultats expérimentaux	62
2.5	Conclusion	67
Chapitre 3 : Réseaux de neurones pour la commande sans capteurs du redresseur à MLI		69
3.1	Introduction	71
3.2	RN pour l'estimation des tensions du réseau.....	73
3.2.1	ANN pour l'estimation des tensions du réseau	74
3.2.2	Filtre neuronal adaptatif	76
3.2.3	Analyse de stabilité et choix des coefficients d'apprentissage.....	78
3.3	Processus de démarrage et considérations pratiques	80
3.3.1	Procédure de démarrage de la commande sans capteurs.....	80
3.3.2	Acquisition des tensions d'entrée du redresseur à MLI.....	83
3.4	Estimateur neuronal des tensions du réseau – Première topologie proposée	83
3.4.1	Validation expérimentale	84
3.5	Estimateur neuronal des tensions du réseau – Seconde topologie proposée	91
3.5.1	Validation expérimentale	92
3.6	Etude comparative entre l'estimateur proposé et l'estimateur SOGI.....	101
3.7	Conclusion	103
Chapitre 4 : Commande directe de puissance prédictive avec estimateur neuronal du flux virtuel		105
4.1	Introduction	107
4.2	Estimation du flux virtuel	108
4.2.1	Estimation du flux virtuel par un intégrateur pur.....	109
4.2.2	Implémentation pratique de l'estimateur du flux virtuel	110
4.2.4	VF-DPC	116
4.2.5	Résultats de simulation	117
4.3	Commande directe de puissance prédictive.....	123
4.3.1	Principe de la commande prédictive	125
4.3.2	MPDPC conventionnelle	127
4.3.3	MPDPC simplifiée	132
4.3.4	Résultats de comparaison entre MPDPC conventionnelle et MPDPC simplifiée.....	133
4.3.5	Techniques de commande prédictive avec estimation du flux virtuel	135
4.3.6	Etude comparative	137
4.4	Conclusion	140
Conclusion générale		142
Annexe		144
Bibliographie		148

Introduction générale

Le développement de l'électronique de puissance a permis d'ouvrir de nouvelles possibilités à la génération, au transport et à la consommation de l'énergie électrique. Différentes structures de convertisseurs d'électronique de puissance sont actuellement utilisées dans diverses applications de connexion au réseau. Ces applications vont des convertisseurs à thyristors de grande puissance pour le transport de l'électricité en courant continu à haute tension (*high voltage direct current*) (HVDC), aux convertisseurs monophasés utilisés pour la correction du facteur de puissance (*power factor correction*) (PFC) des charges domestiques de faible puissance. La connexion au réseau de distribution d'une production d'énergies renouvelables délocalisées (éoliennes, photovoltaïques, thermo-solaires, etc.) [1], [2] et l'intégration de nouveaux équipements comme les véhicules hybrides ou électriques [3], ont également connu un essor considérable grâce à l'évolution des convertisseurs d'électronique de puissance.

Cependant, l'augmentation de la part des sources d'énergies renouvelables, qui sont de nature discontinue, et l'abondance de charges non-linéaires, telles que certains convertisseurs statiques d'électronique de puissance (à diodes ou à thyristors), les gradateurs et les lampes fluorescentes, ont créé une multitude de nouveaux problèmes tels les fluctuations de la tension (*flicker*), la génération des harmoniques de courant et de tension, l'augmentation excessive de l'échange d'énergie réactive entre l'alimentation et la charge et une diminution de l'efficacité énergétique. Pour toutes ces raisons, les gestionnaires du réseau électrique ont été contraints d'imposer des normes de plus en plus exigeantes [4], [5].

Afin de maintenir une grande qualité de l'énergie au niveau de la distribution et de répondre aux exigences des gestionnaires du réseau, des solutions ont été proposées. Tout d'abord, pour améliorer les performances des équipements déjà existants, des solutions de filtrage actif et de compensation de l'énergie réactive ont été adoptées. Ensuite, concernant les équipements en cours de développement, des efforts ont été mis en œuvre pour la conception de convertisseurs non polluants à prélèvement ou absorption de courants sinusoïdaux et à facteur de puissance élevé. Le redresseur à modulation de largeur d'impulsion (MLI) de tension s'est imposé comme la topologie de convertisseur non polluante, la plus largement utilisée pour des applications connectées au réseau. En effet, cette topologie a été exploitée dans les systèmes HVDC [6], les filtres actifs [7], les compensateurs statiques d'énergie réactive (*sta-*

tic compensators) (STATCOM) [8], ainsi que pour la connexion des sources d'énergies renouvelables au réseau [1], [2].

Les performances du redresseur MLI connecté au réseau (facteur de puissance, qualité des courants injectés ou absorbés, etc.) dépendent essentiellement de la stratégie de commande utilisée. D'une manière générale, une boucle de commande rapide (interne) est utilisée pour le contrôle du courant ou de la puissance et une boucle plus lente (externe) est utilisée pour le contrôle de la tension du bus continu. Les stratégies de commandes basées sur des correcteurs linéaires ont été largement utilisées dans le domaine industriel [9]. Les paramètres du redresseur (inductance et résistance) sont indispensables pour une conception précise de tels correcteurs. Il est alors nécessaire d'avoir une estimation précise de ces paramètres, dans le cas de perturbations de la source ou de variations paramétriques sévères. Ainsi, des techniques d'identification particulièrement orientées vers une optimisation de réponse transitoire sont nécessaires.

D'autre part, une synchronisation correcte du redresseur à MLI au réseau est essentielle afin d'assurer un facteur de puissance unitaire et un échange contrôlé des puissances active et réactive. Généralement, la synchronisation est obtenue en utilisant la mesure des tensions du réseau dans une boucle à verrouillage de phase (*Phase Locked Loop*) (PLL). Cependant, l'utilisation de capteurs pour la mesure des tensions du réseau engendre certaines contraintes. On peut citer ; le coût supplémentaire des capteurs et de leurs électroniques associées ; l'encombrement dû à l'installation des capteurs et à leur câblage ; la sensibilité des capteurs à leur environnement (température, bruits, oscillations mécaniques, compatibilité électromagnétique, etc.) ; la possibilité de défaillance d'un capteur ou d'une de ses connexions, ce qui réduit la fiabilité du système. Ces contraintes limitent l'utilisation des capteurs, voir la rendent impossible, dans certaines applications. La commande sans capteurs (*sensorless*) est apparue comme une alternative intéressante à la mesure des tensions du réseau. La synchronisation du redresseur MLI est alors réalisée en utilisant des tensions estimées ou un flux virtuel équivalent.

Bien que la théorie sur les outils d'intelligence artificielle, tels que la logique floue, les réseaux de neurones et les algorithmes génétiques, ait été développée il y a plusieurs dizaines d'années, son application aux systèmes d'électronique de puissance n'est que très récente [10]. Ces outils ont prouvés leurs capacités à améliorer les performances de systèmes industrielles grâce à des fonctionnalités telles que l'apprentissage, l'auto-organisation et l'auto-adaptation.

Grace à leur capacité d'approximation de fonctions non linéaires, les réseaux de neurones ont été exploités avec succès pour l'identification, le diagnostic et la commande de systèmes d'électronique de puissance. Des structures telles le perceptron multicouches (*multilayer perceptron*) (MLP) ou la fonction de base radiale (*radial basis function*) (RBF) sont largement utilisées [10]. Une autre structure très simple, le réseau de neurones linéaire adaptatif (ADaptive LInear NEuron) (ADALINE), a également été appliqué récemment et a donné de très bons résultats [11].

Le but de cette thèse est de développer de nouvelles techniques basées sur les réseaux de neurones linéaires pour l'identification et la commande sans capteurs du redresseur MLI connecté au réseau. Afin d'atteindre nos objectifs, nous avons tracé une stratégie de travail qui comporte des études théoriques et des tests de simulation. De plus, pour voir concrètement l'aboutissement et la finalité de nos travaux de recherches, il nous a fallu réaliser un banc d'essai comprenant un redresseur MLI triphasé et un filtre d'entrée inductif. Ce qui a permis de valider expérimentalement les différents algorithmes de commande développés.

Ce mémoire de thèse est organisé en quatre chapitres.

Le premier chapitre, expose la problématique de notre sujet de recherche. Nous présentons également un état de l'art sur la commande du redresseur MLI. L'apport des réseaux de neurones dans la commande est aussi discuté. Enfin, nous introduisons deux algorithmes d'apprentissage qui seront utilisés dans cette thèse.

Le second chapitre est consacré à la commande vectorielle adaptative du redresseur à MLI. Nous présentons tout d'abord la topologie du redresseur deux niveaux de tension puis, nous donnons sa modélisation en vue de prendre en considération toutes les dynamiques du système. La technique de commande vectorielle (*voltage oriented control*) (VOC) basée sur l'utilisation de régulateurs linéaires proportionnel-intégral (PI) est développée puis appliquée au redresseur. Des tests de simulation et une validation expérimentale ont été réalisés. Vu les limitations que présente la commande vectorielle classique en cas de variations paramétriques, nous avons proposé une nouvelle stratégie de commande adaptative avec régulateur auto-ajustable (*self-tuning regulator*). Cette stratégie est basée sur l'identification de la résistance et de l'inductance équivalentes du redresseur à MLI par un réseau de neurones de type ADALINE. Les paramètres identifiés seront exploités pour réaliser une adaptation en temps réel des termes de découplage et des gains des régulateurs PI de la boucle de courants. La nouvelle stratégie développée sera finalement testée par simulation et validée expérimentalement sur un banc d'essai.

Dans le troisième chapitre, une nouvelle stratégie de commande sans capteurs a été développée. Celle-ci utilise un estimateur neuronal inséré dans un schéma de commande vectorielle pour éliminer les capteurs de tensions du réseau.

Deux variantes de l'estimateur neuronal seront proposées. Elles exploitent un réseau de neurones adaptatif (*adaptive neural network*) (ANN) pour l'estimation des tensions du réseau et des filtres neuronaux adaptatifs (*adaptive neural filter*) (ANF), basées sur un réseau ADALINE, pour l'élimination des perturbations. La première structure utilise deux ANF pour extraire les composantes fondamentales des grandeurs d'entrée de l'ANN. Puis ce dernier réalise l'estimation des tensions du réseau. Afin de réduire la charge de calcul et améliorer les performances dynamiques, la seconde topologie utilise un seul ANF pour filtrer les tensions estimées en sortie de l'ANN.

Pour limiter les pics de courants et réduire le temps d'établissement lors de l'enclenchement de la commande, une nouvelle procédure de démarrage sera également proposée. Des tests expérimentaux seront menés pour valider les techniques proposées. Nous

clôturons ce chapitre par une étude comparative entre la seconde structure de l'estimateur proposé et un estimateur SOGI (*adaptiv second-order generalized integrator*).

Le quatrième chapitre fait l'objet de la commande directe de puissance du redresseur à MLI. Une commande sans capteurs basée sur la combinaison entre le principe de commande directe de puissance prédictive et le concept de flux virtuel est réalisée. Nous développerons dans un premier temps, un nouvel estimateur neuronal du flux virtuel qui exploite un ANF pour éliminer la composante continue du flux virtuel obtenu à partir d'un intégrateur pur. L'estimateur développé sera validé par des essais de simulations et comparé à d'autres stratégies d'estimation du flux virtuel. Ensuite, une stratégie de commande prédictive simplifiée, qui permet une réduction de la charge de calcul, est développée puis combinée avec le nouvel estimateur de flux virtuel. Ainsi, deux stratégies de commande prédictive directe de puissance sans capteur de tension sont proposées. La première est basée sur la sélection du vecteur de commande optimal minimisant une fonction de coût prédéfinie. La deuxième est basée sur le calcul d'un vecteur de commande moyen à appliquer par le biais de la modulation vectorielle. Les résultats de simulation de ces deux stratégies commande sont exposés et comparés aux résultats obtenus par deux autres stratégies de commande directe de puissance.

Nous terminons ce mémoire de thèse par une conclusion générale qui présente une synthèse des principaux résultats obtenus et donne des perspectives pouvant servir de base à de futurs travaux.

Chapitre 1

Réseaux de neurones pour l'identification et la commande du redresseur à MLI connecté au réseau

Résumé : Ce chapitre préliminaire nous permet d'introduire la problématique de notre thème de recherche et de présenter les techniques neuronales qui seront développées dans ce mémoire de thèse. En premier lieu, nous aborderons les différentes solutions disponibles pour l'amélioration des performances des convertisseurs d'électronique de puissance connectés au réseau. Nous nous intéressons à la structure du redresseur à modulation de largeur d'impulsion (MLI) de tension deux niveaux. Nous présentons alors un état de l'art sur sa commande. Nous discuterons par la suite des contraintes imposées à la commande du redresseur connecté au réseau. Afin de satisfaire ces contraintes, nous proposons des stratégies de commande exploitant les propriétés d'adaptation des réseaux de neurones. Nous exposerons la structure générale d'un réseau de neurones formel puis la structure d'un réseau de neurones linéaire. Nous étudierons en détail deux algorithmes d'apprentissage par correction d'erreur. Les avantages des techniques neuronales par rapport aux techniques conventionnelles, dans la commande et l'identification de systèmes d'électronique de puissance, seront évoqués en dernier.

Sommaire

1.1	Introduction	7
1.2	Convertisseur à MLI connecté au réseau.....	8
1.3	Stratégies de commande du redresseur à MLI connecté au réseau	9
1.3.1	Etat de l'art sur la commande du redresseur à MLI	9
1.3.2	Structure générale de commande d'un redresseur à MLI	12
1.4	Défis imposés à la commande du redresseur à MLI connecté au réseau.....	14
1.5	Réseaux de neurones pour une commande toujours plus performante.....	16
1.6	Introduction aux réseaux de neurones	17
1.6.1	Neurone formel	17
1.6.2	Réseau ADALINE.....	18
1.6.3	Avantages des techniques neuronales	22
1.7	Conclusion	23

1.1 Introduction

La demande énergétique mondiale n'a fait qu'augmenter ces dernières années, notamment en raison de la croissance économique très rapide de certains pays, comme la Chine et l'Inde. Afin de répondre à cette demande toujours plus croissante, une augmentation de plus de 20% de la production énergétique mondiale est prévue à l'horizon 2040 [12]. Cependant, les ressources énergétiques non renouvelables disponibles (pétrole, gaz naturel et charbon) sont en diminution. Il faut alors se tourner vers d'autres sources d'énergie plus pérennes. Dans ce contexte, les énergies renouvelables jouent un rôle clé. A titre d'exemple, l'énergie éolienne a atteint une capacité de production de 433 GW dans le monde, en 2015 [13], ce qui représente plus de sept fois la capacité disponible en 2005 (59 GW).

La plupart des systèmes de productions basés sur les énergies renouvelables sont des unités de basse/moyenne puissance connectées et réparties le long du réseau électrique. Ceci a conduit à l'émergence d'une structure de production (génération) décentralisée (distribuée ou dispersée). Cette structure se définit par opposition à la structure de production classique centralisée qui est caractérisée par des unités de grosses puissances raccordées au réseau électrique haute tension (centrales thermiques, centrales nucléaires, etc.). Ainsi, l'ancien concept de réseau de distribution électrique centralisé et unidirectionnel s'oriente vers une structure plus souple et bidirectionnelle, où les charges et les sources coexistent au même niveau. En dépit des avantages évidents de ce nouveau modèle, tels que la facilitation de l'électrification des zones rurales ou l'autonomie partielle du système local en cas d'incident majeur sur le réseau, l'interconnexion à grande échelle de ces systèmes aux réseaux électriques pourrait créer de nombreux problèmes techniques. On peut citer la modification du transit de puissance, la variation de la tension, la perte de la stabilité du réseau, l'impact sur la sélectivité du plan de protection, le déséquilibre de courant et de tension, le risque d'îlotage [14]. Par conséquent, les gestionnaires du réseau de distribution ont défini des exigences d'interconnexion plus strictes pour ces unités de production basées sur les énergies renouvelables [5], [15].

Les convertisseurs d'électronique de puissance sont généralement utilisés comme interface entre les sources d'énergie renouvelable et le réseau. La topologie de convertisseur la plus largement utilisée dans ce cas est le redresseur à MLI triphasé. L'utilisation d'une telle structure associée à une stratégie de commande adéquate permet de reproduire le comportement d'un générateur synchrone utilisé dans les centrales de production conventionnelles [1], [16], [17].

Ce chapitre est consacré à la présentation de l'apport des réseaux de neurones dans l'amélioration des performances de la commande du redresseur à MLI connecté au réseau. En effet, les réseaux de neurones réalisent des fonctionnalités d'identification, de contrôle ou de filtrage, qui peuvent être exploitées par les techniques classiques de l'automatique pour aboutir à des solutions plus efficaces et robustes.

Dans un premier temps, nous présenterons d'une façon générale, les principales solutions possibles pour l'amélioration des performances des convertisseurs de puissance connectés au réseau. Nous nous intéresserons plus particulièrement à la commande du redresseur à MLI deux niveaux, du fait que cette structure soit très largement utilisée de nos jours. Ensuite, un état de

l'art sur la commande du redresseur sera proposé. Les défis imposés à la commande et les principales solutions basées sur les techniques d'intelligence artificielle seront évoqués. Puis, nous aborderons le concept de base des réseaux de neurones. Nous développerons deux algorithmes d'apprentissage qui seront utilisés dans la suite de ce travail, l'algorithme de descente du gradient et l'algorithme des moindres carrés. Enfin, nous présenterons quelques avantages de l'utilisation des réseaux de neurones linéaires dans l'identification et la commande par rapport aux techniques classiques.

1.2 Convertisseur à MLI connecté au réseau

Le convertisseur de puissance est la technologie qui permet une interconnexion efficace et flexible entre les sources de production d'énergie renouvelable (décentralisée) et le réseau électrique [18], [19]. Selon la source (éolien, photovoltaïque, etc.), diverses chaînes de conversion sont utilisées. Dans tous les cas, l'étage de sortie est similaire et est constitué d'un convertisseur de tension entièrement commandé, fonctionnant en mode onduleur/redresseur avec injection/absorption de courant sinusoïdal sur le réseau. Il est connecté à la source d'énergie par un bus de tension continue V_{dc} (figure 1.1).

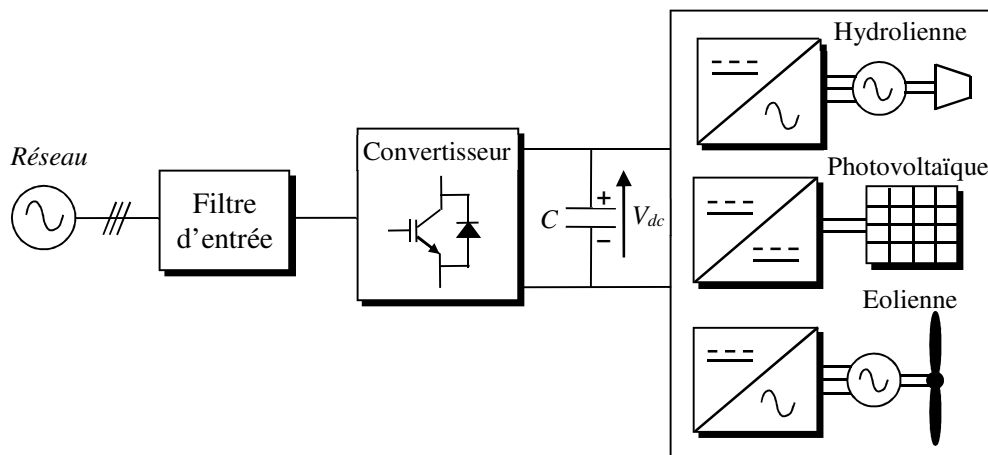


Figure 1.1 : Raccordement d'une source de puissance au réseau.

Au cours des dernières années, les convertisseurs de puissance ont connu une évolution rapide. Ce qui a rendu possible l'intégration des sources d'énergie renouvelable au réseau à des niveaux de puissance toujours plus élevés, et ceci d'une manière robuste, fiable et économique. Pour améliorer les performances de ces convertisseurs, plusieurs solutions ont été proposées :

- Dans un contexte de connexion au réseau, des structures particulières de convertisseurs ont été développées [1], [2], [20], [21]. Le redresseur à MLI deux niveaux de tension est le convertisseur le plus utilisé pour des puissances allant jusqu'à 2~3 MW [1], [20]. Deux redresseurs sont généralement connectés en série (*back-to-back*) pour un fonctionnement bidirectionnel en puissance. Pour des niveaux de puissances supérieurs à 3 MW, cette structure présente des limitations liées à l'augmentation des

pertes par commutation qui conduit à une diminution du rendement [2]. Dans ce cas, des convertisseurs multiniveaux, qui permettent de limiter les contraintes en tension subies par les interrupteurs de puissance, sont utilisés. Enfin, des structures multicellulaires ont été proposées récemment [22].

- la technologie et le choix des composants (semi-conducteurs, filtres) du convertisseur sont une autre voie de recherche. Le filtre L est généralement utilisé pour la connexion au réseau. Il permet de commander le convertisseur en courant tout en filtrant les harmoniques de haute fréquence dues à la commutation des interrupteurs. Une autre solution consiste à utiliser un filtre LCL , appelé aussi filtre en T. Ce filtre du troisième ordre réduit davantage les harmoniques. Ce qui permet de réduire le poids et la taille du filtre [23], [24]. Un filtre d'ordre supérieur de type $LLCL$ a récemment été proposé [25]. Cependant, l'utilisation de filtres LCL ou $LLCL$ crée un phénomène de résonance qu'il faut atténuer. Un amortissement passif (*passive damping*) qui peut créer des pertes élevées (et donc un rendement plus faible) ou un amortissement actif (*active damping*) qui complique la structure de commande sont alors nécessaires [20]. En tant que composant de base pour les convertisseurs, les dispositifs à semi-conducteurs de puissance jouent également un rôle important dans le développement de structures à hautes performances [2], [20].
- Enfin, l'amélioration des techniques de commande du convertisseur est une solution intéressante pour satisfaire aux nouvelles exigences imposées par les distributeurs d'énergie, notamment la qualité des courants absorbés ou injectés sur le réseau.

Cette thèse se focalise sur la dernière solution, à savoir l'amélioration des stratégies de commande. Nous avons choisi d'étudier la structure du redresseur triphasé de tension deux niveaux sans neutre recordé avec filtre L . Les techniques proposées pour cette structure relativement simple peuvent être étendues à des structures plus complexes qui reposent sur les mêmes principes tels que les convertisseurs multiniveaux. Dans ce qui suit, nous présentons les techniques de commande les plus utilisées ainsi que la structure généralement adoptée dans le cas du redresseur à MLI connecté au réseau.

1.3 Stratégies de commande du redresseur à MLI connecté au réseau

Au cours des deux dernières décennies, il y a eu d'importants travaux de recherche sur la commande du redresseur à MLI connecté au réseau. Une grande variété de nouvelles stratégies de commande ont donc été développées et analysées. De plus, étant donné la grande similarité entre le principe de fonctionnement du redresseur connecté au réseau et celui des machines alimentées par un onduleur de tension triphasé, bon nombre des techniques de commande, initialement développées pour la mise en œuvre de systèmes d'entraînement des machines, ont été adaptées avec succès au redresseur à MLI connectés au réseau.

1.3.1 Etat de l'art sur la commande du redresseur à MLI

Du fait qu'un nombre considérable de techniques ont été proposées pour la commande du redresseur connecté au réseau, nous avons choisi de ne représenter sur la figure 1.2 que les

stratégies les plus couramment utilisées. Certaines d'entre elles sont très largement utilisées du fait de leur simplicité de mise en œuvre, tel que le contrôle non linéaire à hystérésis. Tandis que des méthodes de commande plus récentes (avancées), permettent une amélioration des performances du système, mais sont généralement plus complexes et leur implémentation nécessitent l'utilisation de processeurs de signal numérique (*Digital Signal Processor*) (DSP) beaucoup plus puissant.

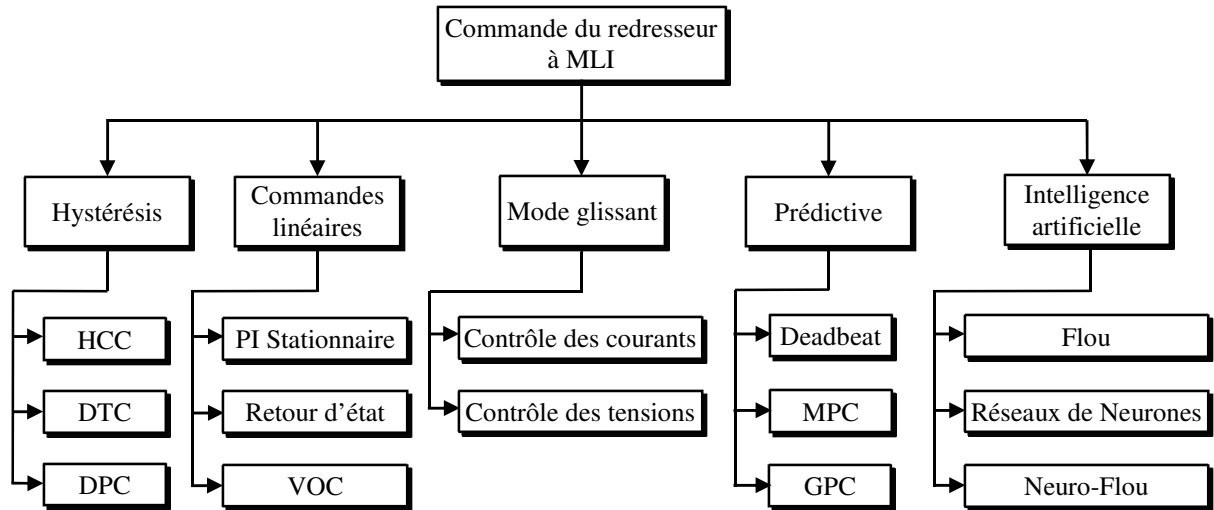


Figure 1.2 : Stratégies de commande du redresseur à MLI.

La commande à hystérésis exploite la nature non linéaire du redresseur à MLI. Les états de commutation des interrupteurs de puissance sont déterminés par comparaison entre la grandeur mesurée et sa référence, en considérant une largeur d'hystérésis donnée pour l'erreur. Cette stratégie peut être utilisée dans des applications simples telles que le contrôle du courant par hystérésis (*hysteresis current control*) (HCC) [19], mais aussi pour des schémas plus complexes tels que la commande directe de puissance (*direct power control*) (DPC) [26]. Cette dernière a été développée par analogie avec le contrôle direct de couple (*direct torque control*) (DTC) [27] des moteurs à induction. Elle consiste à contrôler les puissances instantanées, active et réactive, à la place du couple et du flux, au moyen de deux boucles internes (figure 1.3).

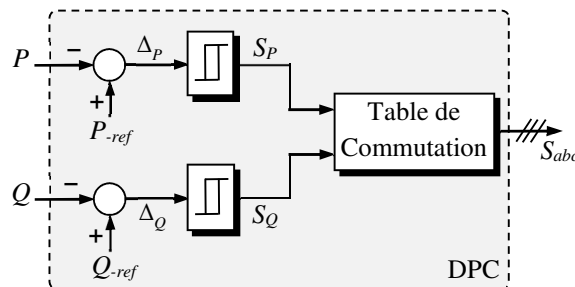


Figure 1.3 : Schéma de principe de la DPC.

La stratégie hystérésis a son origine dans l'électronique analogique. Ainsi, pour la mettre en œuvre sur une plate-forme numérique, une fréquence d'échantillonnage très élevée sera nécessaire. La largeur de la bande d'hystérésis et la non-linéarité du redresseur introduisent de manière inhérente une fréquence de commutation variable, ce qui peut conduire à des problèmes

de résonance dans certaines applications et générer un spectre harmonique étalé [18]. L'utilisation de filtres volumineux et coûteux est alors nécessaire. Certaines améliorations ont été proposées par la suite pour contrôler la fréquence de commutation, c'est le cas de la DPC proposée dans [28].

Les stratégies de commande linéaires sont aussi appliquées au redresseur à MLI. Généralement, un régulateur proportionnel-intégral (PI) est utilisé. La commande à flux orienté (*flux oriented control*) (FOC) est une stratégie de commande linéaire qui a été depuis longtemps appliquée aux systèmes d'entraînements des machines [29]. Un concept similaire a été appliqué par la suite au redresseur à MLI connecté au réseau avec la commande vectorielle (*voltage oriented control*) (VOC) représenté par la figure 1.4 [30]. Cependant, les stratégies de commande linéaire, avec bloc de modulation, nécessitent souvent des transformations de coordonnées supplémentaires. En outre, le fait qu'une commande linéaire soit appliquée à un système non linéaire peut entraîner de mauvaises performances dynamiques [18]. De plus, l'implémentation sur DSP des stratégies linéaires nécessite un échantillonnage des données de commande qui sont une approximation du régulateur linéaire conçu dans le domaine continu. Tout ceci rend les stratégies de commande linéaires très difficiles à mettre en œuvre pour certaines structures telles que les convertisseurs matriciels ou les redresseurs multiniveaux.

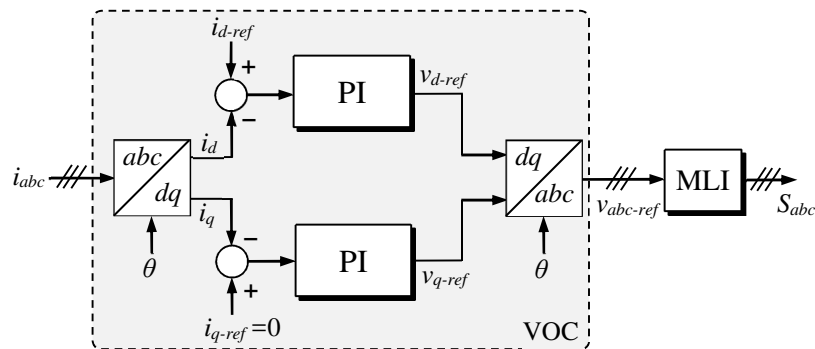


Figure 1.4 : Schéma de principe de la VOC.

Dans le but d'améliorer les performances de ces techniques, plusieurs travaux de recherche ont été réalisés [31]–[35]. Pour éliminer les capteurs de tension du réseau, des estimateurs basés sur le concept de flux virtuel (*virtual flux*) (VF) ont été appliqués à la VOC et à la DPC respectivement, dans [31], [32]. Le problème d'amortissement de la résonance pour le redresseur doté d'un filtre *LCL* à l'entrée, commandé par HCC, DPC ou VOC, est traité dans plusieurs travaux de recherche publiés récemment. Les références [33]–[35] décrivent les moyens d'amortissement actif de ce phénomène gênant.

Les stratégies de commande par mode glissant [36], [37], font partie de la famille des contrôleurs à structure variable. La commande par mode glissant présente une grande robustesse vis-à-vis des incertitudes paramétriques et des perturbations externes au système, d'autant plus qu'elle est simple à implémenter. Cependant, elle est complexe à étudier de manière théorique (des outils mathématiques de géométrie différentielle sont nécessaires). De plus, la loi de commutation est généralement basée sur des comparateurs à hystérésis. Ce qui induit un fonctionnement des interrupteurs à fréquence de commutation variable [22].

Au cours de ces dernières années, le développement de microprocesseurs toujours plus puissant a permis l'application des techniques de l'intelligence artificielle pour la commande du redresseur à MLI. Parmi les plus importantes, on peut citer la logique floue (*fuzzy logic*) [30], les réseaux de neurones [38] ou encore les réseaux neuro-flous [39]. Cependant, ces techniques restent très difficiles à mettre en œuvre du fait de leur complexité. En outre, les performances de la commande dépendent grandement de la structure choisie.

Parmi ces nouvelles stratégies de commande dite avancées, la commande prédictive semble être une alternative très intéressante dans le cas du redresseur à MLI. La commande prédictive désigne une très large famille de régulateurs avec des approches très différentes. L'idée de base, derrière toutes ces stratégies prédictives, est l'utilisation d'un modèle du système pour prédire le comportement futur des variables contrôlées et l'utilisation d'un critère d'optimisation pour sélectionner l'action appropriée à appliquer. Du fait de sa simplicité, la commande à réponse pile (*deadbeat control*) est l'une des premières stratégies prédictives à avoir été appliquée avec succès aux systèmes d'électronique de puissance [30]. Cette technique utilise le modèle du système pour calculer la tension de commande annulant l'erreur à chaque instant d'échantillonnage. Ensuite, cette tension est appliquée en utilisant un bloc de modulation. Une autre stratégie prédictive, qui a récemment été appliquée aux systèmes d'électronique de puissance, est la commande prédictive à modèle de référence (*model predictive control*) (MPC) [40]. Enfin, la commande prédictive généralisée (*generalised predictive control*) (GPC) [41], a été développée pour éliminer la structure en cascade généralement utilisée dans la commande du redresseur à MLI.

Toutes les stratégies de commande, présentées dans cette section, ont une structure avec boucles imbriquées, excepté la GPC. Les parties communes sont : la boucle de contrôle de la tension du bus continu, la boucle interne de contrôle des courants ou des puissances, le bloc de synchronisation avec le réseau et la modulation. Toutes ces parties seront développées dans la section suivante.

1.3.2 Structure générale de commande d'un redresseur à MLI

Bien qu'il existe un large éventail de techniques de commande possibles qui peuvent être appliquées au redresseur à MLI connecté au réseau, la plupart des stratégies décrites dans la section précédente partagent une structure commune. Cette dernière se compose de trois éléments principaux répertoriés sur la figure 1.5.

1) Synchronisation au réseau :

- La connaissance de l'amplitude, de l'angle instantané et/ou de la fréquence des tensions du réseau est d'une importance vitale pour le contrôle précis du flux de puissance active et réactive échangé entre le redresseur et le réseau. Le but principal des techniques de synchronisation est donc d'identifier les informations nécessaires au reste du schéma de commande. Bien qu'un grand nombre de méthodes de synchronisation aient été proposées, la technique de synchronisation la plus connue et la plus couramment utilisée est la boucle à verrouillage de phase (*Phase Locked Loop*) (PLL) lié au référentiel synchrone (*Synchronous Reference Frame*) (SRF) [42], généralement désigné par SRF-PLL.

- Dans le cas de tensions déséquilibrées et/ou distordues, la stratégie de synchronisation doit pouvoir identifier l'amplitude et l'angle instantané de la composante directe des tensions du réseau (et dans certains cas de la composante inverse). L'adaptation de la SRF-PLL [43], [44] ou l'utilisation d'une technique d'identification des composantes symétriques dans le référentiel stationnaire [45]–[48] sont des alternatives à la SRF-PLL classique, en cas de tensions du réseau perturbées. Néanmoins, ces stratégies nécessitent des calculs additionnels ce qui complique grandement l'implémentation du schéma de commande.
- La synchronisation est généralement basée sur la mesure des tensions du réseau. Cependant, quelques techniques de synchronisation sans capteurs de tension du réseau, basées sur les observateurs, ont été proposées. Ce qui a pour effet la réduction des coûts et une amélioration de la fiabilité du système. En outre, des techniques basées sur le concept de flux virtuel permettent aussi une synchronisation sans capteurs de tensions [35].

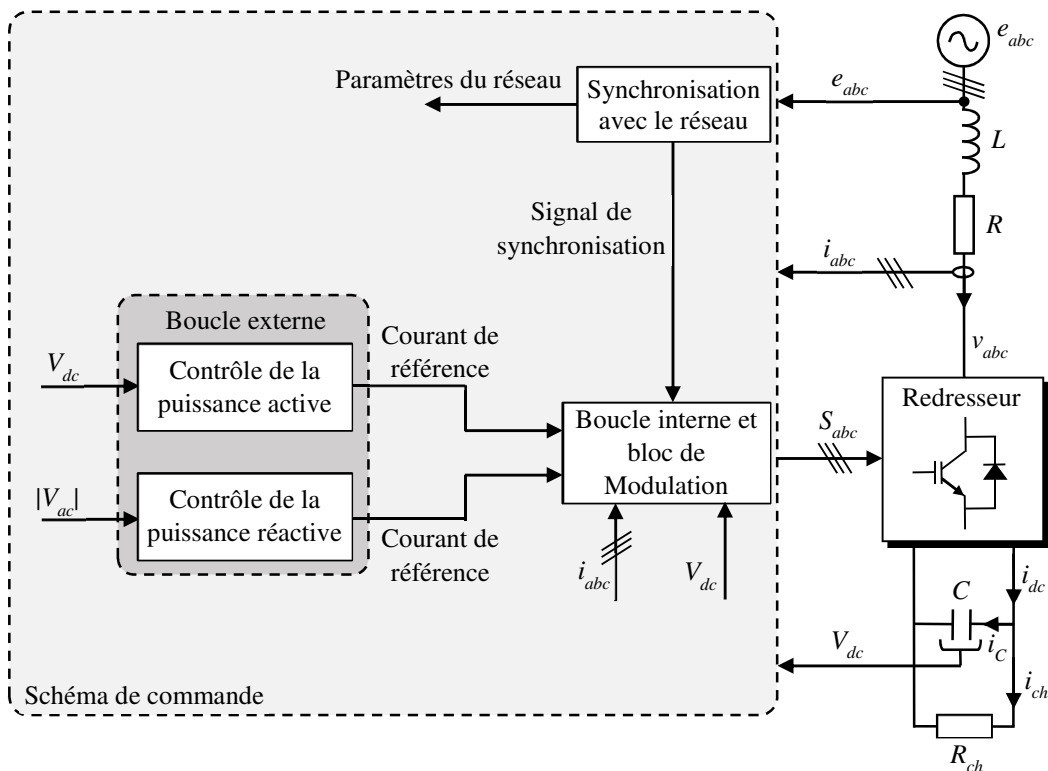


Figure 1.5 : Structure générale de commande du redresseur à MLI.

2) Boucle de commande interne et modulation :

- Cette boucle est un point critique dans le contrôle du système, car elle doit disposer d'une bande passante suffisante afin de pouvoir assurer un suivi rapide et précis des références. Par ailleurs, les performances de la boucle externe dépendent principalement de la qualité des contrôles de la boucle interne [30].
- Dans la plupart des cas, cette boucle de contrôle sert à régler les courants, circulant dans le filtre d'entrée, avec des correcteurs à hystérésis, des correcteurs de type Dead-beat, des régulateurs à base d'intégrateurs tels que le régulateur PI en repère tournant ou le régulateur résonant en repère fixe, etc. [30], [34], [41]. Toutefois, dans le cas de

la DPC, cette boucle contrôle directement les puissances instantanées active et réactive [26], [28], [32], [33], [35].

- Selon le type de commande utilisée, la boucle interne peut soit, générer directement les signaux de commande des interrupteurs, ou alors reproduire la valeur moyenne de signal de commande en utilisant une technique MLI. Les techniques agissant directement sur les états de commutation du redresseur sont généralement associées à une commande non linéaire à fréquence de commutation variable, tandis que les techniques de commande utilisant un bloc MLI sont à fréquence de commutation fixe. Pour le contrôle adéquat des tensions d'entrée, ainsi que la réduction des harmoniques générés par les commutations des transistors, différentes techniques MLI ont été proposées [49], [50].
- La commande vectorielle classique (VOC) est très sensible aux variations paramétriques et aux incertitudes, car le calcul des régulateurs PI de la boucle de courants est basé sur le modèle du redresseur, ce qui peut provoquer des erreurs de précision [18], [51]. Certains auteurs [51] proposent d'ajouter au système un observateur d'état. Avec un réglage adéquat des paramètres de l'observateur, les désagréments concernant les erreurs paramétriques liées au correcteur PI et au découplage sont minimisés, mais au prix d'une diminution légère de la dynamique du système et une augmentation de la complexité.

3) Boucle de commande externe :

- Dans les structures de commande en cascade, la boucle externe fournit le courant ou la puissance de référence à la boucle interne.
- Le signal de référence régulant le flux de puissance active est habituellement fourni par une boucle de commande fonctionnant sur l'équilibre des puissances du redresseur. Ainsi, la tension du bus continu doit être maintenue à une valeur constante afin de compenser les pertes dues à la commutation des transistors, aux résistances et aux inductances du filtre d'entrée. Généralement, cette boucle de régulation exploite un régulateur PI, qui permet de réguler la tension du bus continue ou l'énergie stockée dans le condensateur. D'autres méthodes plus avancées ont été proposées pour la conception de ce régulateur [8], [52].
- Le signal de référence contrôlant la puissance réactive du redresseur provient habituellement d'une boucle de régulation conçue pour suivre une référence pour le débit de puissance réactive [1], [20]. Pour un fonctionnement à facteur de puissance unitaire, cette référence est généralement imposée de l'extérieure à une valeur nulle.

1.4 Défis imposés à la commande du redresseur à MLI connecté au réseau

Afin d'assurer l'intégration adéquate des sources d'origine renouvelable dans le réseau et vu la nature discontinue de ces dernières, les convertisseurs utilisés pour la connexion au réseau sont soumis à différentes contraintes. Traditionnellement, ces contraintes étaient principalement associées aux performances dynamiques et à la stabilité du système [18]. En effet, chaque

source d'énergie renouvelable doit garantir la stabilité de tous ses éléments ainsi que sa stabilité vis-à-vis du réseau. De plus, elle doit assurer une bonne dynamique lors de l'échange de l'énergie avec le réseau [18], [53]. À l'heure actuelle, les gestionnaires de réseau de distribution définissent des exigences toujours plus strictes. Bon nombre de ces exigences imposent des conditions de fonctionnement qui ne peuvent pas être uniquement traitées par le matériel (topologie choisie pour le convertisseur connectée au réseau, filtre de raccordement, etc.). Elles doivent également être satisfaites par les stratégies de commande utilisées. Ce changement de tendance a conduit au développement des méthodes de commande plus avancées. Parmi les exigences et contraintes que doit remplir la commande des convertisseurs d'électronique, les éléments suivants sont les plus importants [18], [30] :

- Fournir l'erreur la plus faible possible sur les grandeurs commandées, suivre la référence avec une réponse dynamique rapide et assurer le rejet des perturbations.
- Commander les interrupteurs de puissance de manière à minimiser les pertes par commutation. Ceci conduit à une efficacité accrue et une meilleure utilisation des dispositifs à semi-conducteurs.
- Les convertisseurs de puissance sont des systèmes à commutation qui génèrent intrinsèquement une perturbation harmonique. Cette perturbation est généralement caractérisée par le taux de distorsion harmonique (*total harmonic distortion*) (THD). Les convertisseurs de puissance connectés au réseau ont des limitations sur les composantes harmoniques du courant absorbé ou injecté au réseau. En théorie, la forme du courant doit être quasi-sinusoïdale. Cependant, certaines normes, telles que IEEE Standard 519-2014, imposent un THD de courant maximal de 5 % [4].
- Garantir de bonnes performances pour différents points de fonctionnement. En raison de la nature non linéaire des convertisseurs de puissance, cela est difficile à réaliser lorsque le régulateur a été réglé pour un seul point de fonctionnement, à partir du modèle linéarisé du système.
- Certaines topologies de convertisseurs ont leurs propres restrictions et contraintes telles que des états de commutation interdits, des problèmes d'équilibre de tension, les déséquilibres de puissance, l'atténuation des résonances et beaucoup d'autres exigences spécifiques.

De plus, vu la nature transitoire et discontinue des unités de production décentralisée dont font partie les sources d'énergies renouvelables, le convertisseur connecté au réseau doit faire face à des perturbations et des incertitudes qui compliquent la conception d'une stratégie de commande robuste. Ces difficultés rencontrées peuvent se manifester de la manière suivante :

- L'intégration de la production décentralisée et des charges polluantes au réseau font que les convertisseurs de puissance sont généralement connectés sur un réseau fluctuant. L'impédance au point de connexion peut alors varier sensiblement [16], [54]. De plus, la surcharge des câbles, la saturation et la température sont autant de raisons possibles à la variation de l'impédance de couplage vue par le convertisseur. Cette variation influence directement sur les performances et la stabilité de la boucle interne de commande. En effet, l'inductance du réseau s'additionne à celle du filtre d'entrée du convertisseur. Ce qui peut dégrader la précision de la commande.

- Idéalement, le redresseur à MLI doit fonctionner comme un amplificateur linéaire de puissance dont les courants absorbés suivent exactement les courants de référence. Il est alors nécessaire de concevoir une boucle de commande interne avec une bande passante élevée, qui assure un suivi précis des références tout en réduisant autant que possible la durée des transitoires.
- La forme d'onde des tensions au point de raccordement des convertisseurs de puissance au réseau a une grande influence sur les performances de la commande. En raison de la prolifération des charges non linéaires, les tensions du réseau ont tendance à être déformées, en particulier dans le cas d'un réseau fluctuant. La distorsion des tensions du réseau et le déséquilibre induisent des courants harmoniques. Dans un nombre croissant d'applications connectées au réseau, le redresseur à MLI est tenu de fonctionner pendant de telles perturbations. Par exemple, les redresseurs de grande puissance utilisés dans des systèmes de production éolienne doivent rester connectés en cas de défaut, afin de contribuer à la stabilité du réseau [1], [55].

1.5 Réseaux de neurones pour une commande toujours plus performante

On a vu dans les sections précédentes que les évolutions techniques et réglementaires, qui ont eu lieu ces dernières années sur le réseau électrique, ont donné lieu à des exigences chaque fois plus élevées pour la commande des systèmes à base d'électronique de puissance. Les techniques de commande utilisées doivent alors être révisées et améliorées pour vérifier que les performances exigées dans les différentes applications soient atteintes.

Une tendance récente pour l'amélioration des performances de la commande est l'application d'outils d'intelligence artificielle, tels que les systèmes experts, la logique floue, les algorithmes génétiques, les réseaux de neurones et plus récemment, les systèmes multi-agents. Ces outils sont en mesure d'améliorer les performances des systèmes de l'électronique de puissance grâce à leurs capacités d'apprentissage et d'auto-adaptation [11], [56].

Les réseaux de neurones sont généralement utilisés pour l'approximation de fonctions non linéaires. Dans les applications de l'électronique de puissance et des systèmes entraînements électriques, ils sont utilisés pour le contrôle et l'identification. Des structures telles, le perceptron multicouche (*multi-layer perceptron*) (MLP) ou la fonction de base radiale (*radial basis function*) (RBF) sont largement utilisées [10]. Une autre structure très simple, le réseau de neurones linéaire adaptatif (ADaptive LInear NEuron) (ADALINE), a également été appliquée récemment et a donné de très bons résultats [57]. L'utilisation des réseaux de neurones dans la commande du redresseur à MLI peut être divisée en deux catégories :

- En premier, il y a les méthodes qui remplacent les régulateurs conventionnels (PI, hystérésis) par des régulateurs neuronaux au sein du schéma de commande [30], [38]. Il n'est cependant pas évident que de tels régulateurs montrent leur supériorité sur des régulateurs conventionnels beaucoup moins sophistiqués et plus simples à mettre en œuvre. Effectivement, dans la plupart des cas, un contrôleur classique est largement suffisant pour venir à bout des tâches à accomplir.

- Ce qui est intéressant, c'est plutôt la possibilité d'améliorer les performances des techniques de commande qu'elles soient conventionnelles (VOC, DPC) ou avancées (Deadbeat, MPC) en exploitant la propriété d'apprentissage des réseaux de neurones. Ceci, de manière à obtenir des structures qui restent relativement simples à mettre en œuvre.

Dans cette thèse, on propose des structures associant les techniques de commande classiques et avancées à la théorie des réseaux de neurones linéaires. Nous avons ainsi pu aboutir à des améliorations théoriques et expérimentales des approches VOC et prédictives. Pour cela, nous avons développé une commande vectorielle adaptative basée sur un estimateur neuronal des paramètres du redresseur à MLI ; une commande sans capteurs basée sur un estimateur des tensions du réseau ; deux stratégies de commande prédictive (Deadbeat et MPC) sans capteurs basées sur l'estimation du flux virtuel. Les stratégies développées sont représentées sur la figure 1.6.

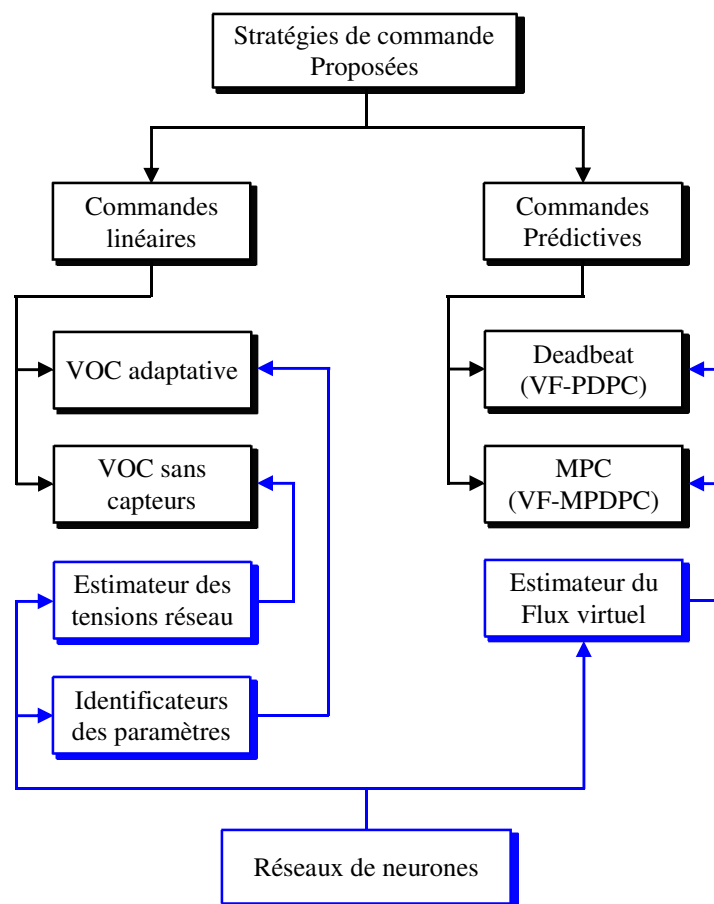


Figure 1.6 : Contribution des réseaux de neurones à l'amélioration des techniques VOC, Deadbeat et MPC.

1.6 Introduction aux réseaux de neurones

1.6.1 Neurone formel

L'origine des réseaux de neurones formels ou artificiels vient de l'essai de modélisation du neurone biologique par Warren McCulloch et Walter Pitts [10], [58]. Ils supposent que l'impulsion nerveuse est le résultat d'un calcul simple effectué par chaque neurone et que la pensée

nait grâce à l'effet collectif d'un réseau de neurones interconnectés. En effet, un neurone formel réalise une opération mathématique très simple, telle que représentée sur la figure 1.7. La sortie du neurone est obtenue en calculant la somme des entrées reçues x_i auxquelles s'ajoute un terme constant b appelé biais, pondérés par les paramètres w_i appelés poids, puis en appliquant à cette valeur une fonction d'activation $f(\cdot)$, généralement non linéaire. La sortie du réseau de neurones formel est donnée par l'expression suivante :

$$y = f(v) = f\left(\sum_{i=1}^n x_i \cdot w_i + b\right) \quad (1.1)$$

avec $b = x_0 \cdot w_0 = w_0$.

L'intérêt d'utiliser une fonction d'activation non linéaire et de pouvoir modéliser des équations dont la sortie est une combinaison non linéaire des entrées. Ce qui confère aux réseaux de neurones de grandes capacités de généralisation et de modélisation fortement appréciées pour la résolution des problèmes non linéaires [59], [60].

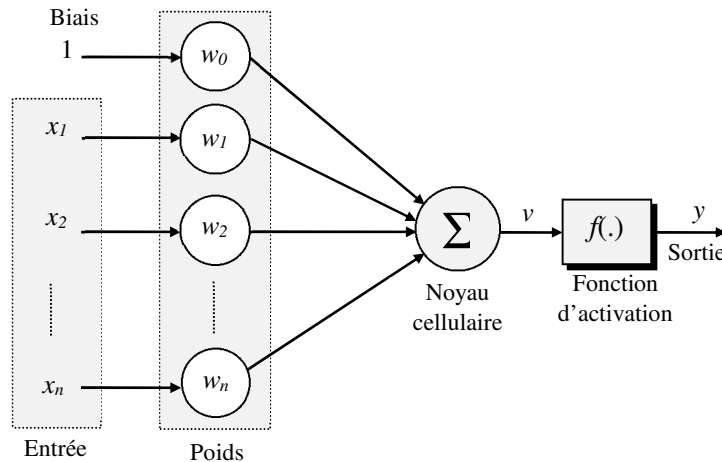


Figure 1.7 : Topologie d'un neurone formel.

1.6.2 Réseau ADALINE

Après l'introduction du principe de l'apprentissage par Donald Hebb en 1949, les premières applications pratiques des réseaux de neurones sont apparues. Le perceptron, proposé par Frank Rosenblatt en 1958, est le premier réseau de neurones fonctionnel. Il reprend le principe d'apprentissage proposé par Hebb [58], [61]. Le principe de ce modèle de neurone repose sur un postulat biologique. Il cherche essentiellement à reproduire de la meilleure façon possible les observations biologiques [58]. Ce premier succès a suscité beaucoup d'intérêt pour la recherche sur les réseaux de neurones. Malheureusement, il a été démontré plus tard que le perceptron simple couche ne pouvait résoudre qu'une classe limitée de problèmes. À la même époque (1960), Bernard Widrow et Ted Hoff introduisent un nouvel algorithme d'apprentissage et l'utilisent pour former le réseau de neurones linéaire adaptatif (ADAPtive LInear NEuron) (ADALINE). Ce modèle de neurone découle d'une approche mathématique ; son fonctionnement est rigoureux ; son application est des plus directes et des plus pratiques [58]. La loi d'apprentissage de Widrow-Hoff est largement utilisée de nos jours.

Dans nos travaux, nous avons utilisé les réseaux de neurones de type ADALINE. Car ils sont très efficaces dans des tâches d'estimation et de filtrage de signaux et leur implémentation sur DSP est très simple [62] et ne nécessite que très peu de ressources. Dans ce qui suit, nous présentons la structure générale d'un ADALINE et les lois d'apprentissage que nous avons utilisé dans cette thèse.

1.6.2.1 Structure de l'ADALINE

Dans sa structure générale présentée par la figure 1.8, l'ADALINE est très similaire au neurone formel. Cependant, la fonction d'activation utilisée est linéaire. Si on considère une implantation numérique, à chaque instant k , l'ADALINE reçoit un vecteur signal d'entrée $X(k) = [x_1(k), x_2(k), \dots, x_m(k)]^T$. Les composantes de ce vecteur sont pondérées par le vecteur poids $W(k) = [w_1(k), w_2(k), \dots, w_m(k)]^T$. La somme des entrées pondérées donnée par le produit scalaire $y_{est}(k) = W^T X(k)$ est ensuite comparé au signal $y_d(k)$, représentant la réponse désirée. L'erreur obtenue $e(k)$, donnée par l'expression (1.2), est utilisée pour mettre à jour le vecteur poids $W(k)$ à chaque instant k selon une loi d'apprentissage prédéfinie. Les composantes $x_m(k)$ peuvent être soit des valeurs analogiques continues ou des valeurs binaires. Les poids sont mis à jour en permanence, et peuvent prendre des valeurs négatives ou positives. L'erreur $e(k)$ au $k^{\text{ème}}$ instant est constituée par la différence entre $y_d(k)$ et $y_{est}(k)$, elle est donnée par :

$$e(k) = y_d(k) - y_{est}(k) = y_d(k) - \sum_{i=1}^m w_i(k) \cdot x_i(k) \quad (1.2)$$

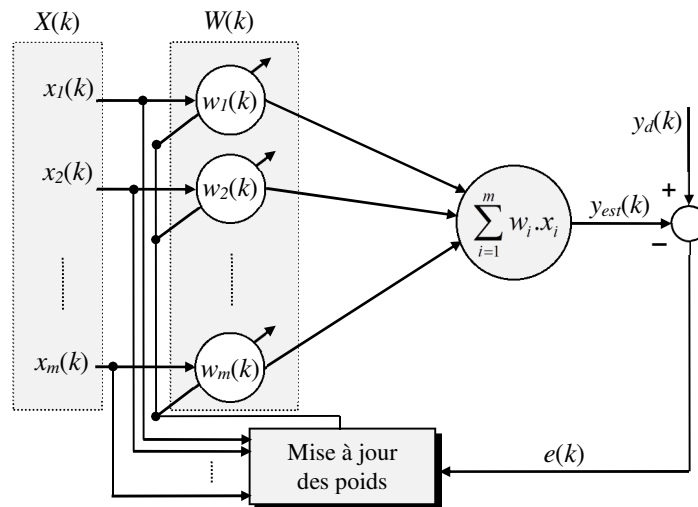


Figure 1.8 : Structure d'un ADALINE.

1.6.2.2 Algorithme d'apprentissage de l'ADALINE

Pendant le processus d'apprentissage, les entrées et leurs réponses désirées associées sont présentées à l'ADALINE. Un algorithme d'adaptation ajuste automatiquement le vecteur poids $W(k)$ de manière à ce que les réponses de la sortie $y_{est}(k)$, pour un vecteur d'entrée $X(k)$, soient aussi proches que possible de leurs réponses désirées $y_d(k)$. Le but recherché sera de corriger l'erreur $e(k)$. L'apprentissage par correction d'erreur dans ce cas consiste à minimiser une fonction de coût J définie par l'équation suivante [59], [63] :

$$J(k) = \frac{1}{2} \cdot E[e^2(k)] \quad (1.3)$$

avec E l'espérance mathématique. Le facteur $1/2$ est utilisé dans la méthode de correction de l'erreur pour simplifier l'écriture de la dérivation de J par rapport aux poids du réseau.

L'algorithme d'apprentissage doit minimiser la fonction J en agissant sur les poids w_i . On dit que la convergence de l'algorithme est atteinte lorsque la fonction de coût J , qui représente la surface de l'erreur du réseau, est minimale. Cette condition optimale est obtenue quand la dérivée de J par rapport aux poids w_i est nulle [64].

$$\frac{\partial J(k)}{\partial w_i} = 0 \quad (1.4)$$

Cette dérivée est appelée le gradient de l'erreur surfacique. Elle est donnée par la relation suivante :

$$\frac{\partial J(k)}{\partial w_i} = \nabla_{w_i} J(k) \quad (1.5)$$

Pour minimiser J , plusieurs algorithmes d'apprentissage (techniques d'optimisation) ont été développés [64]. On peut citer, l'algorithme de descente du gradient (*steepest descent*), l'algorithme de Newton ainsi que l'algorithme Gauss–Newton, qui sont des méthodes d'optimisation sans contraintes (*unconstrained-optimization methods*). Pour un environnement inconnu Widrow et Hoff ont proposé l'algorithme des moindres carrés (*Least Mean Square*) (LMS). D'autres techniques d'adaptation en ligne tel que l'algorithme des moindres carrés récursifs (*recursive least square*) [65] ou la méthode du *total least squares EXIN neuron* [11] ont été proposées pour améliorer les capacités d'apprentissage de l'ADALINE. Dans ce qui suit, nous étudierons l'algorithme de descente du gradient et l'algorithme LMS [63] qui seront par la suite exploités dans cette thèse.

1) Méthode de descente du gradient :

La méthode de descente du gradient suppose que les poids varient avec le temps et ses valeurs sont modifiées de manière itérative suivant l'erreur surfacique afin d'atteindre le point minimal de J . En effet, cette méthode réalise un ajustement successif du vecteur poids dans la direction correspondante à la plus forte descente, qui est opposée à celle du vecteur du gradient de J , dont les éléments sont définis par $\nabla_{w_i} J(k)$, avec : $i=1,2, \dots, m$. Ceci est illustré par la figure 1.9. En suivant cette méthode, on peut représenter l'adaptation appliquée au poids $w_i(k)$ à l'itération k par la relation suivante :

$$\Delta w_i(k) = -\eta \cdot \nabla_{w_i} J(k) \quad (1.6)$$

où η est une constante positive appelée le *coefficient d'apprentissage*. Finalement, l'algorithme de descente du gradient utilisé pour la mise à jour des poids sera donné par la formule suivante :

$$w_i(k+1) = w_i(k) - \eta \cdot \nabla_{w_i} J(k) \quad (1.7)$$

L'inconvénient majeur de la méthode de descente du gradient réside dans la nécessité de disposer de fonctions de corrélation. Le calcul de ces dernières requiert la connaissance de la relation entre les entrées et les sorties [59], [66]. Afin de surmonter cette difficulté, Widrow et Hoff ont proposé une solution d'approximation valable dans le cas d'un environnement inconnu en définissant une nouvelle fonction de coût.

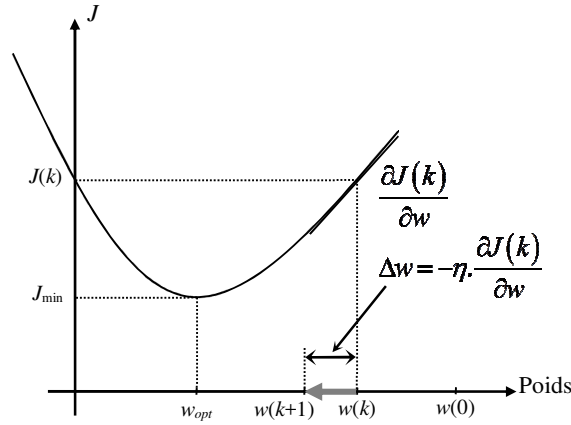


Figure 1.9 : Principe de la méthode de descente du gradient.

2) Algorithme LMS :

L'algorithme LMS proposé par Widrow et Hoff est basé sur la minimisation de la valeur instantanée de la fonction de coût donnée par [59], [61], [64] :

$$\hat{J} = \frac{1}{2} e^2(k) \quad (1.8)$$

Dans ce cas, un gradient instantané $\hat{\nabla}_{w_i}$, qui est une estimation du gradient réel ∇_{w_i} , est obtenu en calculant la dérivée de \hat{J} par rapport aux poids w_i , tel que :

$$\hat{\nabla}_{w_i} J(k) = e(k) \frac{\partial e(k)}{\partial w_i} \quad (1.9)$$

En remplaçant (1.2) dans (1.9), on obtient :

$$\hat{\nabla}_{w_i} J(k) = -e(k) \cdot x_i(k) \quad (1.10)$$

Finalement, en utilisant l'équation (1.10) dans l'algorithme de descente du gradient donnée par (1.7), nous pouvons formuler l'algorithme LMS comme suit:

$$w_i(k+1) = w_i(k) + \eta \cdot e(k) \cdot x_i(k) \quad (1.11)$$

On peut aussi représenter la loi d'apprentissage LMS en fonction du vecteur poids W , du vecteur d'entrée X et de l'erreur e comme suit :

$$W(k+1) = W(k) + \eta e(k) X^T(k) \quad (1.12)$$

Il existe une variante de cet algorithme où les entrées sont normalisées, ce qui permet de d'améliorer la vitesse de convergence. Elle est donnée par :

$$W(k+1) = W(k) + \frac{\eta e(k) X^T(k)}{\varepsilon + X^T(k)X(k)} \quad (1.13)$$

où $X^T(k)X(k)$ représente la norme d'ordre 2 du vecteur $X(k)$. Le terme ε est une constante non nulle proche de zéro qui permet d'éviter des divisions par zéro dans (1.13). Finalement, l'algorithme d'apprentissage LMS réalisé par itérations se présente selon les étapes suivantes [39], [59] :

1. Initialiser le vecteur poids $W(k)$: $w_i(0)$ choisis aléatoirement ou mis à zéro.
2. Appliquer le vecteur $X(k)$ à l'entrée du réseau.
3. Calculer la sortie $y_{est}(k) = W^T(k)X(k)$.
4. Calculer l'erreur $e(k) = y_d(k) - y_{est}(k)$.
5. Calculer le nouveau vecteur poids en utilisant (1.12) ou (1.13).
6. $k \rightarrow k+1$ et aller à l'étape 2.

1.6.2.3 Coefficient d'apprentissage

La stabilité et la convergence de l'ADALINE sont contrôlées par le coefficient d'apprentissage η utilisé. Une petite valeur de η permet une meilleure stabilité du réseau de neurones, mais une convergence lente des poids. Inversement, une grande valeur accélère la convergence, mais augmente les risques de divergence [59]. Pour des entrées indépendantes du temps, la convergence et la variance du vecteur moyen du poids d'un ADALINE sont assurées dans la plupart des cas pratiques si l'inégalité (1.14) est vérifiée :

$$0 < \eta < \frac{1}{\text{trace}[R]} \quad (1.14)$$

où $\text{trace}[R] = \sum$ (éléments diagonaux de R), R est la matrice de corrélation d'entrée définie comme : $R = E[XX^T]$. Dans chacune des applications proposées dans cette thèse, nous allons utiliser le critère de stabilité de Lyapunov pour définir une valeur limite du taux d'apprentissage pour laquelle le réseau de neurones est stable.

1.6.3 Avantages des techniques neuronales

Le grand avantage des réseaux de neurones, comparés à la majorité des méthodes de l'intelligence artificielle ou des méthodes conventionnelles, réside dans le principe fondamental de l'apprentissage. L'intérêt de l'ADALINE est sa capacité d'apprentissage en ligne, éliminant le besoin d'apprentissages répétitifs hors connexion. Bien que la plupart des réseaux de neurones aient cette capacité d'apprentissage en ligne, l'ADALINE associé à l'algorithme LMS a un avantage certain, en raison de la simplicité de sa structure et sa rapidité de traitement [59]. Un ADALINE est capable d'identifier en temps réel un système en ajustant uniquement ses poids. Ceci est particulièrement intéressant pour le traitement des systèmes électriques. Cependant, cette simplicité limite le champ d'utilisation de l'ADALINE et le restreint à des problèmes linéairement séparables [58], [59], [63]. Dès lors que le signal dans sa forme brute ne peut être

directement utilisé, il devient nécessaire d'appliquer des transformations aux signaux afin de les rendre exploitables par l'ADALINE.

Les réseaux de neurones de type ADALINE appliqués à la commande et l'identification des systèmes électriques offrent plusieurs avantages [56], [58]. On peut citer :

- Une convergence très rapide vers des poids adéquats,
- Une implémentation plus efficace et un nombre réduit de calculs impliqués.
- Combinés à des techniques commande classiques, ils permettent d'obtenir des performances supérieures à celles obtenues en utilisant certaines techniques intelligentes.
- L'intégration de connaissances a priori sur le processus à identifier ou à contrôler dans leurs conceptions.
- Architecture évolutive qui tient compte des changements qui surviennent dans le processus (commande adaptative).

1.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons exposé les solutions possibles pour l'amélioration des performances des convertisseurs de l'électronique de puissance dans des applications connectées au réseau. Nous avons ensuite proposées des solutions basées sur les réseaux de neurones, pour l'identification et la commande sans capteurs du redresseur à MLI.

Vu que plusieurs structures de convertisseurs sont utilisées pour la connexion des sources d'énergie renouvelables au réseau, nous avons dans un premier temps justifié notre choix d'étudier la structure du redresseur à MLI deux niveaux. Puis nous avons présenté un état de l'art sur sa commande. Par la suite, nous avons exposé les contraintes imposées à la commande dans le cas général et dans le cas d'un réseau perturbé. Dans ce contexte, nous avons introduit les réseaux de neurones pour améliorer les performances de certaines stratégies de commande.

Nous avons aussi donné les bases nécessaires à la compréhension des techniques neuronales qui seront utilisées dans la suite de cette thèse. Dans notre étude, nous nous sommes limités aux réseaux de neurones linéaires à simples couches. Ainsi, deux algorithmes d'apprentissage ont été mis en avant et étudiés en détail, la méthode de descente du gradient et l'algorithme LMS. Enfin, la structure du réseau ADALINE a été présentée et quelques un de ses avantages dans des applications de commande et l'identification de systèmes d'électronique de puissance ont été énumérés.

Chapitre 2

Commande vectorielle adaptative du redresseur à MLI

Résumé : Ce chapitre développe une stratégie de commande vectorielle adaptative du redresseur à MLI connecté au réseau. La première partie expose la structure, le principe de fonctionnement, la modélisation ainsi que la théorie des puissances instantanées du redresseur à MLI. La deuxième partie illustre le principe de la commande vectorielle du redresseur à MLI. Une commande vectorielle conventionnelle est développée puis testée en simulation et sur banc d'essai expérimental. Etant donné que la commande vectorielle conventionnelle présente des limitations liées aux variations paramétriques, l'effet associé aux pertes résistives et l'incertitude sur l'inductance doivent être inclus dans le modèle du redresseur. Alors, la troisième partie propose une nouvelle stratégie de commande vectorielle adaptative basée sur l'identification des paramètres équivalents du filtre d'entrée. Un réseau de neurones de type ADALINE (*ADaptive Linear NEuron*) est utilisé pour l'estimation en temps réel de la résistance et de l'inductance équivalentes. L'ADALINE identificateur proposé est inséré dans la boucle de régulation des courants afin de réaliser une commande adaptative. Ainsi, les termes de découplage et les gains des régulateurs proportionnel-intégral (PI) de courants sont ajustés en temps réel. L'aptitude de l'ADALINE à suivre les variations paramétriques ainsi que les performances de la commande adaptative sont finalement vérifiées par des tests expérimentaux. Les résultats obtenus montrent les bonnes performances de la commande adaptative et une identification précise des paramètres du filtre.

Sommaire

2.1	Introduction	26
2.2	Structure et modélisation du redresseur à MLI triphasé.....	27
2.2.1	Structure du redresseur à MLI.....	27
2.2.2	Modélisation du redresseur à MLI	28
2.2.3	Théorie des puissances instantanées	37
2.3	Commande vectorielle du redresseur à MLI	38
2.3.1	Structure de la commande vectorielle	39
2.3.2	Boucle de régulation des courants.....	40
2.3.3	Boucle de régulation de la tension continue.....	42
2.3.4	PLL pour la synchronisation du redresseur à MLI au réseau électrique.....	44
2.3.5	Résultats de simulation et expérimentaux	46
2.4	Commande vectorielle adaptative	55
2.4.1	Différentes approches pour la commande adaptative.....	55
2.4.2	Etat de l'art sur l'identification des paramètres du filtre d'un redresseur à MLI.....	57
2.4.3	Technique d'identification proposée	58
2.4.4	Commande vectorielle adaptative	61
2.4.5	Résultats expérimentaux	62
2.5	Conclusion	67

2.1 Introduction

Pour remédier aux défauts des convertisseurs à commutation naturelle (redresseurs à diodes et à thyristors) connectés au réseau, tels que des courants absorbés non sinusoïdaux, un facteur de puissance médiocre et une réponse dynamique très lente [67], ils ont été remplacés dans la majorité des applications par les redresseurs triphasés à modulation de largeur d'impulsion (MLI). Ces derniers sont utilisés comme interface de haute performance, entre autres dans les systèmes de distribution et de génération de l'énergie éolienne et photovoltaïque [68], [69]. Ils peuvent également être utilisés dans des topologies complexes telles que le filtrage actif [39] ou la compensation d'énergie réactive [8]. Les redresseurs à MLI offrent plusieurs avantages tels qu'un écoulement de puissance bidirectionnel, un facteur de puissance unitaire, une tension du bus continu de bonne qualité et des courants absorbés de forme quasi sinusoïdale [68], [69], [51], [70]–[75].

La commande vectorielle (*voltage-oriented control*) (VOC) est la stratégie la plus couramment utilisée pour le contrôle du redresseur à MLI [51], [70]. Cette méthode utilise un régulateur proportionnel-intégral (PI) pour la régulation de la tension du bus continu et deux régulateurs PI pour le contrôle des courants absorbés. Bien que la commande vectorielle ait une structure relativement simple, les incertitudes paramétriques peuvent compromettre les performances du système [76], [77]. Par exemple, une erreur ou une imprécision dans la valeur de l'inductance du filtre d'entrée peut causer un mauvais découplage des courants direct et en quadrature. Ce qui aura pour conséquence une instabilité de la boucle de régulation des courants [68], [69]. De nombreuses stratégies ont été développées en tant qu'alternatives à la VOC. On peut citer la commande directe de puissance (*direct power control*) (DPC) [71], [73] ou les stratégies de commande prédictives [70], [72], [74], [75], [78], [79]. Malgré des performances supérieures à celles de la VOC, ces algorithmes restent sensibles aux variations paramétriques. De plus, ils nécessitent une fréquence d'échantillonnage élevée pour obtenir des performances acceptables et leur mise en œuvre est complexe.

Dans ce contexte, une commande vectorielle, combinée à une identification précise des paramètres équivalents du filtre d'entrée du redresseur à MLI, peut offrir un compromis intéressant entre performances et complexité de mise en œuvre [68], [69], [80]. Dans ce cas, l'effet associé aux pertes résistives et l'incertitude dans la valeur de l'inductance devraient être inclus dans le modèle utilisé pour le calcul des régulateurs. Plusieurs méthodes ont été proposées dans la littérature pour l'identification des paramètres du redresseur à MLI [68]–[75], [78]–[80].

Afin d'améliorer la robustesse de la commande vectorielle classique en cas de variations paramétriques, tout en maintenant sa simplicité, le présent chapitre propose une commande vectorielle adaptative basée sur l'estimation de la résistance et de l'inductance équivalentes du filtre d'entrée. Cette méthode utilise un réseau de neurones linéaires adaptatif (*ADaptive LInear NEuron*) (ADALINE) pour estimer l'inductance et la résistance équivalentes. Ainsi, les termes de découplage et les gains des régulateurs PI de courants sont ajustés en ligne.

Ce chapitre est organisé de la manière suivante : nous décrivons tout d'abord la structure étudiée du redresseur à MLI. Ensuite, nous présentons sa modélisation dans les différents repères (*abc*, stationnaire et tournant) et la théorie des puissances instantanées. En second lieu,

nous exposons le principe de la commande vectorielle. Des tests de simulation et une validation expérimentale sont réalisés pour évaluer cette technique. La dernière partie développe la technique ADALINE proposée pour l'identification des paramètres équivalents du filtre d'entrée. Le schéma global de la commande vectorielle adaptative est présenté. Les résultats expérimentaux de la commande développée sont exposés. Ils montrent la précision et la robustesse de la méthode développée.

2.2 Structure et modélisation du redresseur à MLI triphasé

2.2.1 Structure du redresseur à MLI

Dans tous les travaux présentés dans la suite de cette thèse, on a considéré la structure d'un redresseur à MLI de tension triphasée sans neutre raccordé, représenté par la figure 2.1. Des IGBTs (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) de grande puissance et à haute fréquence de commutation sont utilisés comme interrupteurs commandables du pont redresseur triphasé. Les six IGBTs avec diodes en antiparallèle assurent la bidirectionnalité en courant. En effet, l'écoulement de puissance peut se faire dans les deux directions, du côté alternatif vers le côté continu (mode redresseur) ou du côté continu vers le côté alternatif (mode onduleur). Le stockage de l'énergie du côté continu est réalisé par un condensateur électrolytique C (filtre de sortie). Ceci assure un filtrage de la tension de sortie du bus continu V_{dc} .

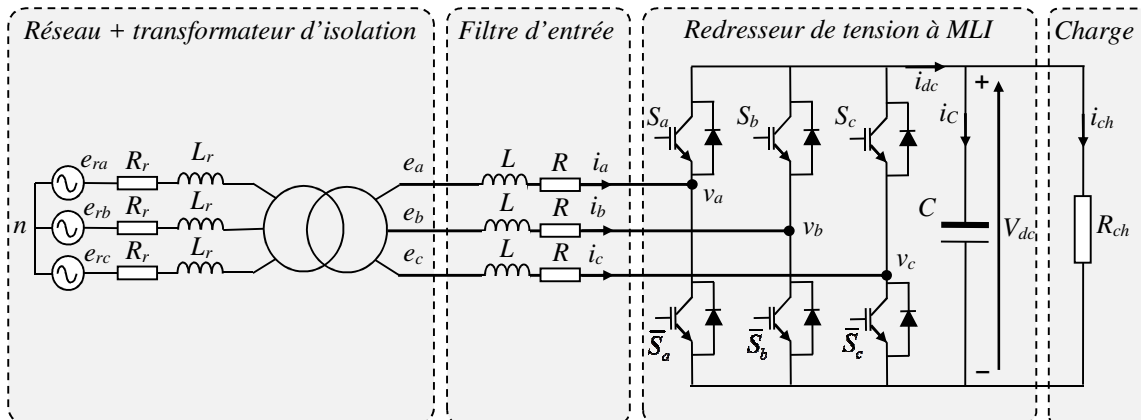


Figure 2.1 : Schéma du redresseur à MLI de tension.

Pour raccorder le redresseur au réseau, il est nécessaire d'utiliser un filtre (filtre d'entrée) de nature inductive. Une solution classique consiste à insérer un filtre L pour filtrer les courants de haute fréquence [55], [81]. Une autre solution consiste à utiliser un filtre LCL . Ce filtre du troisième ordre réduit davantage les harmoniques de découpage et donc une fréquence de commutation plus faible peut être utilisée. C'est un bon outil pour les applications de grande puissance où la fréquence de commutation est limitée [81]. Cependant, les stratégies de contrôle sont plus compliquées et onéreuses, car il existe des problèmes de stabilité et de résonances. Dans cette thèse un filtre de connexion L a été utilisé. Il sera représenté par une inductance L en série avec une résistance équivalente R pour chaque une des trois phases. L'objectif principal

du filtre d'entrée est de permettre la commandabilité du courant côté réseau. Ceci en contrôlant la différence entre les tensions d'entrée du pont redresseur (v_{abc}) et les tensions du réseau (e_{abc}).

Le pont redresseur est raccordé entre deux types de sources, une source de courant côté alternatif (filtre inductif d'entrée) et une source de tension côté continu (filtre capacitif de sortie). La présence de ces deux types de sources impose aux interrupteurs de puissance les conditions suivantes :

- Les deux interrupteurs de chaque bras ne doivent pas conduire en même temps pour éviter de court-circuiter la source de tension.
- Le courant de ligne doit toujours trouver un chemin libre, d'où la mise en antiparallèle des diodes avec les IGBT pour éviter l'ouverture du circuit de la source de courant.

Le réseau est représenté par une source de tension triphasée e_{rabc} . Son impédance est représentée par une inductance L_r en série avec une résistance R_r . Un transformateur d'isolation est inséré entre le réseau et le filtre inductif d'entrée.

2.2.2 Modélisation du redresseur à MLI

Construire le modèle mathématique du redresseur à MLI est la première étape vers la conception et la mise en œuvre de sa commande. Dans cette section nous allons présenter le modèle mathématique du redresseur à MLI. En premier lieu, on donnera les tensions à l'entrée du pont à IGBT en fonction des signaux de commande. Puis on utilisera les phaseurs spatiaux pour représenter les variables physiques telles que les courants, les tensions et les signaux de commande du système global (pont à IGBT et filtres d'entrée/sortie). Enfin, le modèle obtenu sera converti vers les repères stationnaire ($\alpha\beta$) et tournant (dq).

Vu qu'il est souvent difficile de prendre en considération les non-linéarités des modules IGBT et du filtre d'entrée pour la modélisation, certaines hypothèses simplificatrices ont été introduites [76], [77], [82]. D'abord, les transistors sont idéalisés et considérés comme des interrupteurs parfaits (résistance nulle à la fermeture et infinie à l'ouverture). Ensuite, le retard entre l'application des signaux de commande et la réponse des IGBT est négligé. De plus, la commutation des transistors est instantanée (aucun temps mort). Enfin, les pertes par commutations sont négligées.

Le côté alternatif sera simplifié en considérant les tensions du réseau symétriques (les trois tensions d'alimentation sont d'égales amplitudes et déphasées de 120°). Elles sont alors définies comme suit :

$$e_a(t) = E_m \cos(\omega t) \quad (2.1)$$

$$e_b(t) = E_m \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.2)$$

$$e_c(t) = E_m \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (2.3)$$

où E_m et ω sont, respectivement, l'amplitude de la tension simple et la pulsation du réseau. De plus, l'hypothèse d'un système équilibré sans neutre raccordé implique :

$$e_a(t) + e_b(t) + e_c(t) = 0 \quad (2.4)$$

$$i_a(t) + i_b(t) + i_c(t) = 0 \quad (2.5)$$

En outre, nous considérons la résistance interne de la source de tension et la résistance des fils nules. On néglige aussi l'impédance du réseau ou de la source d'alimentation devant l'impédance du filtre d'entrée. Le filtre d'entrée est supposé idéal (pas de saturation ni d'impédance de couplage). Aussi, l'inductance L et la résistance R sont supposées avoir les mêmes valeurs pour chacune des trois phases.

2.2.2.1 Modélisation du pont à IGBT

Les interrupteurs à semi-conducteurs, commandables à l'ouverture et à la fermeture, permettent un contrôle efficace des convertisseurs de puissance connectés au réseau. Ces interrupteurs agissent comme une interface dans l'exécution des algorithmes de commande. En effet, il est possible de reproduire les tensions de références générées par la commande en faisant varier la durée d'ouverture-fermeture de ces interrupteurs. Ce qui assure un contrôle précis du flux de puissance.

En fonction de l'application souhaitée, une grande variété de dispositifs d'électroniques de puissances ont été développés, avec différents types d'interrupteurs à semi-conducteurs et différentes topologies de construction [20], [21]. Parmi ces topologies, celle du redresseur à MLI deux niveaux illustrée par la figure 2.1, est largement utilisée comme interface de haute performance dans les systèmes de distribution et de génération de l'énergie éolienne et photovoltaïque. Il est donc possible de contrôler la tension d'entrée, ainsi que l'optimisation de la forme des courants absorbés par le redresseur en commandant les commutations des interrupteurs.

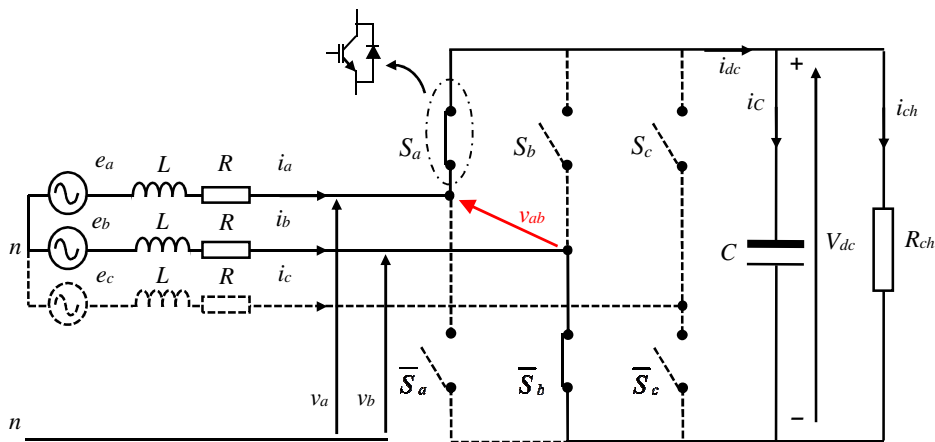


Figure. 2.2 : Schéma simplifié du redresseur à MLI de tension.

La figure 2.2 représente le schéma simplifié du redresseur à MLI de tension. Où les symboles (S_a, \bar{S}_a) , (S_b, \bar{S}_b) et (S_c, \bar{S}_c) désignent les signaux de commande ou états de commutation de chaque interrupteur, avec une valeur soit de 0 ou 1. Notons que les deux interrupteurs de chaque bras sont à commande complémentaire ($S_a + \bar{S}_a = 1$, $S_b + \bar{S}_b = 1$, $S_c + \bar{S}_c = 1$). Ce qui signifie qu'un seul interrupteur est fermé pour chaque bras à tout instant. Le tableau 2.1 représente les huit configurations possibles du redresseur en fonction des signaux de commande (S_a , S_b et S_c), des courants aux bornes des interrupteurs (i_{k1} , i_{k2} et i_{k3}), du courant débité à la sortie du pont redresseur à IGBT (i_{dc}), ainsi que des tensions simples à l'entrée du pont (v_a , v_b et v_c), pour une tension constante du bus continu (V_{dc}).

N°	S_a	S_b	S_c	v_a	v_b	v_c	i_{k1}	i_{k2}	i_{k3}	i_{dc}
v_0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
v_1	1	0	0	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	i_a	0	0	i_a
v_2	1	1	0	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$	i_a	i_b	0	$-i_c$
v_3	0	1	0	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	0	i_b	0	i_b
v_4	0	1	1	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	0	i_b	i_c	$-i_a$
v_5	0	0	1	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	0	0	i_c	i_c
v_6	1	0	1	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	i_a	0	i_c	$-i_b$
v_7	1	1	1	0	0	0	i_a	i_b	i_c	0

Tableau 2.1 : Table de vérité du redresseur à MLI de tension.

De ce tableau, les tensions simples à l'entrée du redresseur s'expriment en fonction des ordres de commande par la relation ci-dessous :

$$v_a = \frac{V_{dc}}{3}(2S_a - S_b - S_c) \quad (2.6)$$

$$v_b = \frac{V_{dc}}{3}(-S_a + 2S_b - S_c) \quad (2.7)$$

$$v_c = \frac{V_{dc}}{3}(-S_a - S_b + 2S_c) \quad (2.8)$$

Le courant débité par le redresseur est donné en fonction des courants prélevés sur le réseau par l'expression ci-après :

$$i_{dc} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c \quad (2.9)$$

2.2.2.2 Techniques de modulation

En vue de contrôler les tensions à l'entrée du pont redresseur (v_a , v_b , v_c), une technique de modulation de largeur d'impulsions (MLI), désignée en anglais par *Pulse Width Modulation* (PWM) est utilisée. Le rôle de cette technique est de déterminer les instants de commutation des interrupteurs afin d'obtenir une séquence de commutation qui présente le même spectre basse fréquence que le signal d'origine (tensions de référence calculées par les régulateurs). La technique MLI consiste à adopter une fréquence de commutation suffisamment élevée par rapport à la fréquence maximale du signal de sortie souhaité, et de reproduire la valeur moyenne de ce signal à chaque période de commutation en jouant sur la durée d'application des tensions positives et négatives par rapport au point milieu du bus continu. L'objectif de cette commande est de diminuer les harmoniques présents dans les courants absorbés par le redresseur. Plusieurs techniques ont été développées dans la littérature [49], [50], [83], [84]. Parmi celles-ci, les techniques de MLI intersective et de MLI vectorielle ou *Space Vector Modulation* (SVM) sont les plus fréquemment utilisées, car elles ont l'avantage de traiter rapidement les phénomènes transitoires avec un minimum de calculs [39].

La MLI intersective est l'approche la plus classique. Elle est basée sur la comparaison d'un signal de haute fréquence dit porteuse avec un signal de référence de tension ou modulante. Il en résulte un signal binaire (0 ou 1) qui agit sur l'état ouvert ou fermé des transistors de chaque

bras. Cette méthode permet d'obtenir, de façon simple, les temps de conduction de chaque transistor [76]. De nos jours, la plupart des stratégies de commande du redresseur s'implémentent sur des dispositifs numériques. Ainsi, une MLI avec échantillonnage régulier est souvent utilisée, où la fréquence de commutation reste constante pendant la période d'échantillonnage et les harmoniques de tension qui en résulte sont concentrées autour de la fréquence de la porteuse et ces multiples. Différents types de MLI intersective ont été développées [76], [81] :

- A porteuse en dent-de-scie (à gauche ou à droite) ; à porteuse triangulaire centrée où les deux côtés de la porteuse sont modulés, ce qui améliore considérablement les performances harmoniques ; à porteuse aléatoire, méthode utilisée pour réduire les bruits acoustiques des machines électriques et les interférences électromagnétiques avec les autres systèmes.
- Synchrone ou asynchrone, selon que la modulante et la porteuse sont de fréquences exactement multiples ou non. La MLI asynchrone, un cas très fréquent lors de l'application au filtrage actif, peut introduire des sous harmoniques dans la tension.
- A échantillonnage régulier symétrique ou asymétrique, selon que la référence est échantillonnée à chaque période ou à chaque demi-période. La MLI avec porteuse triangulaire à échantillonnage régulier asymétrique améliore considérablement le spectre harmonique.
- Avec injection d'harmonique de rang 3, pour augmenter l'amplitude de la tension à l'entrée du redresseur.

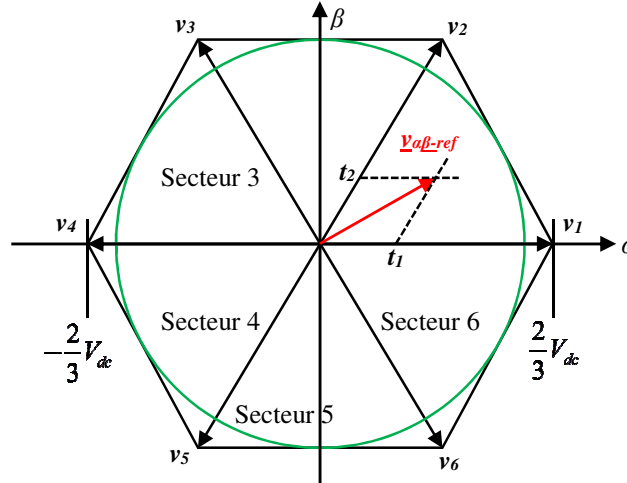


Figure. 2.3 : Représentation vectorielle des tensions d'entrée d'un redresseur à MLI deux niveaux.

A la différence de la MLI intersective, dans la MLI vectoriel, les signaux de commandes sont calculés analytiquement à travers des équations mathématiques en tenant compte de l'état des trois bras du redresseur en même temps (contrôle du vecteur d'état du redresseur). Un redresseur triphasé à deux niveaux de tension possède six cellules de commutation donnant huit configurations de commutations possibles. Ces huit configurations de commutations sont retranscrites dans le plan $\alpha\beta$ à l'aide de huit vecteurs de tension. Parmi ces vecteurs, deux sont nuls (v_0, v_7), les autres ($v_1, v_2, v_3, v_4, v_5, v_6$) étant répartis tous les 60° suivant un hexagone, comme l'indique la figure 2.3. Supposant qu'un algorithme de commande ait déjà déterminé

les composantes du vecteur de référence souhaité $v_{\alpha-ref}$ et $v_{\beta-ref}$, alors le principe de la MLI vectoriel, consiste à reconstituer le vecteur de référence $v_{\alpha\beta-ref}$ en effectuant une moyenne temporelle (relativement à la période de découpage) qui résulte de la combinaison linéaire des deux vecteurs adjacents correspondants à deux états de commutation du redresseur.

2.2.2.3 Représentation vectorielle du redresseur à MLI

Les systèmes d'électronique de puissance sont généralement liés à des circuits triphasés. Pour le traitement des phénomènes stationnaire et transitoire dans ces systèmes, on a à disposition les phaseurs spatiaux qui sont couramment utilisés pour le calcul complexe. Ces derniers sont donc amplement utilisés pour la modélisation des convertisseurs statiques. Ces mêmes phaseurs spatiaux se prêtent particulièrement bien au traitement de circuits de réglage triphasés [85]. Cette représentation est valable pour tout système de grandeurs triphasées ; tension, courant ou même flux pour les machines électriques. De plus, les phaseurs spatiaux servent à représenter, indifféremment, des phénomènes transitoires et stationnaires (régime permanent) qui ne sont pas forcément sinusoïdaux [86]. Le phaseur spatial est une mesure pour les valeurs instantanées des grandeurs électriques que l'on considère. Les phaseurs spatiaux peuvent être soumis à une transformation de coordonnées, ce qui conduit souvent à un traitement simplifié.

La modélisation du redresseur peut être considérablement simplifiée en adoptant une approche basée sur les phaseurs spatiaux. Dans ce qui suit, nous allons d'abord présenter le modèle du redresseur dans le repère triphasé abc . Puis, nous allons introduire le concept de représentation vectoriel qui permet d'obtenir le modèle vectoriel du redresseur à MLI.

Conformément à la figure 2.1, l'application de la loi de Kirchhoff des tensions à l'entrée du redresseur nous permet de représenter son côté alternatif par les équations suivantes :

$$e_a = L \frac{di_a}{dt} + Ri_a + v_a \quad (2.10)$$

$$e_b = L \frac{di_b}{dt} + Ri_b + v_b \quad (2.11)$$

$$e_c = L \frac{di_c}{dt} + Ri_c + v_c \quad (2.12)$$

Sachant que v_a , v_b et v_c sont obtenus à partir de (2.6)–(2.8). D'autre part, l'application de la loi de Kirchhoff des courants sur la sortie du pont permet d'obtenir la relation ci-dessous :

$$i_{dc} = C \frac{dV_{dc}}{dt} + i_{ch} \quad (2.13)$$

En substituant l'équation (2.9) dans (2.13), le modèle du redresseur côté continu s'écrit finalement comme suite :

$$C \frac{dV_{dc}}{dt} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c - i_{ch} \quad (2.14)$$

En exploitant les phaseurs spatiaux, la représentation vectorielle des courants triphasés est donnée par :

$$\vec{i}_s = \frac{2}{3} \left(i_a(t) + i_b(t) e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_c(t) e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (2.15)$$

Tandis que le phaseur de la tension d'entrée du redresseur est défini comme étant :

$$\vec{v}_s = \frac{2}{3} \left(v_a(t) + v_b(t) e^{j\frac{2\pi}{3}} + v_c(t) e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (2.16)$$

Le phaseur de la tension du réseau triphasé est décrit par :

$$\vec{e}_s = \frac{2}{3} \left(e_a(t) + e_b(t) e^{j\frac{2\pi}{3}} + e_c(t) e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (2.17)$$

Basée sur ces définitions, la représentation par phaseurs spatiaux du redresseur, décrit par les équations (2.10)–(2.12), est donnée par :

$$\vec{e}_s = L \frac{d\vec{i}_s}{dt} + R\vec{i}_s + \vec{v}_s \quad (2.18)$$

Il convient de souligner que l'équation ci-dessus représente le modèle côté réseau du redresseur à MLI. Afin d'obtenir le modèle du redresseur côté continu, on rajoute l'équation traduisant la charge du condensateur C . On définit d'abord le vecteur des états de commutation des bras de chaque phase avec la relation suivante :

$$\vec{S}_s = \frac{2}{3} \left(S_a(t) + S_b(t) e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c(t) e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (2.19)$$

Ce qui permet de réécrire (2.14) comme suite :

$$C \frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{3}{4} \Re e \left(\vec{S}_s \vec{i}_s^* \right) - i_{ch} \quad (2.20)$$

La figure 2.4 montre le schéma équivalent du redresseur à MLI côté réseau. En agissant sur les signaux de commande, on peut contrôler la chute de tension aux bornes du filtre d'entrée (R,L) et ainsi commander le courant \vec{i}_s . Le fonctionnement à facteur de puissance unitaire (puissance réactive nulle) est alors obtenu en synchronisant le vecteur tension réseau au vecteur courant selon les deux modes de fonctionnement (redresseur ou onduleur) qui sont représentés par la figure 2.5.

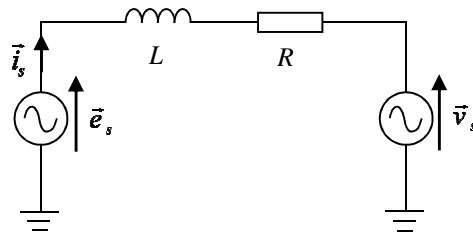


Figure 2.4 : Circuit équivalent du redresseur à MLI côté réseau.

Si la charge connectée au bus continu consomme de la puissance active, le convertisseur fonctionne en mode redresseur. La puissance active transite alors du réseau vers la charge. Dans ce cas, les tensions et courants côté réseau sont en phase (figure 2.5a). Si la charge produit de

la puissance active, le convertisseur fonctionne en mode onduleur. Il fournit alors de la puissance active au réseau. Dans ce cas, les tensions et courants côté réseau sont en opposition de phase (figure 2.5b).

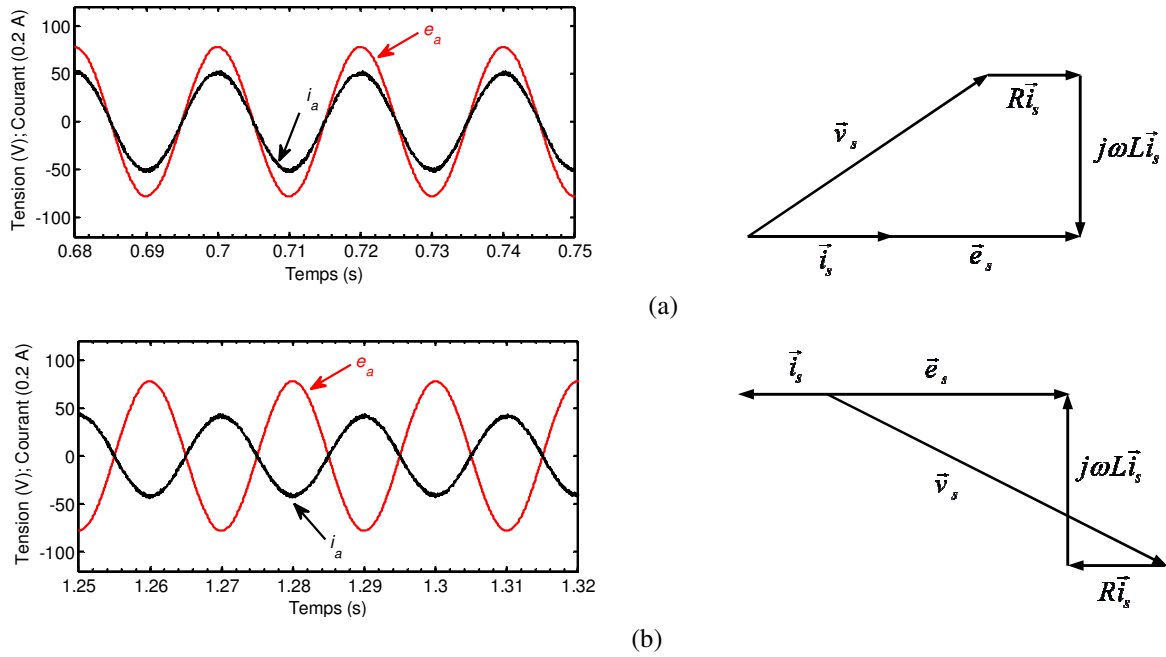


Figure 2.5 : Diagramme vectoriel du fonctionnement ; (a) en redresseur et (b) en onduleur.

2.2.2.4 Modélisation dans le repère stationnaire $\alpha\beta$

La prochaine étape est l'élaboration du modèle du redresseur dans le repère stationnaire $\alpha\beta$. Ceci permet de réduire le nombre d'équations à manipuler. En représentant les vecteurs des tensions et des courants par leurs composantes réelles et imaginaires, ils peuvent s'écrire dans une notation complexe, comme suite :

$$\vec{i}_s = i_\alpha + j i_\beta \quad (2.21)$$

$$\vec{v}_s = v_\alpha + j v_\beta \quad (2.22)$$

$$\vec{e}_s = e_\alpha + j e_\beta \quad (2.23)$$

où les composantes $i_\alpha, i_\beta, v_\alpha, v_\beta, e_\alpha$ et e_β résultent de la projection de chaque vecteur sur le référentiel stationnaire $\alpha\beta$ [87]. Les composantes $\alpha\beta$ obtenues incluent toutes les informations sur les grandeurs triphasées de départ. Il est à noter que la composante homopolaire n'a pas été prise en compte vu que le système est équilibré et sans neutre raccordé.

En remplaçant les équations (2.21)–(2.23) dans (2.18), et en séparant simplement les composantes réelles et imaginaires, on obtient le modèle du redresseur, dans le repère stationnaire $\alpha\beta$, qui est décrit par les deux équations suivantes :

$$e_\alpha = L \frac{di_\alpha}{dt} + R i_\alpha + v_\alpha \quad (2.24)$$

$$e_\beta = L \frac{di_\beta}{dt} + R i_\beta + v_\beta \quad (2.25)$$

La représentation du vecteur des signaux de commande, par ces composantes réelle et imaginaire, est donnée par :

$$\vec{S}_s = S_\alpha + jS_\beta \quad (2.26)$$

En remplaçant (2.21) et (2.26) dans (2.20), on obtient le modèle du bus continu dans le repère $\alpha\beta$, tel que :

$$C \frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{3}{4} (S_\alpha i_\alpha + S_\beta i_\beta) - i_{ch} \quad (2.27)$$

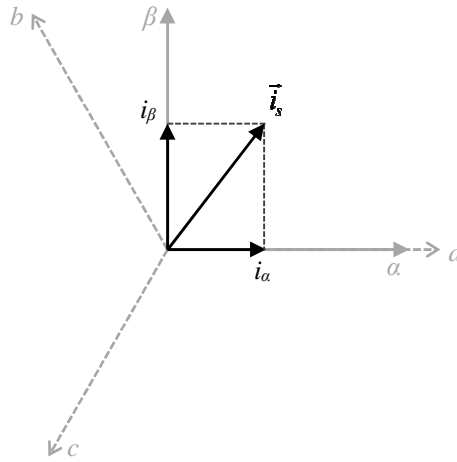


Figure 2.6 : Représentation du vecteur courant dans le repère $\alpha\beta$.

On peut aussi utiliser la relation qui lie les grandeurs du repère $\alpha\beta$ aux grandeurs triphasées. Celle-ci est donnée par la transformation de Clarke ($C_{\alpha\beta}$), comme suit :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \underbrace{\frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}}_{C_{\alpha\beta}} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

où x représente les courants, les tensions ou les états de commutation.

2.2.2.5 Modélisation dans le repère tournant dq

Pour obtenir le modèle dans le repère dq , il suffit d'appliquer une rotation au vecteur (2.16) dans le sens antihoraire, de sorte que le repère tournant soit aligné avec la tension du réseau et qu'ils aient la même pulsation ω . Où $\theta = \omega t$ et $\omega = 2\pi f$ rad/s, f est la fréquence du réseau en Hz. Ainsi, l'application de cette rotation aux vecteurs courants et tensions permet d'obtenir les relations ci-dessous :

$$\vec{i}_{dq} = \vec{i}_s e^{-j\theta} = i_d + j i_q \quad (2.29)$$

$$\vec{v}_{dq} = \vec{v}_s e^{-j\theta} = v_d + j v_q \quad (2.30)$$

$$\vec{e}_{dq} = \vec{e}_s e^{-j\theta} = e_d + j e_q \quad (2.31)$$

où \vec{i}_{dq} , \vec{v}_{dq} et \vec{e}_{dq} sont les phaseurs spatiaux liés au repère tournant dq . En multipliant (2.18) par un facteur $e^{-j\theta}$ et en remplaçant les vecteurs spatiaux originaux par les vecteurs spatiaux donnés par (2.29)–(2.31) on obtient :

$$\vec{e}_{dq} = L \frac{d\vec{i}_{dq}}{dt} + j\omega L \vec{i}_{dq} + R \vec{i}_{dq} + \vec{v}_{dq} \quad (2.32)$$

où l'égalité suivante est utilisée :

$$L \frac{d\vec{i}_{dq}}{dt} = L \frac{d\vec{i}_{dq}}{dt} e^{-j\theta} + j\omega L \vec{i}_{dq} \quad (2.33)$$

En séparant les composantes réelles et imaginaires de (2.32), le modèle du redresseur dans le repère tournant dq s'écrit finalement sous la forme suivante :

$$e_d = L \frac{di_d}{dt} - \omega L i_q + R i_d + v_d \quad (2.34)$$

$$e_q = L \frac{di_q}{dt} + \omega L i_d + R i_q + v_q \quad (2.35)$$

En appliquant la même rotation au vecteur des signaux de commande, on obtient :

$$\vec{S}_{dq} = \vec{S}_s e^{-j\theta} = S_d + jS_q \quad (2.36)$$

La substitution des équations (2.29) et (2.36) dans (2.20) nous donne la variation de la tension aux bornes du condensateur dans le repère dq comme suit :

$$C \frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{3}{4} (S_d i_d + S_q i_q) - i_{ch} \quad (2.37)$$

Il existe une relation entre les grandeurs du repère $\alpha\beta$ et les grandeurs du repère dq . La transformation de Park (P_{dq}) [88], qui est donné par :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}}_{P_{dq}} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

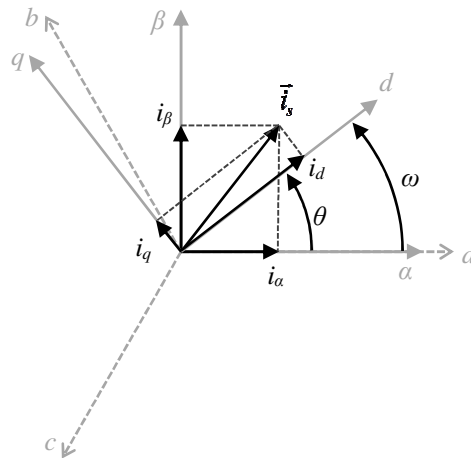


Figure 2.7 : Représentation vecteur courant dans le repère dq .

L'association de la transformation de Clark (2.28) à la transformation de Park (2.38) donne la transformation Park-Clark, qui permet le passage direct du repère abc au repère dq :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

2.2.3 Théorie des puissances instantanées

Plusieurs théories ont tenté de donner une méthode de calcul et une interprétation physique de l'énergie transmise dans un circuit électrique, on peut citer les définitions de Budeanu et de Fryze [39], [89], [90]. Cependant, ces méthodes présentent quelques limitations liées à la forme ou la fréquence des courants et tensions utilisés dans les calculs. C'est en 1982 que la théorie des puissances instantanées active et réactive (*P-Q Theory*) a été présentée pour la première fois par Akagi [91], [92]. Depuis, beaucoup de travaux ont apporté des contributions significatives à son adaptation aux circuits triphasés avec neutre raccordé, à son extension aux circuits polyphasés et à son application aux équipements d'électronique de puissance [93]. Cette méthode n'a pas de contraintes liées à la forme des tensions et des courants. Elle est valable non seulement en régime permanent, mais aussi en régime transitoire [39].

On définit la valeur instantanée de la puissance apparente, à l'aide des phaseurs spatiaux des tensions et des courants, comme grandeur complexe selon la relation :

$$\vec{S} = P + jQ = \frac{3}{2} \vec{e}_s \vec{i}_s^* \quad (2.40)$$

\vec{i}_s^* est la valeur complexe conjuguée du phaseur spatial du courant. La partie réelle de la puissance apparente \vec{S} est la valeur instantanée de la puissance active, elle est donnée par :

$$P = \frac{3}{2} \Re e \left(\vec{e}_s \vec{i}_s^* \right) \quad (2.41)$$

La partie imaginaire de \vec{S} correspond à la valeur instantanée de la puissance réactive :

$$Q = \frac{3}{2} \Im m \left(\vec{e}_s \vec{i}_s^* \right) \quad (2.42)$$

En remplaçant dans (2.41) les phaseurs spatiaux par leur définition donnée par les équations (2.16)–(2.18) et après simplification, on obtient :

$$\vec{S} = e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c + j \frac{1}{\sqrt{3}} \left((e_b - e_c) i_a + (e_c - e_a) i_b + (e_a - e_b) i_c \right) \quad (2.43)$$

La partie réelle est la somme des valeurs instantanées du produit tension de phase par courant de phase, ce qui donne la puissance active instantanée.

$$P = e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c \quad (2.44)$$

Par ailleurs, la partie imaginaire, qui représente la puissance réactive instantanée, est la somme des valeurs instantanées du produit, tension composée par le courant de phase multiplié par le facteur $1/\sqrt{3}$.

$$Q = \frac{1}{\sqrt{3}} \left((e_b - e_c) i_a + (e_c - e_a) i_b + (e_a - e_b) i_c \right) \quad (2.45)$$

En régime permanent sinusoïdal, les puissances active et réactive sont constantes et valent :

$$\begin{cases} P = \frac{3}{2} E_m I_m \cos \varphi \\ Q = \frac{3}{2} E_m I_m \sin \varphi \end{cases} \quad (2.46)$$

où φ est le déphasage entre la tension et le courant pour chaque phase et I_m est l'amplitude des courants triphasés. L'expression de la puissance apparente du convertisseur peut être exprimée dans le repère $\alpha\beta$, en remplaçant les phaseurs spatiaux de courant et de tension par leurs expressions données dans le repère $\alpha\beta$:

$$\vec{S} = \frac{3}{2} (e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta) + j \frac{3}{2} (e_\beta i_\alpha - e_\alpha i_\beta) \quad (2.47)$$

D'où l'on déduit que :

$$\begin{cases} P = \frac{3}{2} (e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta) \\ Q = \frac{3}{2} (e_\beta i_\alpha - e_\alpha i_\beta) \end{cases} \quad (2.48)$$

De même, la puissance apparente dans le repère dq est donnée par :

$$\vec{S} = \frac{3}{2} (e_d i_d + e_q i_q) + j \frac{3}{2} (e_q i_d - e_d i_q) \quad (2.49)$$

Ce qui donne :

$$\begin{cases} P = \frac{3}{2} (e_d i_d + e_q i_q) \\ Q = \frac{3}{2} (e_q i_d - e_d i_q) \end{cases} \quad (2.50)$$

2.3 Commande vectorielle du redresseur à MLI

En se basant sur les critères de simplicité d'implantation, de robustesse de la commande et l'impact de cette dernière sur la qualité des signaux, nous allons employer la stratégie de commande vectorielle (VOC), développée par analogie avec la commande vectorielle des machines électriques [29], [94]. Cette stratégie reste très répandue dans les applications industrielles [94], [95]. Elle permet d'obtenir un contrôle découplé des deux composantes du vecteur courant, orienté dans la même direction que le vecteur tension du réseau, dans le repère tournant synchrone $d-q$ [95].

Vu que la commande vectorielle est développée dans le repère tournant, nous allons exploiter le modèle donné par les équations (2.51)–(2.53) pour la synthèse des régulateurs :

$$L \frac{di_d}{dt} = -R i_d + \omega L i_q - v_d - e_d \quad (2.51)$$

$$L \frac{di_q}{dt} = -Ri_q - \omega Li_d - v_q - e_q \quad (2.52)$$

$$C \frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{3}{4} (S_d i_d + S_q i_q) - i_{ch} \quad (2.53)$$

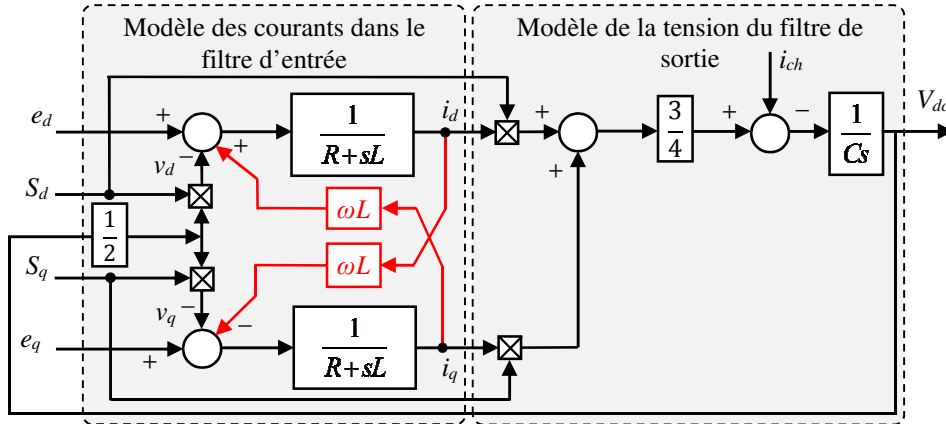


Figure 2.8 : Modèle du redresseur MLI dans le repère tournant dq .

On fixe deux objectifs à la commande du redresseur en boucle fermée :

- Maintenir la tension du bus continu constante, quel que soit l'amplitude et le sens de l'écoulement de la puissance.
- Maintenir un facteur de puissance unitaire au point de connexion au réseau électrique, ce qui se traduit par le maintien du courant d'axe q à une valeur nulle en présence de perturbations.

Pour cela, une boucle interne contrôle les courants d'axe d et d'axe q et une boucle externe commande la tension du bus continu V_{dc} . En outre, une boucle à verrouillage de phase (*Phase Locked Loop*) (PLL) est utilisée pour estimer l'angle instantané θ des tensions réseau employé dans la transformation de Park. Dans la section suivante, nous allons détailler les différents blocs de la stratégie VOC.

2.3.1 Structure de la commande vectorielle

Plusieurs techniques ont été utilisées afin de produire les signaux de commande du redresseur à MLI. Elles se différencient par la nature de la boucle interne de régulation utilisée. Cette dernière peut être en courant ou en puissance, à fréquence de commutation fixe ou variable [31]. Le schéma de principe de la commande vectorielle du redresseur à MLI connecté au réseau, est donné par la figure 2.9. Il se compose principalement des parties suivantes :

- Une boucle externe contrôlant la tension du bus continu. Elle a pour objectif de maintenir la tension du bus continu à une valeur de référence. Cette boucle a comme entrée la tension de référence V_{dc-ref} et la tension mesurée V_{dc} , et donne à la sortie le courant i_{dc} , nécessaire pour charger le condensateur du bus continu à la valeur choisie, afin de compenser les pertes. L'option la plus commune pour le contrôle de cette boucle consiste à utiliser un régulateur PI.

- Une boucle interne contrôlant les courants circulant dans le filtre d'entrée. Cette boucle de contrôle a comme entrées les variables de référence (i_{d-ref} , i_{q-ref}) et de mesure (i_d , i_q) et donne les tensions de référence qui vont au bloc de modulation (v_{d-ref} , v_{q-ref}). Dans la plupart des cas, cette boucle de contrôle sert à régler les courants, avec des correcteurs à hystérésis, des correcteurs de type Deadbeat, des régulateurs à base d'intégrateurs résonnants en repère fixe, etc. Toutefois, dans le cas de la commande vectorielle classique cette boucle exploite le régulateur PI en repères tournants.
- Une boucle de synchronisation qui permet d'estimer l'angle instantané des tensions réseau. Généralement, une boucle à verrouillage de phase est utilisée [42]. Cependant, quelques auteurs utilisent aussi une estimation du flux virtuel, ce qui permet d'éliminer les capteurs de tension [31].

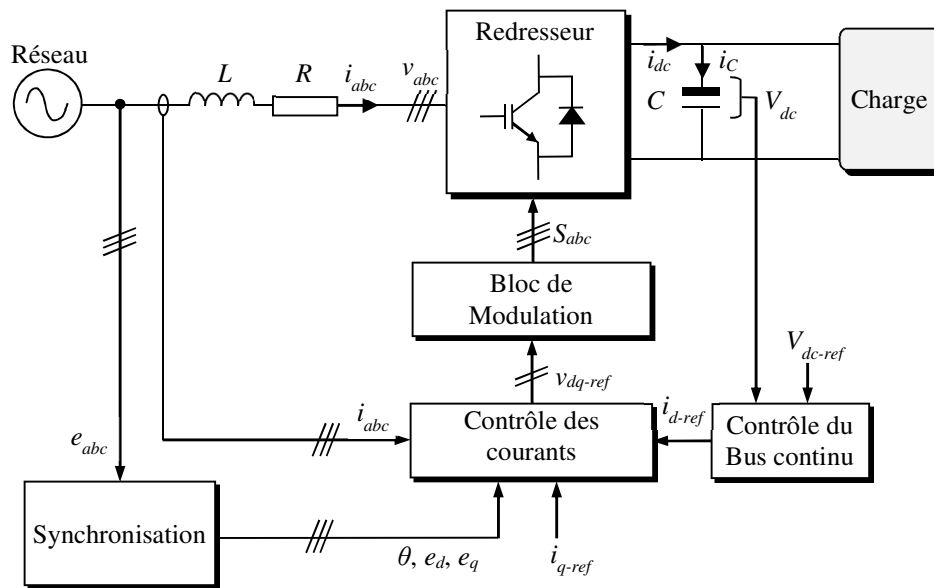


Figure 2.9 : Schéma de principe de la commande vectorielle du redresseur à MLI.

2.3.2 Boucle de régulation des courants

Le modèle du redresseur dans le repère dq représenté par la figure 2.8 nous montre que nous pouvons mettre en place un contrôle des courants circulant dans le filtre d'entrée, étant donné, qu'à l'influence des couplages près, chaque axe peut être commandé indépendamment de l'autre avec deux régulateurs de type PI.

Considérons le schéma de la figure 2.10 qui représente la boucle de régulation des courants d'axes dq . Si nous procédons à la compensation du terme de couplage ωLi_q et de la grandeur perturbatrice e_d suivant l'axe d , ainsi que la compensation du terme de couplage ωLi_d et de la grandeur perturbatrice e_q suivant l'axe q , les fonctions de transferts en boucle ouverte suivants les axes d et q sont similaires sont données par :

$$G_{BO-i} = \frac{k_{pc}s + k_{ic}}{s} G_{IGBT} \frac{1}{Ls + R} \quad (2.54)$$

où les paramètres k_{pc} et k_{ic} sont les gains, respectivement, de l'action proportionnelle et de l'action intégrale du régulateur de courant.

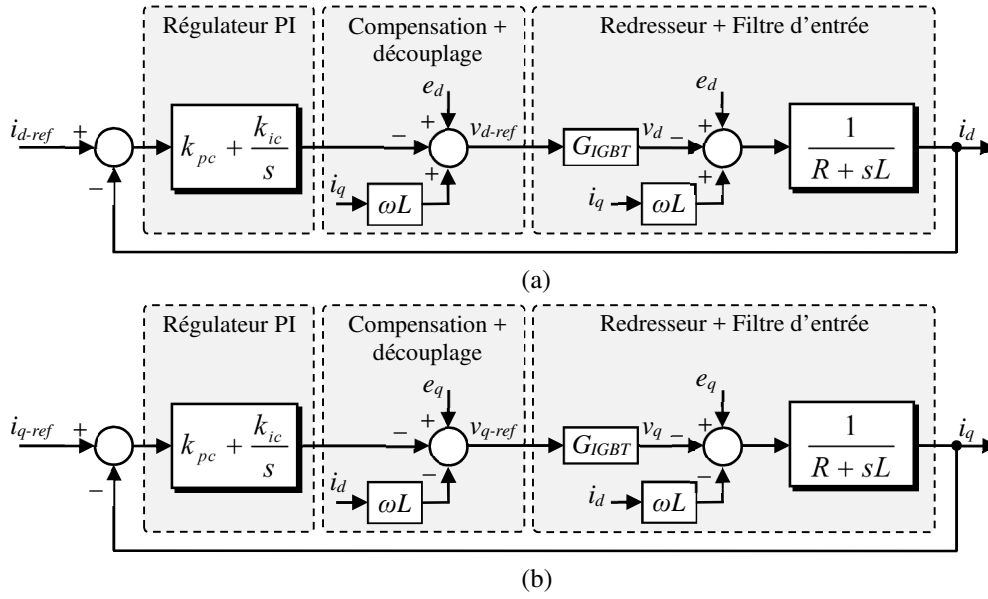


Figure 2.10 : Boucles de régulation des courants ; (a) courant d'axe direct, (b) courant d'axe en quadrature.

La fonction de transfert du pont redresseur à IGBT représentée par G_{IGBT} est assimilable à un gain, à condition que la fréquence de commutation, imposée par la MLI, soit élevée par rapport à la dynamique du système et que les temps morts imposés par les circuits d'attaque (*drivers*) des interrupteurs soient négligés [7], [96]. Dans ce cas, le gain a pour expression :

$$G_{IGBT} = \frac{V_{dc}}{2v_p} \quad (2.55)$$

où v_p est l'amplitude de la porteuse triangulaire servant à la génération des signaux MLI. De plus, si nous posons $v_p = V_{dc}/2$ pour que les tensions à l'entrée du redresseur soient égales à leurs références, alors le gain $G_{IGBT} = 1$. Le schéma simplifié de la boucle de régulation du courant d'axe d est alors montré par la figure 2.11. Il est à noter que le schéma simplifié de la boucle de régulation du courant d'axe q est similaire à celui du courant d'axe d .

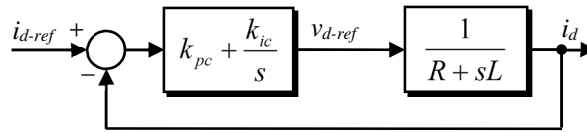


Figure 2.11 : Boucle de régulation du courant i_d .

Ainsi, nous pouvons écrire la fonction de transfert en boucle ouverte, du système simplifié de la figure 2.11, comme suit :

$$G_{BO-i}(s) = \frac{k_{pc}s + k_{ic}}{s} \frac{1}{Ls + R} \quad (2.56)$$

En plaçant le zéro (k_{pc}/k_{ic}) du correcteur de façon à compenser le pôle (L/R) en boucle ouverte, tel que $k_{pc}/k_{ic} = L/R$. La fonction de transfert en boucle fermée prendra alors la forme suivante après simplification :

$$G_{BF-i} = \frac{i_d}{i_{d-ref}} = \frac{G_{iBO}}{1 + G_{iBO}} = \frac{k_{pc}}{Rs + k_{ic}} = \frac{1}{(R/k_{ic})s + 1} \quad (2.57)$$

Nous avons procédé par la méthode de compensation de pôles pour la synthèse des paramètres k_{pc} et k_{ic} des régulateurs. Cette méthode a l'avantage d'être simple à mettre en œuvre sur une fonction de transfert de premier ordre [96]. Nous avons d'abord défini la pulsation de coupure ω_{cc} du système (2.57) qui est donnée par l'égalité $\omega_{cc} = k_{ic}/R$, ensuite nous avons fixé un temps de réponse $t_{rc} = 3/\omega_{cc}$, au terme duquel les courants (i_d, i_q) atteignent 95% de leurs valeurs de références. Finalement, les paramètres k_{pc} et k_{ic} sont calculés en fonction des paramètres R et L du filtre d'entrée du redresseur et du temps de réponse t_{rc} du système en boucle fermée, comme suit :

$$k_{ic} = \frac{3R}{t_{rc}} \quad (2.58)$$

$$k_{pc} = \frac{3L}{t_{rc}} \quad (2.59)$$

2.3.3 Boucle de régulation de la tension continue

L'objectif de la boucle externe est de maintenir la tension du bus continu V_{dc} à une valeur de référence constante en présence de variations du courant de charge. En effet, elle est destinée à compenser toute perturbation, provoquant une variation de l'énergie stockée dans le condensateur. La régulation de V_{dc} est obtenue en ajustant l'amplitude des références des courants prélevés pour contrôler le transit de puissance active entre le réseau et le bus continu. Cette boucle a comme entrée, la tension de référence V_{dc-ref} , et comme sorti la tension mesurée V_{dc} . Vu que la précision est un facteur important, un régulateur de type PI est souvent utilisé pour garantir une erreur nulle, entre la tension de référence V_{dc-ref} et la tension de sortie V_{dc} [94].

En négligeant les pertes par commutation et par conduction des interrupteurs à IGBT ainsi que les pertes par effet Joule dans le filtre d'entrée, l'application du principe de conservation des puissances donne la relation entre les puissances d'entrée-sortie du redresseur. Elle s'écrit sous la forme suivante :

$$\frac{3}{2}(e_d i_d + e_q i_q) = V_{dc} i_{dc} = V_{dc} C \frac{dV_{dc}}{dt} + V_{dc} i_{ch} \quad (2.60)$$

La linéarisation autour d'un point de fonctionnement de (2.60) est donnée par (2.61), où les quantités avec $\hat{}$ sont de faibles perturbations autour des points de fonctionnement E_d, E_q, V_{dc} et I_{ch} .

$$\frac{3}{2}[(E_d + \hat{e}_d)(I_d + \hat{i}_d) + (E_q + \hat{e}_q)(I_q + \hat{i}_q)] = (V_{dc0} + \hat{v}_{dc})C \frac{d}{dt}(V_{dc} + \hat{v}_{dc}) + (V_{dc} + \hat{v}_{dc})(I_{ch} + \hat{i}_{ch}) \quad (2.61)$$

Afin de contrôler la tension du bus continu à travers la composante i_d du courant alternatif, il nous faut trouver la fonction de transfert \hat{v}_{dc} / \hat{i}_d [1], [67]. Ainsi, les autres perturbations sont supposées nulles ($\hat{e}_d = \hat{e}_q = \hat{i}_q = \hat{i}_{ch}$). On obtient après calculs :

$$\frac{3}{2}(E_d I_d + E_d \hat{i}_d + E_q I_q) = V_{dc} C \frac{d\hat{v}_{dc}}{dt} + \hat{v}_{dc} I_{ch} + V_{dc} I_{ch} \quad (2.62)$$

En considérant un fonctionnement en régime permanent, on peut écrire l'égalité suivante :

$$\frac{3}{2}(E_d I_d + E_q I_q) = V_{dc} I_{ch} \quad (2.63)$$

Ce qui donne finalement :

$$\frac{3}{2}(E_d \hat{i}_d) = V_{dc} C \frac{d\hat{v}_{dc}}{dt} + \hat{v}_{dc} I_{ch} \quad (2.64)$$

A partir de cette équation, en mettant $E_d = E_m$, nous déduisons la fonction de transfert de premier ordre suivante :

$$\frac{\hat{v}_{dc}(s)}{\hat{i}_d(s)} = \frac{3}{2} \frac{E_m}{V_{dc} Cs + I_{ch}} \quad (2.65)$$

Sur la base de l'égalité (2.60) et à l'aide de la fonction de transfert (2.65), nous pouvons développer le schéma de régulation de la tension du bus continu V_{dc} , comme il est illustré sur la figure 2.12. Ce schéma contient :

- un régulateur PI qui fournit la référence de courant du bus continu i_{dc-ref} nécessaire pour maintenir la charge du condensateur et répondre au besoin de la charge.
- un bloc d'adaptation qui permet de calculer le courant i_{d-ref} à partir de i_{dc-ref} qui est obtenue en supposant la conservation de la puissance active du côté alternatif et du côté continu (voir l'équation (2.60)). L'amplitude du courant de référence i_{d-ref} est alors calculée sur la base de la relation ci-après :

$$i_{d-ref} = \frac{2V_{dc} i_{dc-ref}}{3E_m} = \frac{2P_{dc-ref}}{3E_m} \quad (2.66)$$

- la boucle interne de courant dont la fonction de transfert est donnée par (2.57).
- la fonction de transfert donnée par l'expression (2.65).

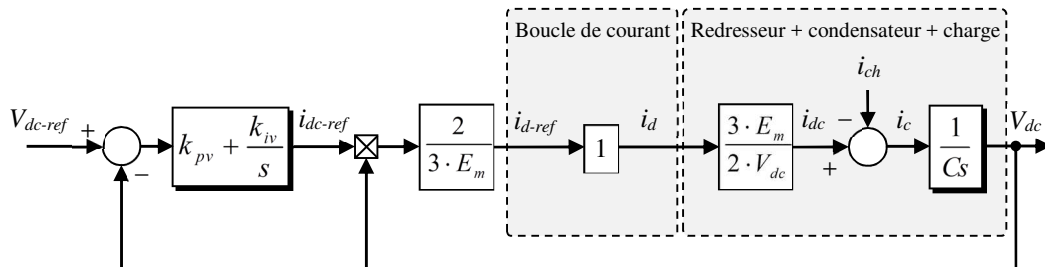


Figure 2.12 : Schémas de régulation de la tension du bus continu.

Vu que la boucle de courants (boucle interne) est plus rapide que celle de la tension (boucle externe), la fonction de transfert de la boucle de courants n'intervient pas dans la stabilité de la boucle de tension. On peut donc la représenter par un gain unitaire en régime permanent. De plus, en supposant la perturbation causée par i_{ch} parfaitement compensée par le régulateur PI, le schéma de régulation de V_{dc} peut se simplifier.

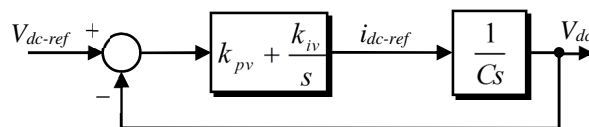


Figure 2.13 : Schéma simplifié de régulation de la tension du bus continu.

A partir du schéma simplifié représenté par la figure 2.13, la fonction de transfert du système en boucle ouverte s'écrit :

$$G_{BO-v}(s) = \frac{k_{pv}s + k_{iv}}{s} \frac{1}{Cs} \quad (2.67)$$

où les paramètres k_{pv} et k_{iv} sont les gains, respectivement, de l'action proportionnelle et de l'action intégrale du régulateur de la tension du bus continu.

La fonction de transfert en boucle fermée prendra alors la forme d'un système de deuxième ordre, tel que :

$$G_{BF-v} = \frac{V_{dc}}{V_{dc-ref}} = \frac{(k_{pv}/k_{iv})s + 1}{(C/k_{iv})s^2 (k_{pv}/k_{iv})s + 1} = \frac{(2\xi/\omega_n)s + 1}{(1/\omega_n^2)s^2 (2\xi/\omega_n)s + 1} \quad (2.68)$$

Le calcul des paramètres du régulateur PI a été effectué en utilisant la méthode de placement de pôles afin d'obtenir le meilleur compromis entre une bonne dynamique de la boucle de tension et de faibles dépassements des courants. Cette méthode est généralement utilisée pour les fonctions de transfert de deuxième ordre (lorsque le régulateur est inclus) [1], telle que la fonction de transfert en boucle ouverte de régulation de la tension continue (2.67).

A partir de la fonction de transfert en boucle fermée (2.68), en plaçant les pôles pour un amortissement $\xi = 0.707$, les paramètres k_{iv} et k_{pv} sont donnés par :

$$k_{iv} = C\omega_{cv}^2 \quad (2.69)$$

$$k_{pv} = 2\xi C\omega_{cv} \quad (2.70)$$

où la pulsation de coupure ω_{cv} est choisi pour un amortissement $\xi = 0.707$, en fonction du temps de réponse t_{rv} , telle que $\omega_{cv} = 3/t_{rv}$.

Il est à noter que le choix des temps de réponse t_{rc} et t_{rv} , respectivement de la boucle de courant et de la boucle de tension, est fait de telle sorte que $t_{rv} \gg t_{rc}$.

2.3.4 PLL pour la synchronisation du redresseur à MLI au réseau électrique

Afin d'assurer un fonctionnement à facteur de puissance unitaire et un échange contrôlé des puissances active et réactive, le redresseur à MLI doit être toujours synchronisé au réseau. Une PLL est généralement utilisée pour la synchronisation [42], [81]. Cette technique permet d'obtenir l'angle instantané des tensions du réseau en exploitant une propriété fondamentale de la transformation de Park, à savoir que si l'angle instantané intervenant dans la transformation θ_{est} est égal à l'angle instantané θ du système de tensions triphasées et équilibrées, alors les composantes selon les axes $d-q$ seront constantes [81].

Le système de tensions triphasées (e_a, e_b, e_c), lorsqu'il est exprimé dans le repère synchrone, donne les tensions e_d et e_q d'axes d et q , respectivement. La PLL présentée ici réalise le suivi de l'angle instantané des tensions du réseau grâce à une boucle de régulation. En supposant des tensions triphasées équilibrées, on peut développer un modèle pour la boucle de régulation de la PLL. Ainsi, en appliquant la transformée de Park-Clark, donnée par (2.39), aux tensions triphasées tel que :

$$\begin{bmatrix} e_a(\theta) \\ e_b(\theta) \\ e_c(\theta) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_m \cos(\theta) \\ E_m \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ E_m \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.71)$$

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_{est} & \cos(\theta_{est} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{est} + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta_{est} & -\sin(\theta_{est} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{est} + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} E_m \cos(\theta) \\ E_m \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ E_m \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.72)$$

On obtient les tensions e_d et e_q , qui sont données par :

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = E_m \begin{bmatrix} \cos(\theta_{est} - \theta) \\ -\sin(\theta_{est} - \theta) \end{bmatrix} = E_m \begin{bmatrix} \cos(\Delta\theta) \\ -\sin(\Delta\theta) \end{bmatrix} \quad (2.73)$$

Si l'erreur $\Delta\theta$ entre l'angle θ et l'angle estimé par la PLL θ_{est} est nulle, $e_d = E_m$ et $e_q = 0$. Il est alors possible de réaliser le suivi de l'angle instantané des tensions du réseau, grâce à une boucle de régulation qui maintient la composante en quadrature e_q à une valeur nulle. En considérant que pour les petites valeurs de $\Delta\theta$, le terme $\sin(\Delta\theta)$ est équivalent à $\Delta\theta$ ($\sin(\Delta\theta) \approx \Delta\theta$) [42], on obtient le modèle linéarisé de la PLL. Ce modèle est représenté par la figure 2.14.

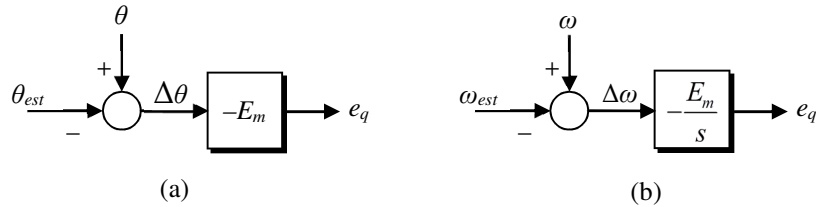


Figure 2.14 : Modèle linéarisé de la PLL ; (a) angle instantané, (b) pulsation.

Le modèle linéarisé permet une synthèse aisée du régulateur de la PLL. Nous avons choisi un régulateur de type PI. La boucle de régulation obtenue est illustrée par la figure 2.15.

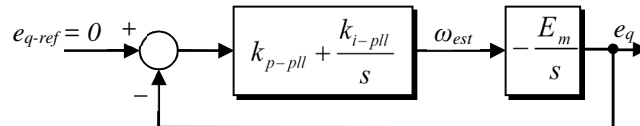


Figure 2.15 : Schéma simplifié de la PLL.

Souvent, le système de tensions du réseau n'est pas parfait et présente des harmoniques ou des déséquilibres. Cela engendre des oscillations des composantes e_d , e_q et θ_{est} calculées par la PLL. Ces oscillations peuvent affecter les autres blocs de commande utilisant θ_{est} . Afin de pallier ces limitations, de nombreuses méthodes de synchronisation ont été proposées [44]–[48], [97]. Cependant, du fait de la propriété de filtrage de la PLL que nous avons utilisé, la qualité

de l'angle instantané estimé par la PLL dépend de sa bande passante [42], [81]. Ainsi, si celle-ci est suffisamment réduite, les perturbations des tensions du réseau seront filtrées.

La synthèse des paramètres optimaux du régulateur PI est basée sur le schéma simplifié de la PLL (figure 2.15). La fonction de transfert de cette dernière en boucle fermée est donnée par :

$$G_{BF-PLL} = \frac{e_q}{e_{q-ref}} = \frac{-E_m (k_{i-pll} + k_{p-pll}s)}{s^2 - E_m k_{p-pll}s - E_m k_{i-pll}} \quad (2.74)$$

Il existe différentes méthodes pour choisir les paramètres k_{p-pll} et k_{i-pll} du régulateur PI. La méthode la plus appropriée dépend des critères de performances à imposer au régulateur. Dans ce cas, nous avons un système de second ordre. Nous avons donc utilisé la méthode de placement de pôles. Par identification à un système de second ordre, on obtient :

$$k_{i-pll} = -\frac{\omega_{c-pll}^2}{E_m} \quad (2.75)$$

$$k_{p-pll} = -\frac{2\xi\omega_{c-pll}}{E_m} \quad (2.76)$$

Vu que le système en boucle fermée agit comme un filtre passe-bas, le choix d'une pulsation de coupure ω_{c-pll} proche de la pulsation du réseau ω est la meilleure solution pour atténuer l'effet des harmoniques sur l'angle θ_{est} et ce sans avoir besoin d'un filtre externe [81], [97], [98]. De ce fait, la pulsation de coupure ω_{c-pll} est choisi pour un amortissement $\xi = 1$ et un temps de réponse en boucle fermée $t_{r-pll} = 10\text{ms}$, tel que $\omega_{cv} = 4.8/t_{r-pll} = 480 \text{ rad}$. Nous obtenons alors $k_{p-pll} = -12.3422$ et $k_{i-pll} = -2962.1$.

La figure 2.16 montre la structure de la PLL triphasée que nous avons utilisée.

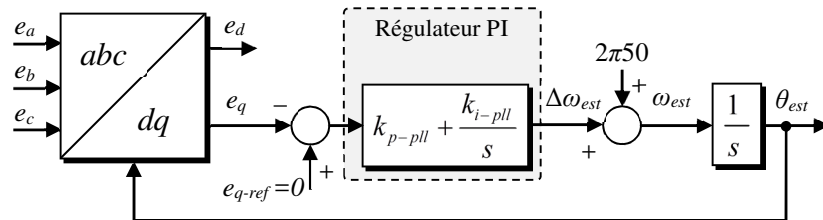


Figure 2.16 : Structure de la PLL conventionnelle.

2.3.5 Résultats de simulation et expérimentaux

Cette section présente les résultats de la commande vectorielle, testée par simulation et sur banc d'essai expérimental.

Tout d'abord, une simulation du système global (source, charge, redresseur à MLI) et de la commande vectorielle développée est effectuée sous l'environnement Matlab/Simulink. Afin de pouvoir évaluer les performances du système, en simulation, tout en nous rapprochant du comportement du système physique (banc d'essai), nous avons utilisé le modèle topologique du redresseur. En effet, ce modèle traduit, dans son comportement, les phénomènes liés à la commutation des interrupteurs. Ensuite, un banc d'essai a été mis en œuvre pour la validation expérimentale de la commande.

Le tableau 2.2 résume les paramètres utilisés, pour l'implémentation de la commande vectorielle, en simulation et en expérimentation.

Paramètres	Expérimentation	Simulation
Fréquence de la MLI f_{sw} (kHz)	7.5	7.5
Période d'échantillonnage T_s (μ s)	110	10
Valeur efficace des tensions du réseau (V)	55	55
Fréquence des tensions du réseau f (Hz)	50	50
Inductance nominale du filtre d'entrée L (mH)	8	8
Résistance nominale du filtre d'entrée R (Ω)	1	1
Référence de la tension du bus continu V_{dc-ref} (V)	220	220
Capacité du bus continu C (mF)	3.3	3.3
Résistance de charge R_{ch} (Ω)	110	110

Tableau 2.2 : Paramètres du système.

La figure 2.17 montre le schéma bloc de la commande vectorielle du redresseur à MLI connecté au réseau.

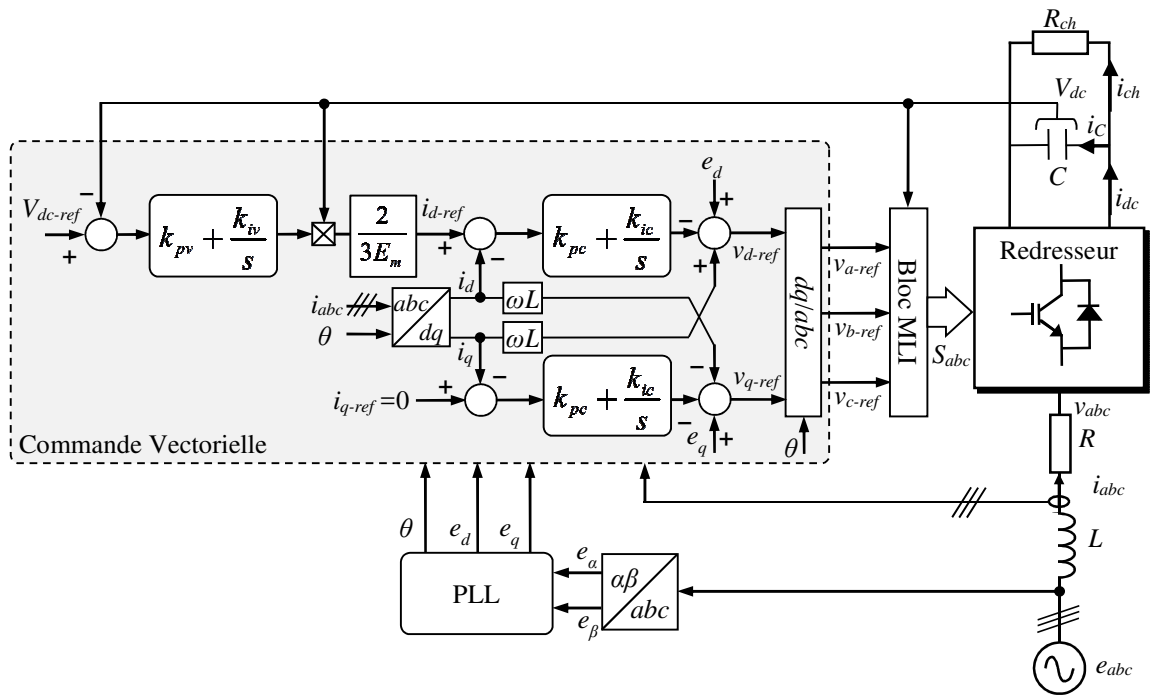


Figure 2.17 : Schéma global de la commande vectorielle de redresseur à MLI.

Dans ce qui suit, nous allons présenter une brève description des différentes parties constituant le banc d'essai : puissance, instrumentation et environnement logiciel.

2.3.5.1 Description du Banc d'essai expérimental

La figure 2.18 montre une photographie du banc d'essai expérimental, réalisé au sein du Laboratoire de Conception et Conduite des Systèmes de Production (L2CSP). Ce banc est utilisé pour implanter et valider toutes les stratégies de commande du redresseur à MLI développées dans ce travail.

La structure du banc d'essai comprend principalement trois parties :

- *Circuit de puissance* : Le système comprend un redresseur de tension composé de trois bras. Chaque bras est constitué d'un module de deux IGBT (référence SKM 100GB 123D) ; des drivers (référence ARCAL 2106), réalisant la commande rapprochée et la protection ; un condensateur du bus continu (filtre de sortie) 3300 $\mu\text{F}/400\text{ V}$; trois bobines (filtre d'entrée), d'inductances identiques ; une source triphasée ; un transformateur d'isolation ; une résistance de charge. Pour réaliser un test de fonctionnement bidirectionnel (redresseur/onduleur), une deuxième source (source alternative + pont redresseur à diodes triphasé) est connectée au bus continu du redresseur à MLI à travers la résistance de charge (figure 2.18).
- *Systèmes de mesure* : pour assurer une commande adéquate, il est nécessaire d'effectuer une mesure précise et fiable des courants et des tensions. Pour cela, des capteurs à effet Hall de courant (LA 55-P) et de tension (LV 25-P) sont utilisés. Ils ont comme avantages d'avoir une bonne linéarité, une isolation galvanique et une large bande passante.
- *Structure de commande* : Le système sur lequel les algorithmes de commande du redresseur à MLI sont implantés, est une carte dSPACE (*DS1104 R&D Controller Board*) comprenant un jeu complet de modules d'E/S (*Connector Panel*) permettant un accès facile aux signaux pour l'algorithme de commande. Elle est installée sur un PC via un connecteur PCI. Cette carte traduit en temps réel les algorithmes de commande programmés sous l'environnement Matlab/Simulink, grâce à l'interface temps réel (Real-Time Interface RTI), en signaux de commande des interrupteurs à IGBT. Le logiciel d'expérimentation (*Control Desk*), associé à la carte DS1104, permet de visualiser en temps réel les grandeurs physiques mesurées ; de stocker des données pour ensuite les traiter dans l'environnement Matlab ; de piloter les instants de démarrage ou d'arrêt du programme et de changer les paramètres de la commande en temps réel (consignes, paramètres de régulation, etc.).

Plus de détails sur le développement du prototype utilisé pour la validation des algorithmes de commande sont présentés en annexe.

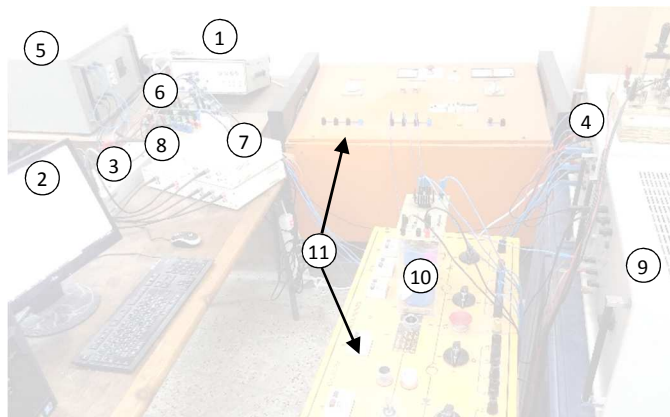


Figure 2.18 : Photographie du banc d'essai ; 1) redresseur à MLI triphasé, 2) PC-Pentium + carte dSPACE + Control Desk, 3) connecteur entrée/sortie dSPACE, 4) transformateur d'isolation, 5) résistance de couplage, 6) inductance de couplage, 7) capteurs de tension, 8) capteurs de courants, 9) résistance de charge, 10) redresseur triphasé à diodes, 11) sources de tension triphasées.

Dans ce qui suit, nous allons vérifier les performances de la PLL. Ensuite, deux tests seront effectués en considérant des tensions triphasées équilibrées sinusoïdales de 55 V (tension simple). Le premier, en variant la tension de référence du bus continu V_{dc-ref} , et le second en variant la charge.

2.3.5.2 Performances de la PLL

Les résultats de simulation numérique de la PLL sur un réseau triphasé équilibré sont représentés par la figure 2.19. Comme illustré par la figure 2.19a, la totalité du vecteur tension réseau est orienté suivant l'axe d tandis que la composante suivant l'axe q est nulle. La figure 2.19b montre que la phase instantanée est bien estimée. Il est à noter également que la tension d'axe q constitue un indice important sur le bon fonctionnement de la PLL. Un test expérimental effectué dans les mêmes conditions est représenté par la figure 2.20. On remarque que les résultats obtenus par expérimentation sont identiques à ceux obtenus par simulation.

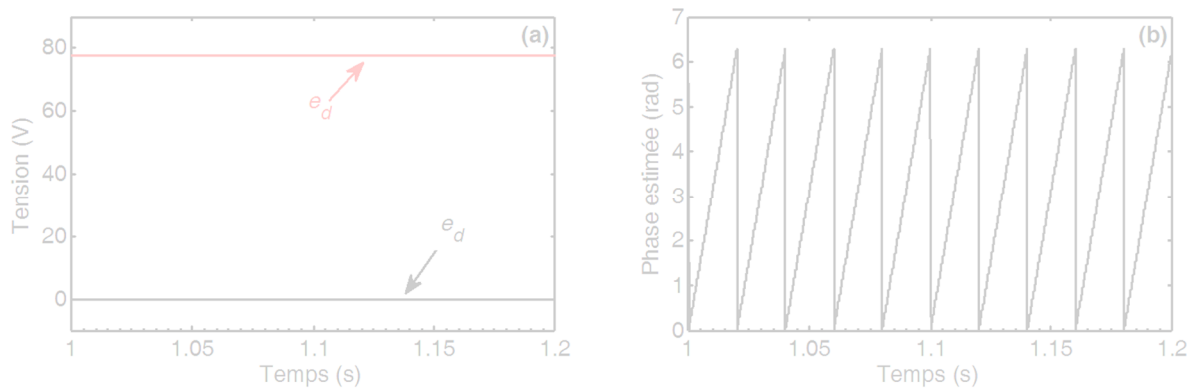


Figure 2.19 : Résultats de la PLL (simulation) ; (a) composantes directe et quadratique des tensions réseau et (b) Phase instantanée estimée des tensions réseau.

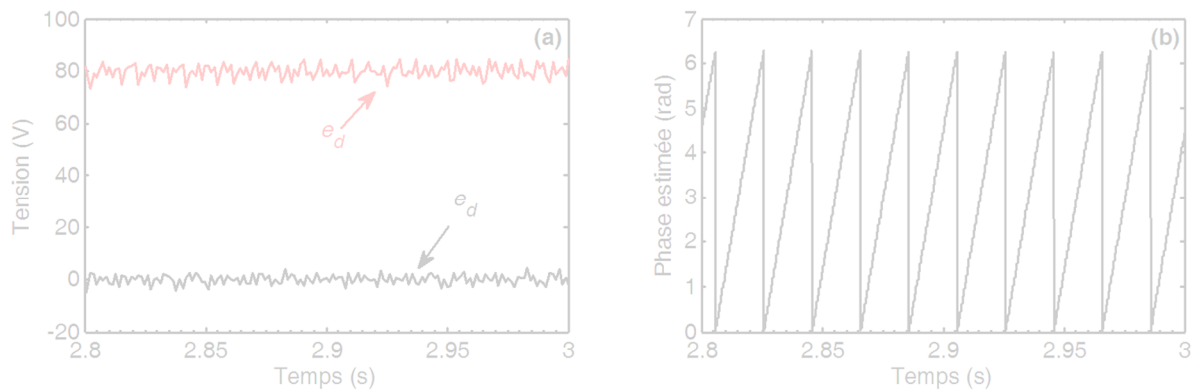


Figure 2.20 : Résultats de la PLL (expérimentation) ; (a) composantes directe et quadratique des tensions réseau et (b) Phase instantanée estimée des tensions réseau.

2.3.5.3 Variation de la référence de V_{dc}

Dans ce test le convertisseur est connecté à une charge résistive $R_{ch} = 110 \Omega$, i_{q-ref} est fixé à une valeur nulle afin de permettre un fonctionnement à facteur de puissance unitaire et i_{d-ref} est imposé par la boucle externe. Un échelon de 20 V est appliqué à V_{dc-ref} qui passe de 220 V à

240 V puis la tension de référence est ramenée à sa valeur initiale (220 V). Les résultats de simulation et d'expérimentation sont illustrés par les figures 2.21–2.24.

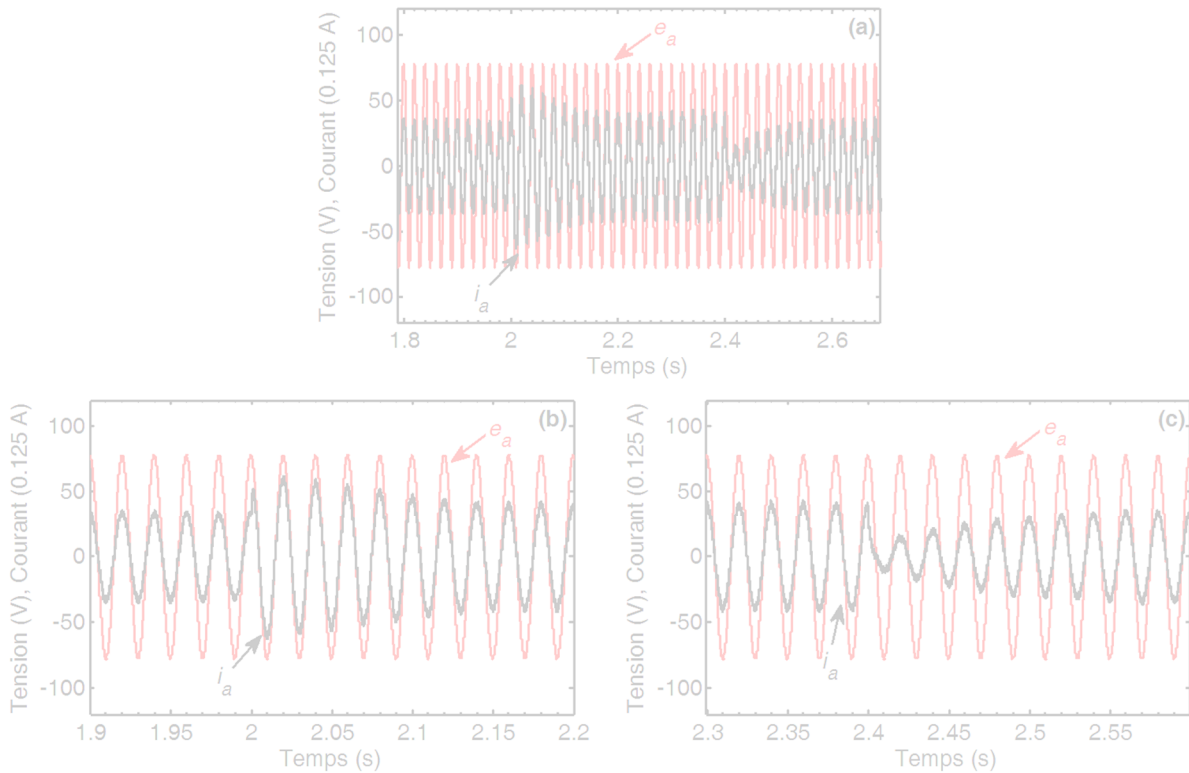


Figure 2.21 : Réponse à une variation de V_{dc-ref} (simulation) ; (a) tension du réseau e_a et courant i_a , (b) zoom sur e_a et i_a durant une augmentation de V_{dc-ref} et (c) zoom sur e_a et i_a durant une diminution de V_{dc-ref} .

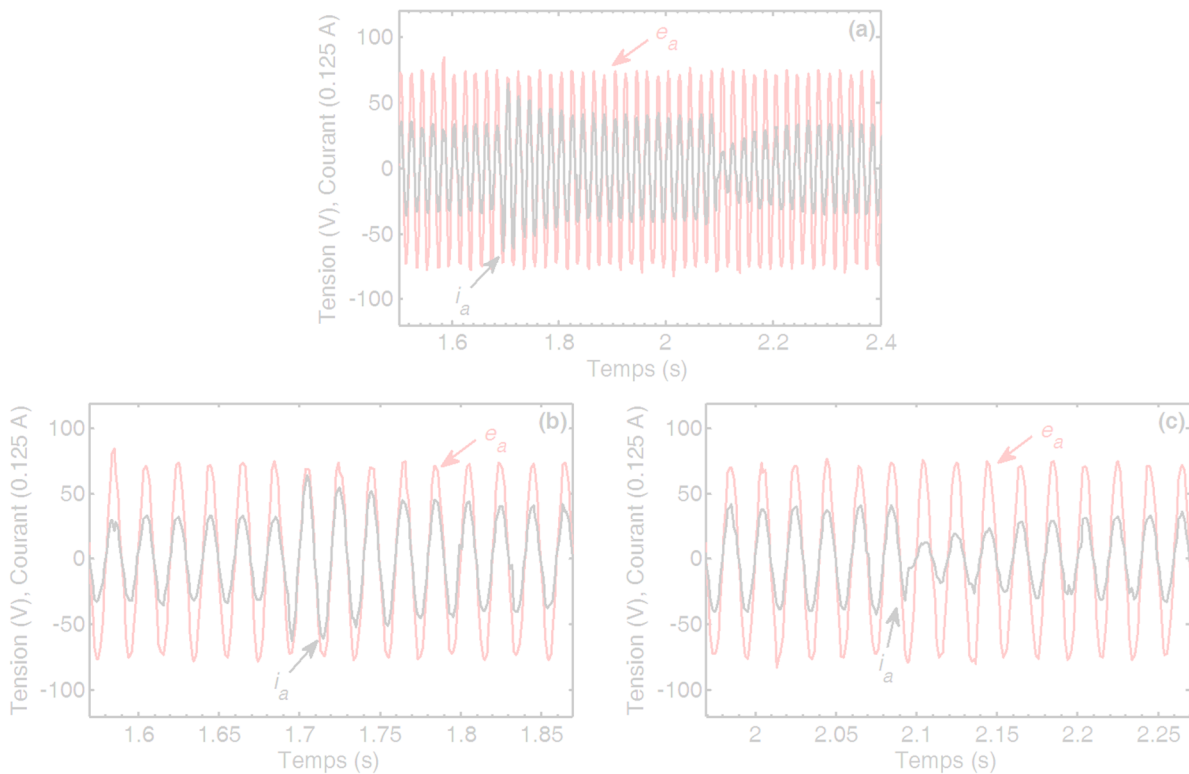


Figure 2.22 : Réponse à une variation de V_{dc-ref} (expérimentation) ; (a) tension du réseau e_a et courant i_a , (b) zoom sur e_a et i_a durant une augmentation de V_{dc-ref} et (c) zoom sur e_a et i_a durant une diminution de V_{dc-ref} .

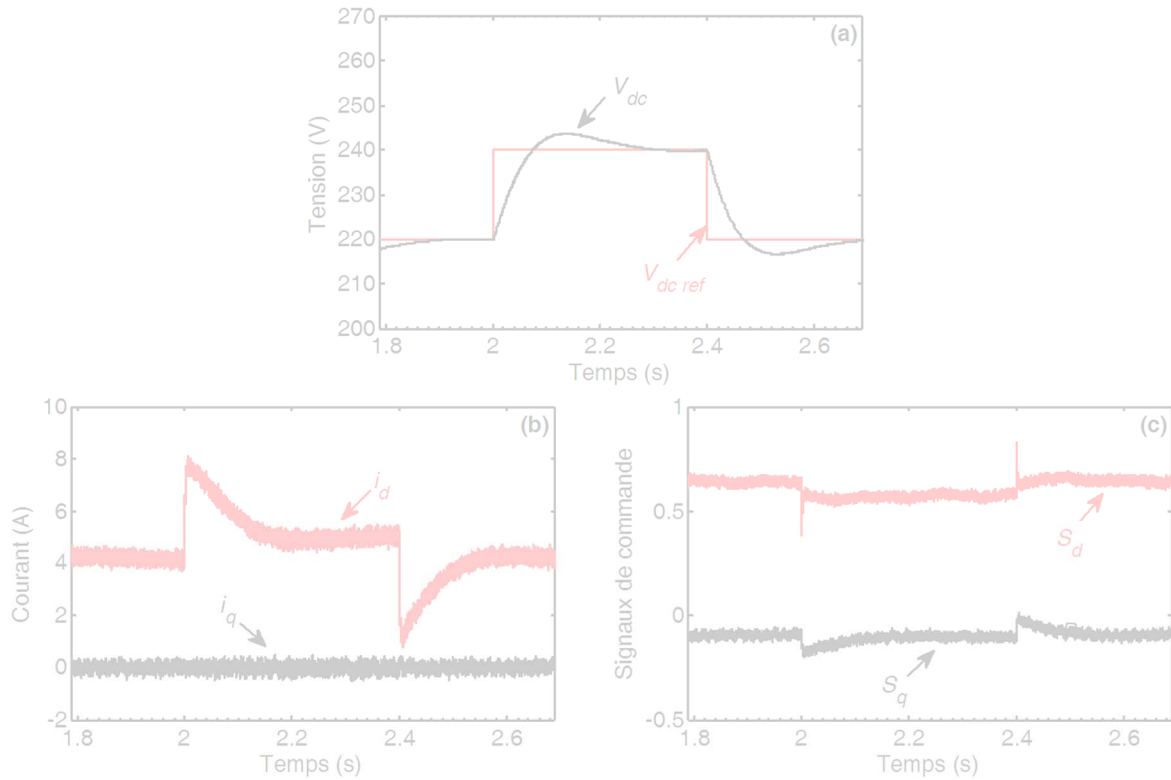


Figure 2.23 : Réponse à une variation de V_{dc-ref} (simulation) ; (a) tensions V_{dc} et V_{dc-ref} , (b) composantes directe et quadrature des courants i_d et i_q et (c) composantes directe et quadrature des signaux de commande S_d et S_q .

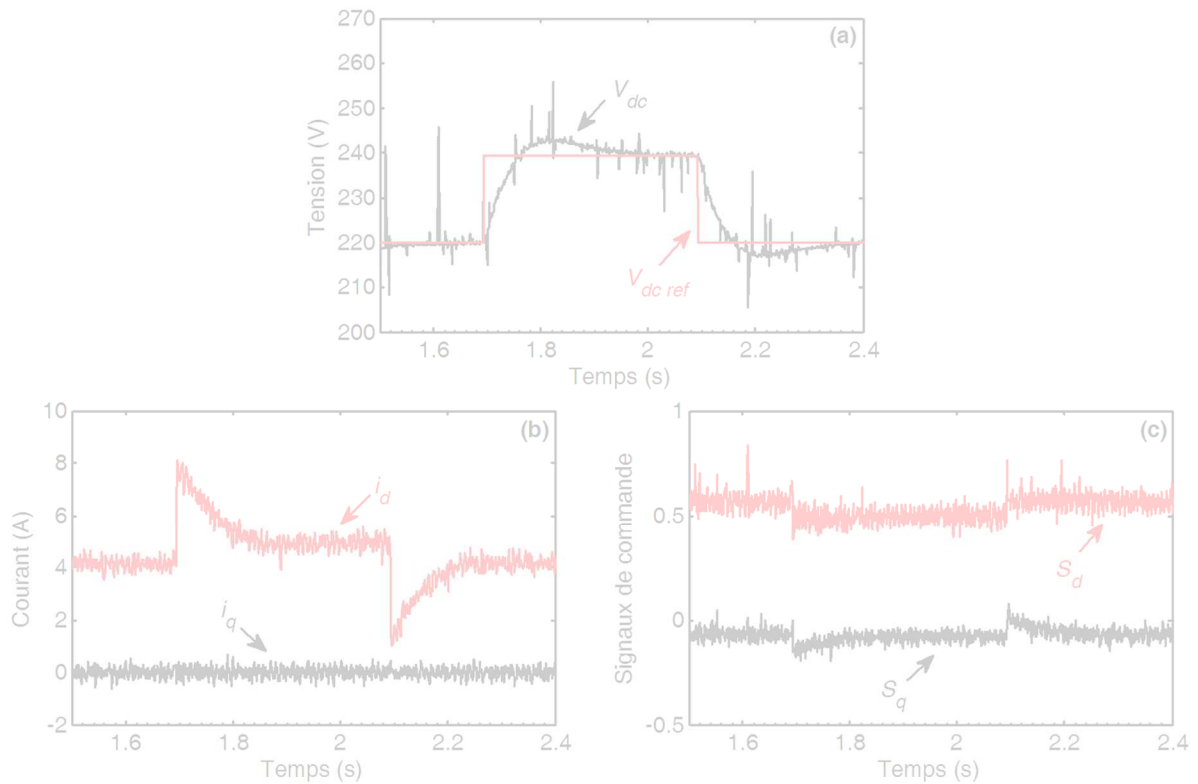


Figure 2.24 : Réponse à une variation de V_{dc-ref} (expérimentation) ; (a) tensions V_{dc} et V_{dc-ref} , (b) composantes directe et quadrature des courants i_d et i_q et (c) composantes directe et quadrature des signaux de commande S_d et S_q .

Les figures 2.23a et 2.24a présentent les performances de la boucle de régulation de la tension continue. On constate que V_{dc} suit parfaitement sa référence avec un temps de réponse et un dépassement acceptables. De plus, l'erreur statique est nulle. Vu que le vecteur tension est orienté selon l'axe d ($e_d = E_m$ et $e_q = 0$) et que i_q est constamment maintenu à sa valeur de référence à savoir $i_{q-ref} = 0$ (figures 2.23b et 2.24b), la puissance réactive absorbée est toujours nulle quel que soit la variation de la tension de référence. Ceci est confirmé par les résultats présentés dans les figures 2.21 et 2.22. Du fait que le courant et la tension de la phase a restent toujours en phase. En outre, d'après ces dernières courbes, une forme sinusoïdale des courants absorbés est obtenue. Les figures 2.23c et 2.24c nous renseignent sur la stabilité de la commande. On peut voir que le rapport cyclique ($\sqrt{(S_d)^2 + (S_q)^2}$) reste inférieur à 0.7.

Il est à noter que les piques de courant sont dues à une variation brusque de la tension aux bornes du condensateur. Cette variation engendre un appel de courant.

2.3.5.4 Variation de la charge

Durant ce test la tension V_{dc} est maintenue à 220 V ($V_{dc-ref} = 220$ V) et i_{q-ref} est fixé à une valeur nulle. Le redresseur démarre à vide puis un échelon positif de charge est appliqué, en connectant une résistance $R_{ch}=110 \Omega$ en sortie. Ensuite, un échelon négatif est appliqué. Ce qui correspond à une absorption de courant du côté continu. En pratique, ce test est réalisé en connectant le bus continu à un redresseur à diodes mis en série avec R_{ch} . Les résultats de simulation et expérimentaux sont illustrés par les figures 2.25–2.28.

Lors de l'application de l'échelon positif, la puissance active transit du réseau vers la charge. La tension e_a et le courant i_a sont en phase et $i_d = 4$ A (figures 2.25a, 2.25b et 2.27b), ceci correspond au mode redresseur. Durant l'application de l'échelon négatif, la puissance active transit de la charge vers le réseau. La tension e_a et le courant i_a sont en opposition de phase et $i_d = -3.6$ A (figures 2.25a, 2.25c et 2.27b), ceci correspond au mode onduleur. La puissance réactive est toujours nulle, quel que soit le mode de fonctionnement ($i_q = 0$). D'après les résultats présentés par la figure 2.27a, on constate que la tension V_{dc} est maintenue à sa valeur de référence avec des dépassements de $\pm 7\%$ qui apparaissent aux instants d'application des échelons de charge. Cependant, V_{dc} rattrape, après un transitoire de $\Delta t = 200$ ms, sa valeur de référence, avec une erreur statique nulle. La stabilité du système est garantie durant ce test, comme montré à la figure 2.27c. Les résultats expérimentaux représentés par les figures 2.26 et 2.28 sont similaires à ceux obtenus par simulation.

D'après les différents tests effectués. On peut voir que les résultats de simulation et expérimentaux sont similaires, ce qui valide la commande développée. Cependant, face aux hypothèses faites pour simplifier le modèle du redresseur à MLI, le PI utilisé peut présenter un inconvénient majeur. En effet, les gains de ce régulateur sont directement calculés en fonction des paramètres du filtre d'entrée du redresseur ce qui entraîne une robustesse médiocre face à la variation de ces paramètres. La section suivante présente alors la synthèse de régulateurs plus robustes et prenants mieux en compte les variations paramétriques.

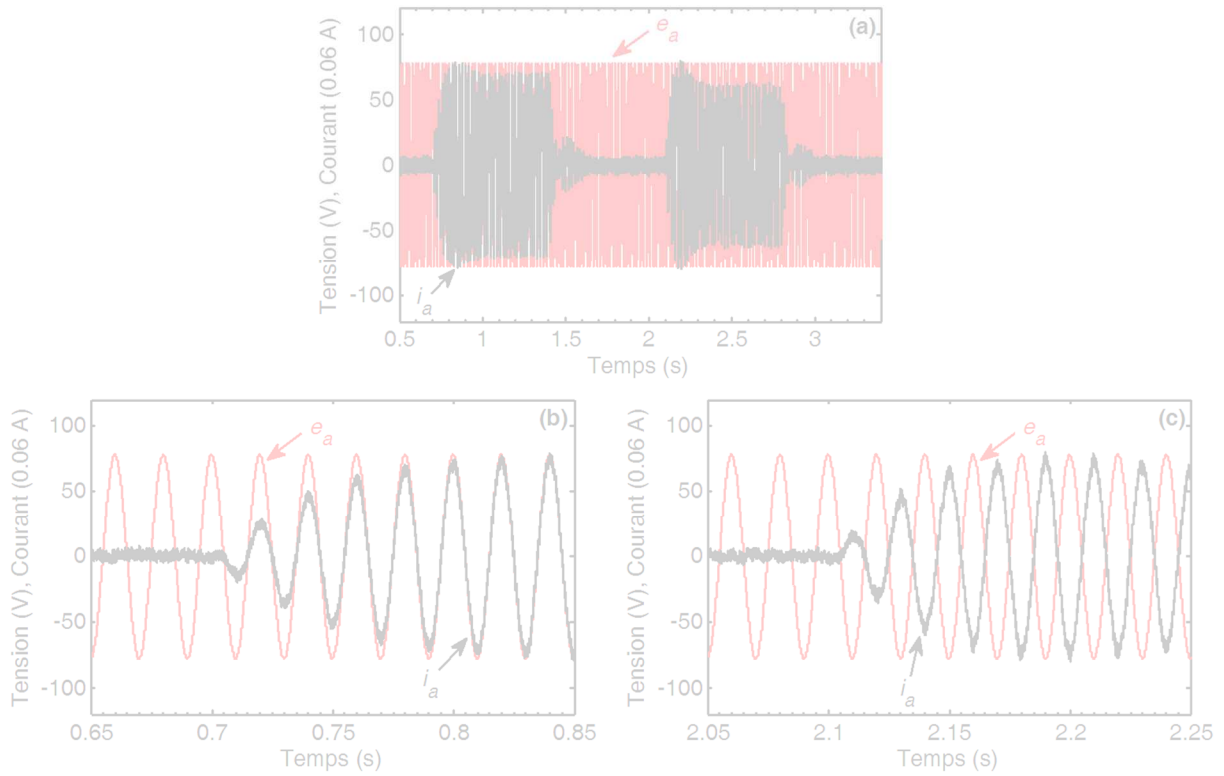


Figure 2.25 : Réponse à une variation de la charge (simulation) ; (a) tension du réseau e_a et courant i_a , (b) zoom sur e_a et i_a durant un fonctionnement en redresseur et (c) zoom sur e_a et i_a durant un fonctionnement en onduleur.

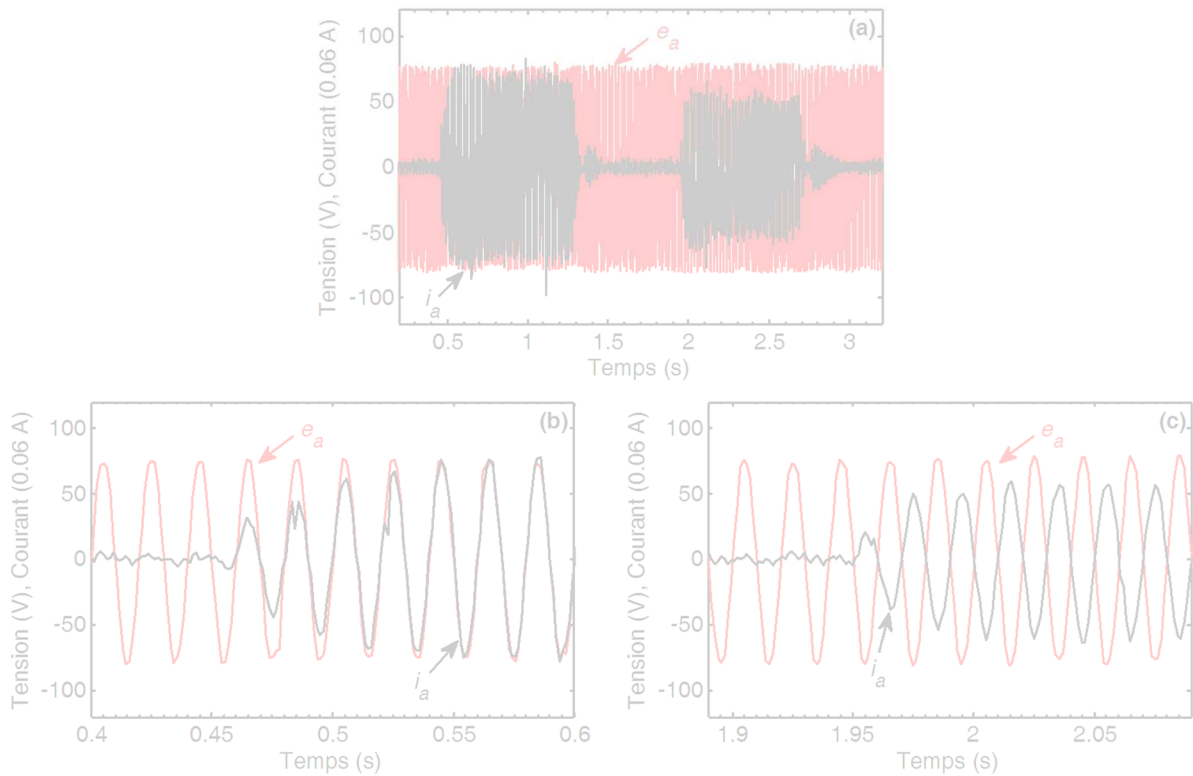


Figure 2.26 : Réponse à une variation de la charge (expérimentation) ; (a) tension du réseau e_a et courant i_a , (b) zoom sur e_a et i_a durant un fonctionnement en redresseur et (c) zoom sur e_a et i_a durant un fonctionnement en onduleur.

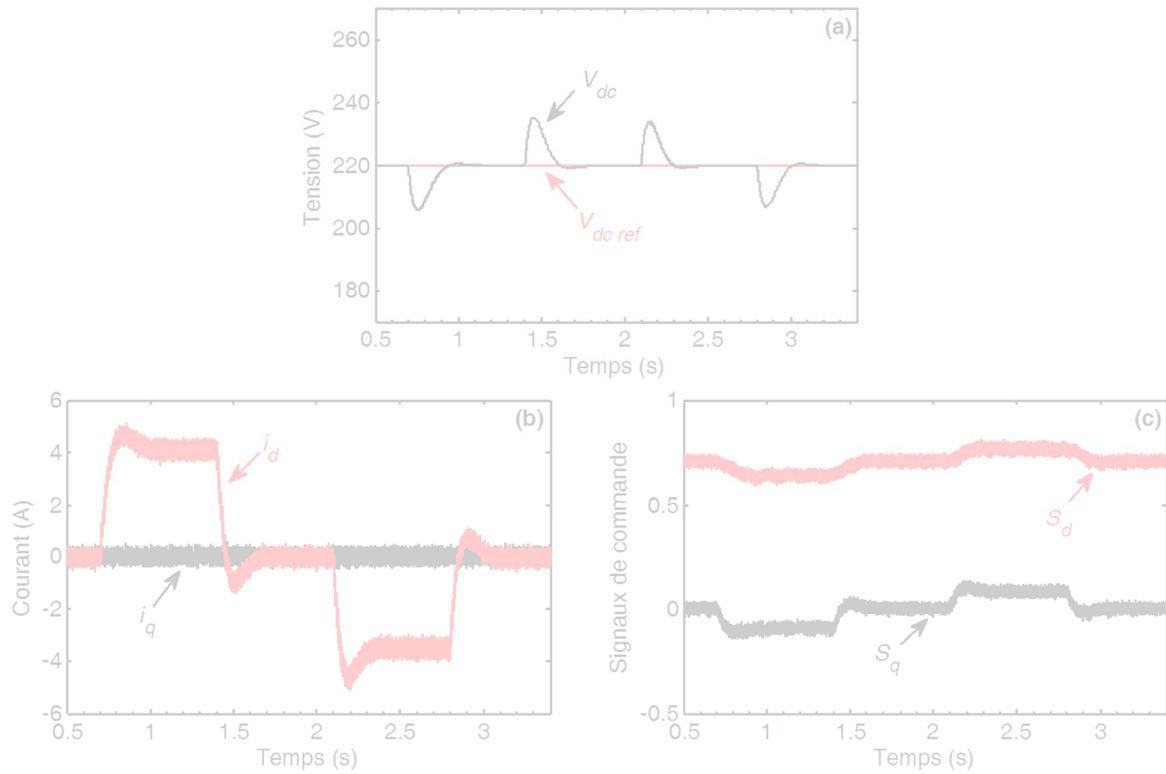


Figure 2.27 : Réponse à une variation de la charge (simulation) ; (a) tensions V_{dc} et $V_{dc\ ref}$, (b) composantes directe et quadrature des courants i_d et i_q et (c) composantes directe et quadrature des signaux de commande S_d et S_q .

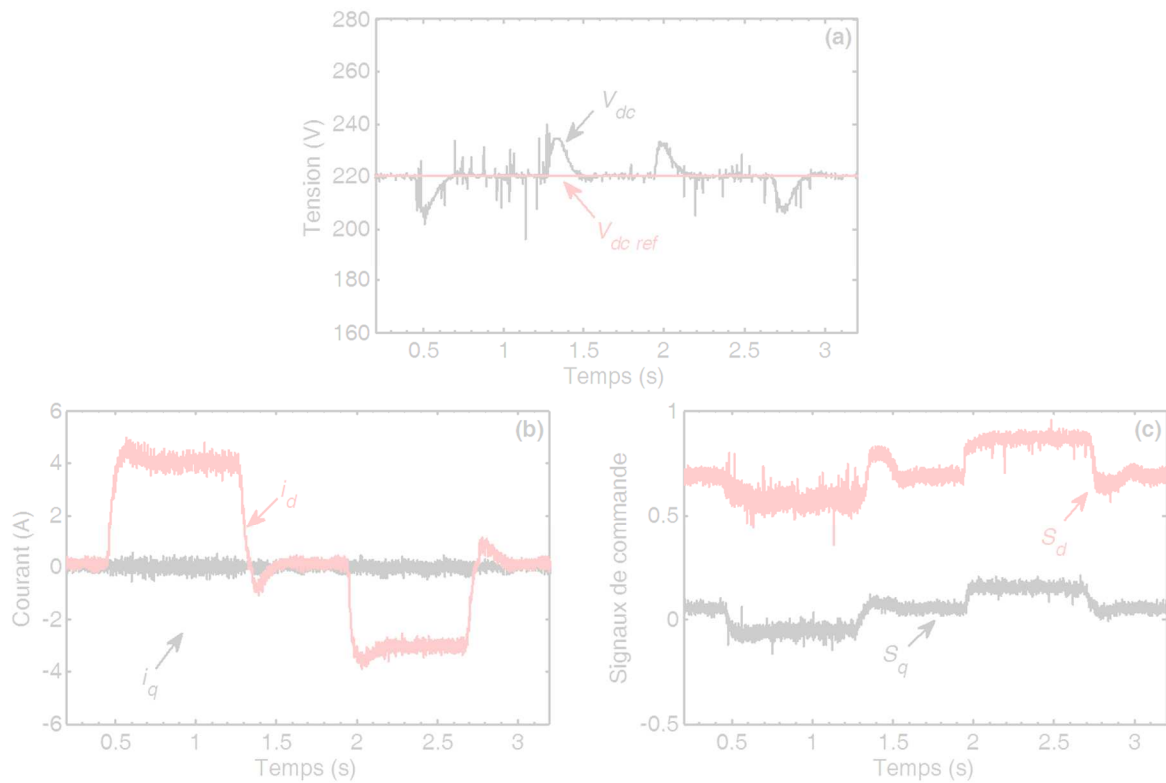


Figure 2.28 : Réponse à une variation de la charge (expérimentation) ; (a) tensions V_{dc} et $V_{dc\ ref}$, (b) composantes directe et quadrature des courants i_d et i_q et (c) composantes directe et quadrature des signaux de commande S_d et S_q .

2.4 Commande vectorielle adaptative

La connaissance précise des paramètres du filtre d'entrée (R et L) a une influence significative sur le fonctionnement du redresseur à MLI. Du point de vue de la commande, la stabilité et les performances de la boucle de régulation des courants sont affectées par les variations paramétriques [80], [99]. Dans le cas des régulateurs PI cela affecte plus particulièrement la réponse transitoire du système (temps réponse et dépassements), vu que les paramètres du filtre interviennent étroitement dans le calcul des régulateurs de la boucle de courant.

Cependant, la connaissance des valeurs nominales de R et L n'est généralement pas suffisante, car des variations paramétriques peuvent survenir en raison de deux causes principales. Tout d'abord, il existe une impédance non négligeable au point de connexion au réseau qui doit être prise en compte dans la modélisation du système. Cette impédance additionnelle peut être attribuée au réseau, au transformateur d'isolation et à la longueur des câbles de connexion [99]–[101]. De plus, des variations relatives aux conditions de fonctionnement influent sur les paramètres du filtre. Fréquence, saturation du circuit magnétique, intensité du courant, température, vieillissement des composants et d'autres conditions environnementales sont des facteurs qui peuvent causer une variation de l'inductance et de la résistance du filtre [99]–[101]. Ces variations paramétriques sont encore plus importantes pour la résistance équivalente utilisée pour modéliser les pertes.

Afin d'améliorer les performances de la commande, dans le cas où les paramètres du système sont inconnus ou variables dans le temps, une commande adaptative peut être utilisée pour l'ajustement en temps réel des régulateurs. Les principales tâches accomplies par la commande adaptative sont décrites ci-dessous [102] :

- Ajustement automatique des régulateurs.
- Détermination automatique des paramètres optimaux des régulateurs dans les divers points de fonctionnement du système.
- Maintien des performances de la commande quand les caractéristiques du système changent.

L'intégration des techniques de commande adaptatives a été longtemps freinée par les limitations liées aux microprocesseurs. Cependant, l'évolution de ces derniers a permis à ces techniques d'être utilisées avec succès dans un grand nombre d'applications [9], [102], [103]. Les différentes approches de commande adaptative sont présentées dans ce qui suit.

2.4.1 Différentes approches pour la commande adaptative

Grâce aux avancées enregistrées dans la théorie de commande des systèmes non linéaires et au progrès rapide de la microélectronique, l'implémentation des régulateurs adaptatifs est devenue simple et peu coûteuse. Il existe principalement trois approches à la technique de commande adaptative [102], [103]. La différence entre ces trois approches réside dans la manière par laquelle les paramètres du régulateur sont ajustés en cas de changements de la dynamique du système.

La technique de commande à gains préprogrammés (*Gain-Scheduling*) peut être considérée comme étant une forme simple de commande adaptative où les paramètres du régulateur sont déterminés à partir d'une table préprogrammée. Cette table est construite grâce à la mesure des entrées/sorties (courants, tensions, signaux de commande, etc.) du système pour les différents points de fonctionnements. Néanmoins, vu que les paramètres du régulateur sont spécifiés à l'avance (hors ligne), aucune rétroaction n'existe pour compenser une programmation incorrecte ou des conditions de fonctionnements non prévus [102].

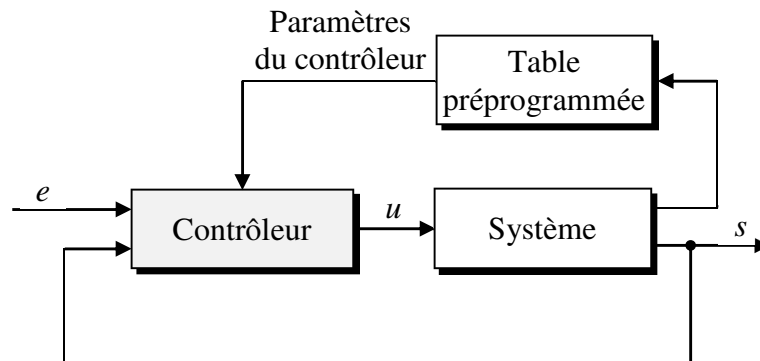


Figure 2.29 : Commande adaptative à gains préprogrammés.

La technique de commande adaptative à modèle de référence ou directe est conçue de sorte que l'erreur entre le modèle et le processus agisse directement sur la commande. Celle-ci permet de recalculer les paramètres des régulateurs en temps réel (en ligne) en fonction de cette erreur [102], [103]. Le modèle de référence doit refléter les performances dynamiques désirées telles que le temps de réponse et le dépassement [102]. Une loi d'adaptation permet d'ajuster les paramètres du régulateur de sorte que l'erreur entre la sortie désirée et la sortie réelle s'annule complètement. L'inconvénient majeur de cette méthode reste la charge de calcul élevée induite lors de l'implémentation [104].

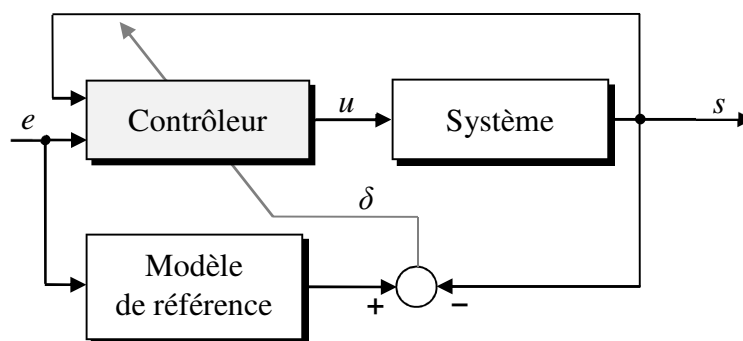


Figure 2.30 : Commande adaptative à modèle de référence.

La technique de commande adaptative avec régulateur auto-ajustable (*self-tuning regulator*) ou indirecte utilise une estimation des paramètres du système à commander, à partir desquels les gains du correcteur sont calculés. L'estimation des paramètres peut se faire par une méthode de calcul par récurrence. Quant au calcul des paramètres du régulateur, il peut se faire par la méthode d'imposition des pôles ou de minimisation d'un critère quadratique [102].

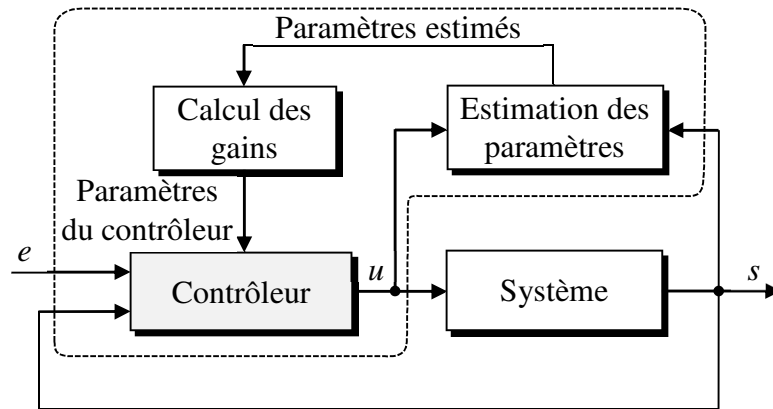


Figure 2.31 : Commande adaptative avec régulateur auto-ajustable.

Nous avons opté pour la technique de commande avec régulateur auto-ajustable, vu qu'elle est relativement simple à mettre en œuvre. Dans ce qui suit nous allons présenter les différentes techniques développées pour l'identification des paramètres du redresseur à MLI. Puis la technique proposée, basée sur un réseau de neurones ADALINE. Les paramètres obtenus seront finalement utilisés dans un schéma de commande vectorielle adaptative.

2.4.2 Etat de l'art sur l'identification des paramètres du filtre d'un redresseur à MLI

Dans la mesure où les performances de la commande du redresseur sont directement influencées par les conditions de fonctionnement, l'effet associé aux pertes et les incertitudes dans la valeur de l'inductance devraient être inclus dans le modèle. Certains auteurs ont alors proposé des techniques d'identification des paramètres du filtre d'entrée.

Quelques travaux ont porté sur l'estimation de l'inductance [51], [70], [71], [73], [79], [105]. Ainsi, des méthodes basées sur les moindres carrés récursifs (*Recursive Least Square*) [105], la fonction de Lyapunov [51] et les observateurs adaptatifs [79] ont été proposées. Les auteurs dans [73] ont développé un algorithme d'estimation de l'inductance qui permet d'assurer la commande et le diagnostic (détection des défauts) du redresseur. Dans [71], deux méthodes, analytique et itérative, ont été présentées. Elles sont basées sur les discontinuités apparaissant dans les tensions estimées du réseau quand une erreur d'estimation de l'inductance est commise. Les auteurs dans [106] ont proposé d'insérer un contrôleur flou dans le schéma de commande du convertisseur, afin de compenser l'inductance côté réseau. Les auteurs dans [70] ont exploité une DPC basée sur le concept de flux virtuel. L'inductance estimée est obtenue à partir de la moyenne des valeurs absolues de la tension et du courant côté alternatif du convertisseur. Cette méthode est simple, mais des filtres passe-bas de second ordre sont nécessaires pour atténuer les variations à haute fréquence associées à ces grandeurs. Cela rend la méthode relativement lente, et par conséquent, conduit à des erreurs relativement élevées dans l'estimation de l'inductance.

Pour les redresseurs à MLI de faibles puissances, la résistance du filtre d'entrée ne peut être négligée. Elle doit alors être identifiée d'une manière précise afin d'obtenir de bonnes performances de la stratégie de commande. Récemment, quelques stratégies permettant une estimation simultanée de la résistance et de l'inductance ont été développées. Une identification adaptative des paramètres en ligne, basée sur l'algorithme des moindres carrés, est proposée dans

[72], où les paramètres estimés sont utilisés par une DPC prédictive du redresseur à MLI. Des observateurs de perturbations (*disturbance observers*) ont été utilisés dans [74] et [75] où la résistance, l'inductance et les autres perturbations sont incluses dans un seul paramètre. Le paramètre estimé est utilisé dans une commande prédictive de courants. Les auteurs dans [107] ont présenté une méthode d'estimation basée sur un filtre de Kalman étendu. Dans [108], une estimation en ligne a été réalisée en utilisant une injection séquentielle binaire à intervalle discret (*discrete-interval binary sequence injection*).

Bien que plusieurs des méthodes mentionnées fournissent des résultats acceptables, certaines d'entre elles conduisent seulement à l'estimation de l'inductance [51], [70], [71], [73], [79], [105], d'autres présentent une charge de calcul élevé [107], ou alors nécessitent l'injection de perturbation durant le fonctionnement normal du système [108]. Enfin, certaines techniques d'estimation ne conviennent que pour des algorithmes de commande particuliers [74], [75].

2.4.3 Technique d'identification proposée

Nous proposons dans cette section une nouvelle méthode d'identification en ligne des paramètres équivalents du filtre d'entrée du redresseur à MLI triphasé [109]. Cette méthode utilise un réseau ADALINE afin d'estimer séparément la résistance et l'inductance équivalentes. Les principaux avantages de cette méthode résident dans sa capacité d'apprentissage en ligne et son faible coût d'implémentation.

2.4.3.1 ADALINE pour l'identification des paramètres du filtre d'entrée

La figure 2.32 représente la structure d'un redresseur à MLI connecté au réseau à travers une inductance $L = L_0 + \Delta L$ et une résistance $R = R_0 + \Delta R$. Où L_0 et R_0 représentent respectivement, l'inductance nominale et la résistance nominale du filtre d'entrée. ΔL et ΔR désignent les incertitudes sur l'inductance L_0 et la résistance R_0 . Ces incertitudes peuvent être attribuées à la saturation du circuit magnétique, aux non-linéarités du redresseur à MLI ou à d'autres éléments connectés côté réseau (transformateur d'isolation, câbles excessivement longs, etc.) [68], [69].

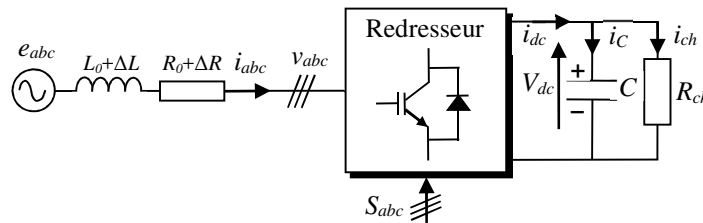


Figure 2.32 : Schéma du redresseur à MLI connecté au réseau.

A partir du modèle développé dans le repère stationnaire (section 2.2.2.4), l'équation du redresseur suivant l'axe α est donnée par :

$$e_\alpha = L \frac{di_\alpha}{dt} + Ri_\alpha + v_\alpha \quad (2.77)$$

En utilisant la méthode d'Euler, la forme discrète de l'équation (2.77) s'écrit comme suit :

$$i_\alpha(k) = A \cdot i_\alpha(k-1) + B \cdot [e_\alpha(k-1) - v_\alpha(k-1)] \quad (2.78)$$

où T_s est la période d'échantillonnage et

$$\begin{cases} A = 1 - \frac{T_s R}{L} \\ B = \frac{T_s}{L} \end{cases} \quad (2.79)$$

Ainsi, les paramètres R et L peuvent être déduits à partir de (2.79) tel que :

$$\begin{cases} R = \frac{1 - A}{B} \\ L = \frac{T_s}{B} \end{cases} \quad (2.80)$$

Suivant l'équation (2.78), les coefficients A et B peuvent être estimés en ligne à l'aide d'un ADALINE ayant deux entrées $i_\alpha(k-1)$ et $[e_\alpha(k-1) - v_\alpha(k-1)]$. Le courant de phase estimé $i_{\alpha-est}(k)$ en sortie de l'ADALINE peut être calculé comme suit :

$$i_{\alpha-est}(k) = W \cdot X_\alpha(k-1) \quad (2.81)$$

où $X_\alpha(k-1) = [i_\alpha(k-1) \ (e_\alpha(k-1) - v_\alpha(k-1))]^T$ et $W = [W_1 \ W_2]$ sont, respectivement, le vecteur d'entrée et le vecteur poids de l'ADALINE. Si $i_\alpha(k)$ est bien estimé, et par conséquent, l'erreur d'estimation est suffisamment faible, l'égalité donnée par (2.82) est satisfaite. On aura alors :

$$W = D \quad (2.82)$$

avec $D = [A \ B]$. Ainsi, à partir de (2.80) et (2.82), les paramètres R et L sont finalement identifiés de la manière suivante :

$$\begin{cases} R_{est} = \frac{1 - W_1}{W_2} \\ L_{est} = \frac{T_s}{W_2} \end{cases} \quad (2.83)$$

où l'indice 'est' désigne les quantités estimées. Le schéma montré par la figure 2.33 représente le processus d'identification de R et L en utilisant la stratégie ADALINE. La topologie de cet ADALINE possède la même dynamique que le courant de phase, telle que la stabilité entrée-bornée/sortie-bornée. En outre, la stabilité de cette méthode sera vérifiée par la suite en utilisant la théorie de Lyapunov. Enfin, cette méthode présente une robustesse par rapport aux bruits de mesure, due à la propriété de filtrage de l'algorithme d'adaptation des poids utilisé [100], [109].

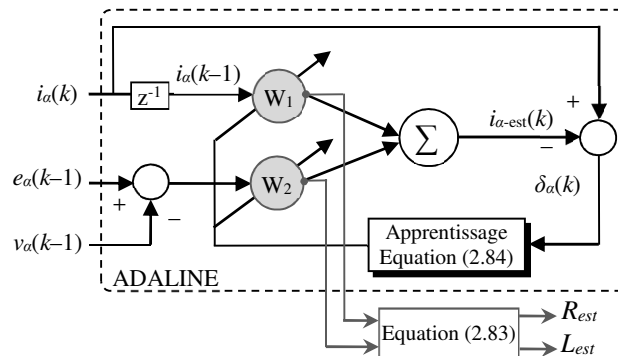


Figure 2.33 : ADALINE pour l'identification des paramètres équivalents du filtre d'entrée.

En utilisant (2.78) et (2.81), l'erreur d'estimation $\delta_\alpha(k) = i_\alpha(k) - i_{\alpha-est}(k)$ sera produite pour chaque écart entre le courant estimé et le courant mesuré. Cette erreur est produite par la variation des paramètres. Ainsi, il est possible d'ajuster d'une manière adaptative le vecteur poids $W(k)$ afin de minimiser l'erreur. Pour réaliser cet objectif, l'algorithme des moindres carrés (*least mean square*) (LMS) est exploité [106]. En effet, le vecteur poids de l'ADALINE $W(k)$ est mis à jour d'une manière récursive en utilisant (2.84), comme suite :

$$W(k+1) = W(k) + \frac{\eta \delta_\alpha(k) X_\alpha(k-1)}{\varepsilon + X_\alpha^T(k-1) X_\alpha(k-1)} \quad (2.84)$$

où η est un coefficient d'apprentissage utilisé pour l'adaptation des poids et ε est une petite valeur positive utilisée pour éviter la division par zéro si $X_\alpha^T(k-1) X_\alpha(k-1) = 0$.

2.4.3.2 Analyse de stabilité de l'ADALINE et choix du coefficient d'apprentissage η

Pour l'analyse de stabilité de l'ADALINE, une fonction candidate de Lyapunov est sélectionnée à partir de la loi de mise à jour des poids donnée par l'équation (2.84), tel que :

$$V(k) = \tilde{W}(k)^T \tilde{W}(k) \quad (2.85)$$

où $\tilde{W}(k)$ est l'erreur d'estimation de l'ADALINE, qui est défini par :

$$\tilde{W}(k) = D(k) - W(k) \quad (2.86)$$

Le critère de convergence de Lyapunov doit être satisfait, comme suit :

$$V(k) \Delta V(k) < 0 \quad (2.87)$$

où $\Delta V(k)$ est la variation dans la fonction de Lyapunov. Vu que $V(k)$ est défini positif comme montré dans (2.85), la condition de stabilité (2.87) est satisfaite si $\Delta V(k) < 0$. La variation dans la fonction de Lyapunov est donnée par :

$$\Delta V(k) = V(\tilde{W}(k+1)) - V(\tilde{W}(k)) < 0 \quad (2.88)$$

En exploitant la dynamique de l'erreur d'estimation, qui est obtenue à partir de (2.86), et en utilisant la loi de mise à jour (2.84), $\Delta V(k)$ peut être défini comme suit :

$$\begin{aligned} \Delta V(k) &= \left\| \tilde{W}(k) - \frac{\eta X_\alpha^T(k-1) X_\alpha(k-1) \tilde{W}(k)}{\varepsilon + X_\alpha^T(k-1) X_\alpha(k-1)} \right\|^2 - \tilde{W}^T(k) \tilde{W}(k) \\ &= \frac{\eta \left[\tilde{W}(k) X_\alpha(k-1) \right]^2}{\varepsilon + X_\alpha^T(k-1) X_\alpha(k-1)} \left[-2 + \frac{\eta X_\alpha^T(k-1) X_\alpha(k-1)}{\varepsilon + X_\alpha^T(k-1) X_\alpha(k-1)} \right] \end{aligned} \quad (2.89)$$

où $\|\cdot\|$ est la norme euclidienne dans \mathfrak{R}^n . Vu que $\varepsilon > 0$, la condition de stabilité (2.88) est satisfaite si le terme entre crochets dans (2.89) est négatif, ce qui signifie que le coefficient d'apprentissage doit satisfaire l'inégalité donnée ci-dessous :

$$0 < \eta < 2 \quad (2.90)$$

Les propriétés de convergence suivantes sont également satisfaites :

$$\left\{ \begin{array}{l} \|W(k) - W_0\| \leq \|W(k-1) - W_0\| \leq \|W(0) - W_0\|, k \geq 1 \\ \lim_{k \rightarrow \infty} \frac{\tilde{W}(k) X_\alpha(k-1)}{\sqrt{\mathcal{E} + X_\alpha(k-1)^T X_\alpha(k-1)}} = 0 \end{array} \right. \quad (2.91)$$

avec W_0 est le vecteur obtenu pour une convergence parfaite de l'estimateur. Selon (2.91), l'erreur est monotone et décroissante, donc la convergence est garantie.

2.4.4 Commande vectorielle adaptative

On a vu dans la section 2.3.2 que les dynamiques des courants utilisés dans la commande vectorielle du redresseur à MLI, exprimés dans le repère de Park, sont couplées. L'inductance L est utilisée dans les termes de découplage [51], [68], [69]. Cependant, si L n'est pas bien identifié, les dynamiques des courants ne seront pas parfaitement découplées. De plus, du fait que les paramètres des régulateurs PI (k_{pc} et k_{ic}) sont généralement dimensionnés à partir de R_0 et L_0 , la stabilité et les performances de la boucle interne de courants seront affectées par la variation de ces paramètres [110]. En effet, dans la mesure où ΔL et ΔR ne sont pas nuls en pratique, les performances de la boucle de régulation des courants auront tendance à se dégrader et le système peut alors devenir instable [51].

En vue d'améliorer la stratégie de commande vectorielle présentée dans la section 2.3, nous avons développé une nouvelle commande adaptative. La figure 2.34 montre le schéma de la commande vectorielle adaptative proposé avec une estimation en ligne de la résistance et de l'inductance équivalentes (R, L). Puisque R et L sont mis à jour en temps réel, le schéma proposé garantit la stabilité et le bon découplage de la boucle de régulation des courants.

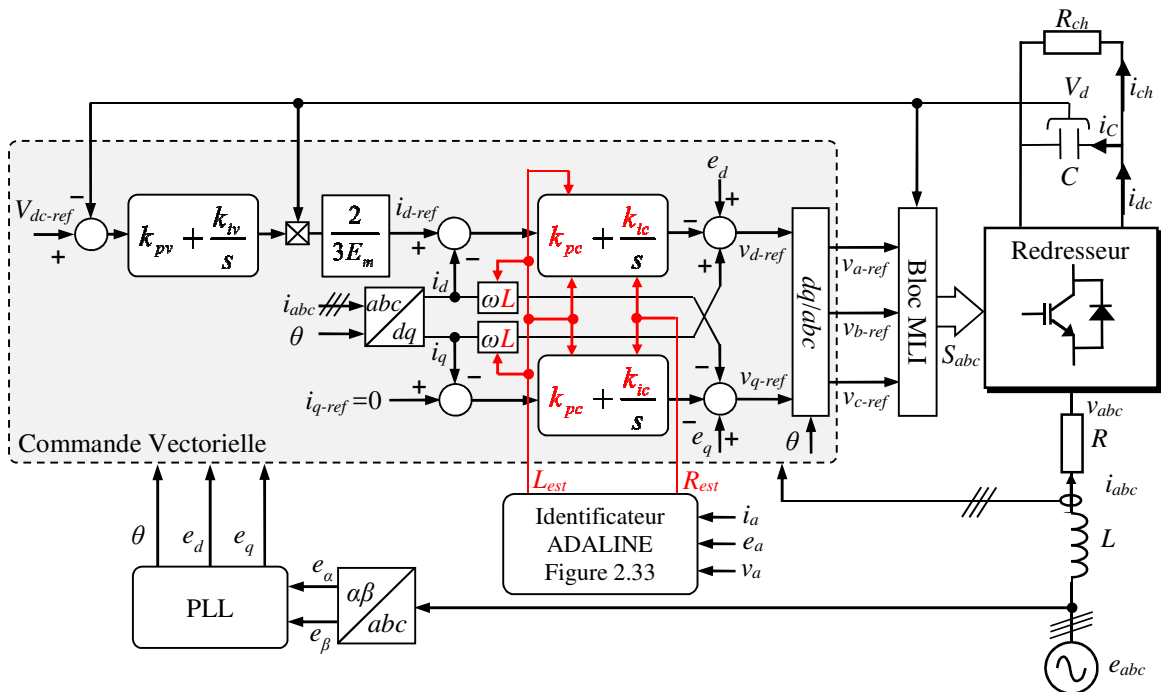


Figure 2.34 : Schéma de la commande vectorielle adaptative.

Afin de valider l'ADALINE identificateur développé ainsi que la stratégie de commande proposée, nous consacrerons la section suivante à la présentation des résultats expérimentaux

obtenus. L'ADALINE identificateur est d'abord testé. Puis les valeurs de R et L sont estimées en ligne et utilisées pour le calcul des paramètres k_{pc} et k_{ic} afin de réaliser la commande adaptative proposée.

2.4.5 Résultats expérimentaux

La stratégie de commande vectorielle adaptative, illustrée par la figure 2.34, a été validée sur le banc d'essai expérimental décrit précédemment (section 2.3.5.1) et représenté par la figure 2.18. Les principaux paramètres utilisés sont indiqués au tableau 2.3. Une carte dSPACE DS1104, basée sur un processeur TMS320F240, est utilisée. Les algorithmes sont implémentés sur Matlab/Simulink en utilisant la méthode de résolution « Euler » et une période d'échantillonnage de $T_s = 110 \mu\text{s}$. Le coefficient d'apprentissage η de l'ADALINE est fixé à 0.01 . Cette valeur a été ajustée expérimentalement afin d'assurer la stabilité du système et une vitesse optimale de convergence des poids.

Fréquence de la MLI f_{sw} (kHz)	7.5
Période d'échantillonnage T_s (μs)	110
Valeur efficace des tensions du réseau (V)	55
Fréquence des tensions du réseau f (Hz)	50
Inductance nominale du filtre d'entrée L_0 (mH)	6.9
Résistance nominale du filtre d'entrée R_0 (Ω)	0.6
Référence de la tension du bus continu V_{dc-ref} (V)	180
Capacité du bus continu C (mF)	3.3
Résistance de charge R_{ch} (Ω)	37

Tableau 2.3 : Paramètres du système.

2.4.5.1 Estimation en ligne de R et L

Dans cette section des essais expérimentaux ont été réalisés afin de tester la robustesse de l'ADALINE identificateur. Le redresseur à MLI est commandé pour assurer un fonctionnement à facteur de puissance unitaire. Les gains de la boucle de régulation des courants sont déterminés par la méthode de compensation de pôle et calculés en utilisant les valeurs nominales données dans le tableau 2.3, tels que $k_{pc} = 3L_0/t_{rc}$ et $k_{ic} = 3R_0/t_{rc}$, où t_{rc} est le temps de réponse imposé à la boucle de régulations des courants ($t_r=10$ ms). La tension du bus continu V_{dc} est régulée à 180V et la résistance de charge R_{ch} est sélectionnée à 37Ω .

Dans ce qui suit, nous présentons les résultats des trois tests que nous avons effectués. Le premier test consiste à vérifier la stabilité et la précision de la méthode d'identification en régime permanent. Ensuite, deux tests sont réalisés pour montrer les performances dynamiques de la méthode durant l'application d'une variation symétrique des paramètres du filtre d'entrée. Pour ce faire, une inductance et une résistance triphasées additionnelles sont insérées en série avec le filtre d'entrée.

La figure 2.35 présente les courants et les tensions utilisés lors du processus d'identification. On peut voir que le redresseur fonctionne à facteur de puissance unitaire, puisque e_α et i_α sont

en phase. On notera que la tension d'entrée du redresseur v_α est récupérée à la sortie du régulateur de courant afin d'éviter les parasites engendrés par une mesure directe.

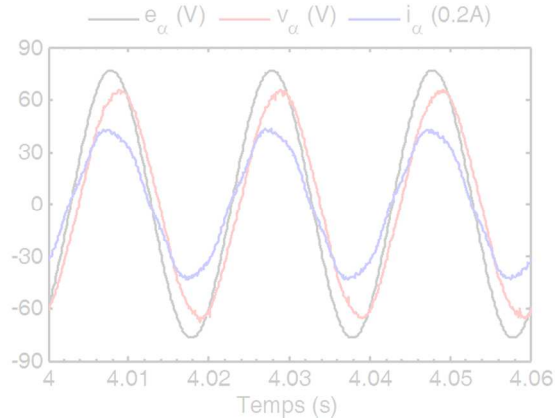


Figure 2.35 : Signaux de tension et de courant utilisés dans le processus d'estimation.

Comme montré dans la section 2.4.3.1, l'ADALINE illustré par la figure 2.33 utilise la chute de tension à travers le filtre ($e_\alpha - v_\alpha$) et le courant i_α comme entrées pour estimer le courant i_α . Ensuite, le courant estimé $i_{\alpha-est}$ est comparé au courant réel i_α . Ainsi, l'erreur d'estimation est calculée et utilisée dans (2.84) pour mettre à jour les poids W_1 et W_2 de l'ADALINE, en temps réel. Ces derniers sont exploités en utilisant (2.83) pour reconstituer en temps réel les paramètres équivalents R et L .

La figure 2.36 montre la valeur de l'inductance et de la résistance équivalentes estimées. On peut déduire de ces résultats que l'estimateur ADALINE est stable, du fait que les paramètres estimés convergent vers des valeurs constantes. La valeur estimée de L est de 6,9 mH et la valeur estimée de R est de 1,93 Ω . Suivant l'erreur d'estimation présentée à la figure 2.36c, il est clair que l'ADALINE fonctionne correctement avec une bonne précision, puisque δ_α reste très faible. Ce qui prouve la bonne convergence des poids W_1 et W_2 .

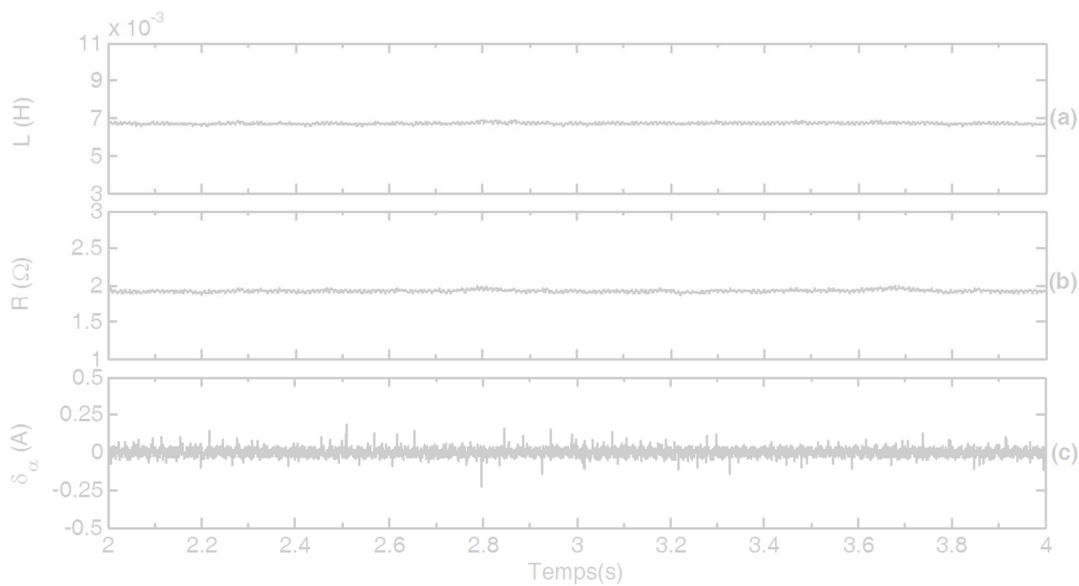


Figure 2.36 : Performances de l'ADALINE identificateur en régime permanent ; (a) inductance équivalente estimée, (b) résistance équivalente estimée et (c) erreur d'estimation δ_α .

Deux tests ont été réalisés pour présenter les performances dynamiques et la robustesse de l'ADLINE identificateur durant des variations de R et L . La figure 2.37 présente les performances dynamiques de l'ADALINE pour une variation de l'inductance. A l'instant $t = 4.5$ s, une inductance triphasée de 4.8 mH est connectée en série avec le filtre d'entrée du redresseur. Suivant les résultats de la figure 2.37a, on peut constater que l'inductance L est estimée au bout de 0.1 s, après l'ajout de l'inductance additionnelle. La valeur de l'inductance estimée est de 11.5 mH. La figure 2.37b montre une légère augmentation de la résistance estimée, sa valeur se stabilise à 2 Ω au bout de 0.1 s. cette augmentation (0.1 Ω) est due à la résistance propre de l'inductance triphasée additionnelle.

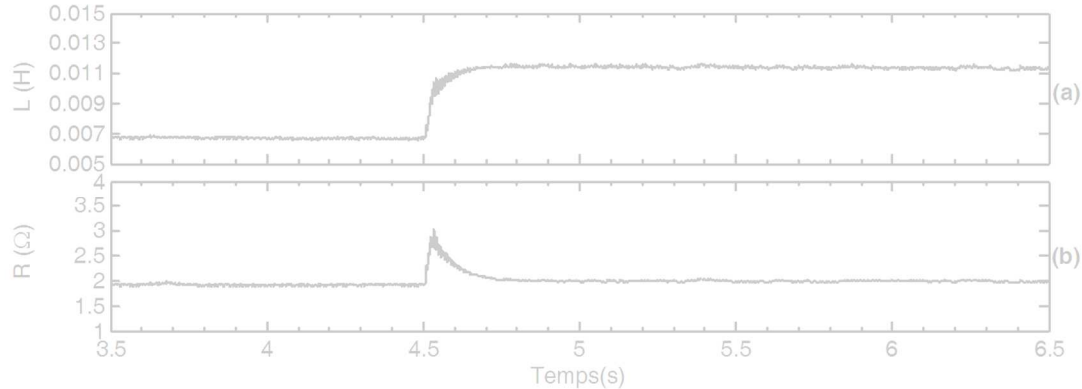


Figure 2.37 : Performances dynamiques l'ADALINE identificateur pour une variation de l'inductance : (a) inductance équivalente estimée, (b) résistance équivalente estimée.

La figure 2.38 présente les performances dynamiques de l'ADALINE pour une variation de la résistance. A l'instant $t = 5.2$ s, une résistance triphasée de 0.47 Ω est connectée en série avec le filtre d'entrée du redresseur. Suivant les résultats de la figure 2.38b, on peut constater que la résistance R est estimée au bout de 0.1 s, après l'ajout de la résistance additionnelle. La valeur de la résistance estimée finalement est de 2.37 Ω . La figure 2.38a montre une légère augmentation de l'inductance estimée, sa valeur se stabilise à 7 mH au bout de 0.1 s.

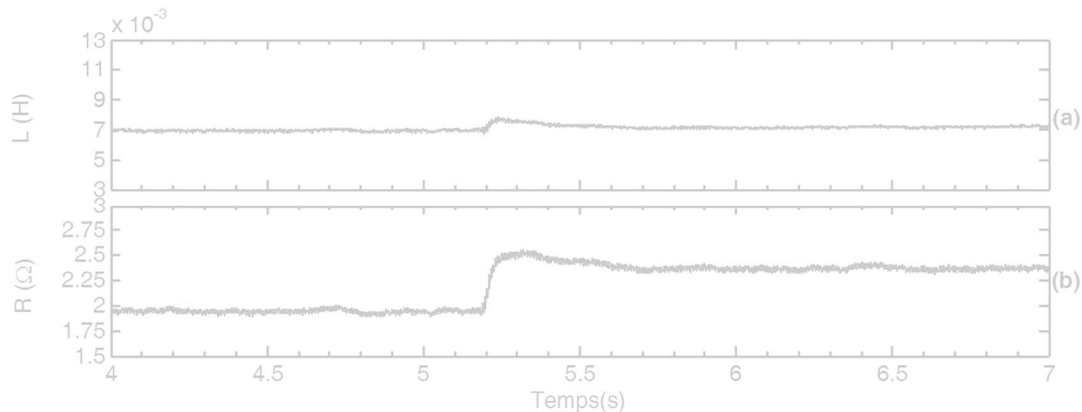


Figure 2.38 : Performances dynamiques l'ADALINE identificateur pour une variation de la résistance : (a) inductance équivalente estimée, (b) résistance équivalente estimée.

Les résultats présentés par les figures 2.36–2.38 ont démontré que la méthode ADALINE garantit une estimation précise et peut alors être utilisée de façon fiable dans différents blocs de l'algorithme de commande vectorielle. Dans la section suivante, l'ADALINE identificateur proposé sera mis en œuvre pour estimer en ligne les valeurs de la résistance et de l'inductance

équivalentes. Ces dernières seront utilisées dans un schéma de commande vectorielle adaptative. Ainsi, les termes de découplage et les paramètres des régulateurs PI de courant seront mis à jour en temps réel. Deux tests de variation de l'inductance et de la résistance seront réalisés pour montrer les performances en régime permanent et dynamiques de la commande vectorielle adaptative proposée.

2.4.5.2 Commande vectorielle adaptative du redresseur à MLI et évaluation de la robustesse

Les performances de la commande vectorielle adaptative proposée, durant une variation de la résistance et de l'inductance, sont présentées dans cette section. Durant ces tests, V_{dc} est réglée à 180V, R_{ch} est fixée à 37Ω et le courant i_{q-ref} est maintenu à une valeur nulle pour assurer un fonctionnement à facteur de puissance unitaire.

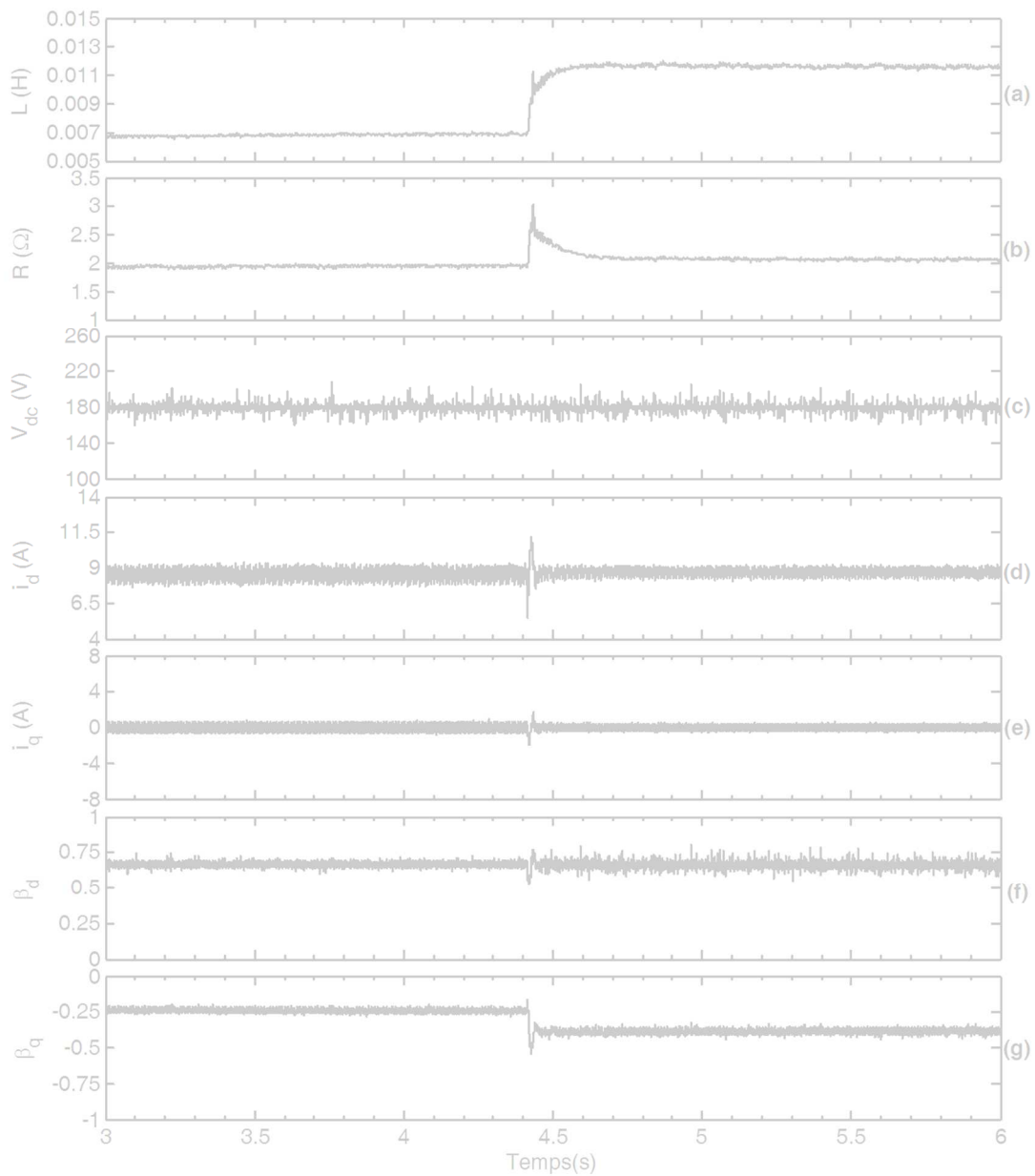


Figure 2.39 : Performances de la commande vectorielle adaptative pour une variation de l'inductance ; (a) inductance équivalente estimée, (b) résistance équivalente estimée, (c) tension V_{dc} , (d) courant i_d , (e) courant i_q , (f) signal de commande S_d et (g) signal de commande S_q .

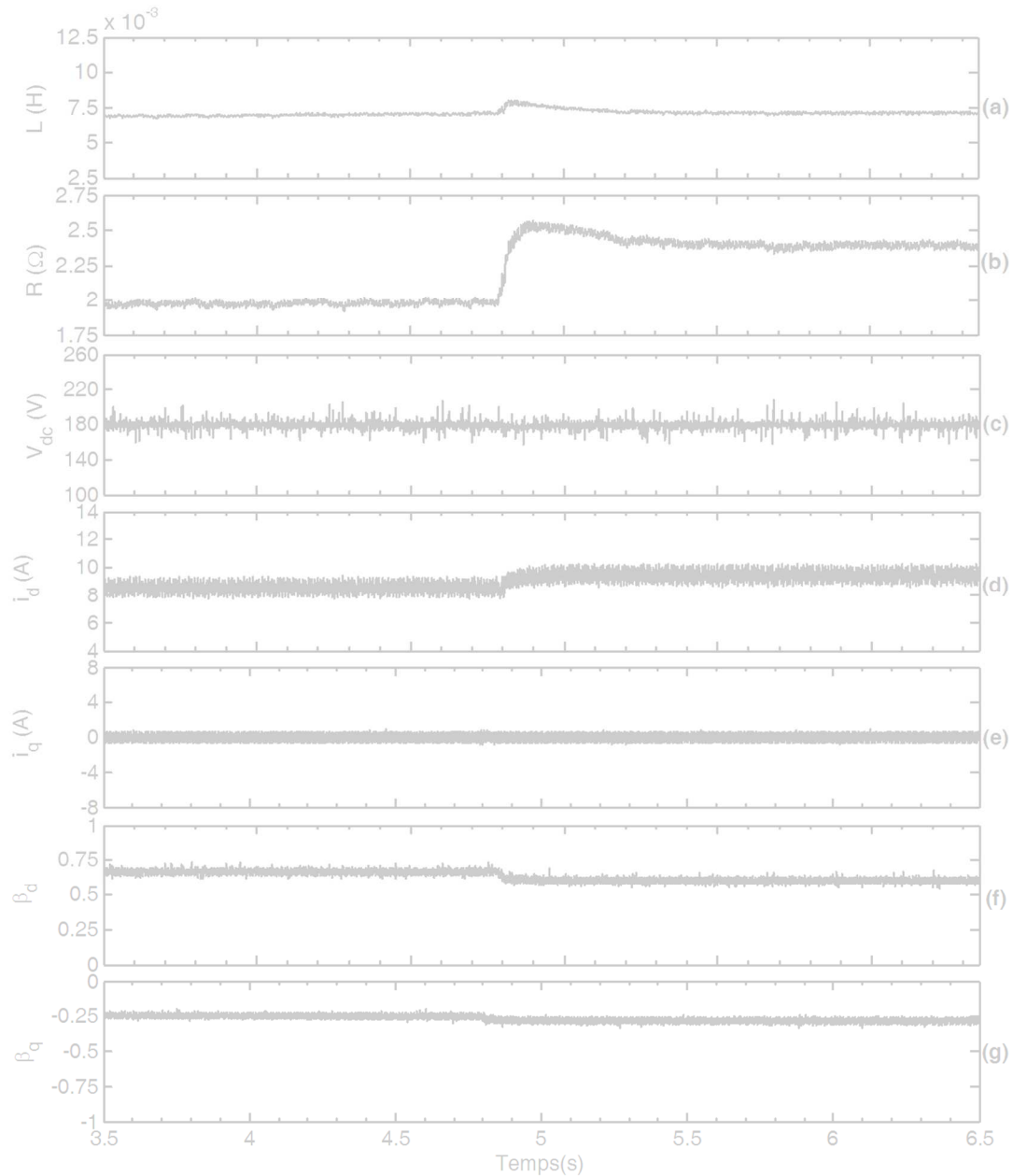


Figure 2.40 : Performances de la commande vectorielle adaptative pour une variation de la résistance ; (a) inductance équivalente estimée, (b) résistance équivalente estimée, (c) tension V_{dc} , (d) courant i_d , (e) courant i_q , (f) signal de commande S_d et (g) signal de commande S_q .

La figure 2.39 présente les performances de la commande proposée pour une variation de l'inductance. A l'instant $t = 4.42$ s, une inductance triphasée de 4.8 mH est connectée en série avec le filtre d'entrée. Les figures 2.39a et 2.39b présentent les résultats d'estimation de R et L . On peut voir que les valeurs des paramètres équivalents sont bien identifiées. En effet, la variation de la valeur de l'inductance est bien suivie par l'ADALINE. Cependant, une légère augmentation de la valeur estimée de la résistance (environ 0.1 Ω) est observée. Cela est dû à la résistance propre de l'inductance triphasée ajoutée. D'après la figure 2.39c on constate que la tension V_{dc} suit sa référence et ne présente pas d'oscillations durant la variation de l'inductance. Effectivement, l'estimation précise de L , avant et après la perturbation (Ajout d'une inductance), fait que les termes $L\omega i_q$ et $L\omega i_d$ sont correctement mis à jour. Ce qui garantit un découplage des dynamiques des courants i_d et i_q . De plus, le calcul des gains k_{pc} et k_{ic} des régulateurs

est précis, vu qu'il utilise les valeurs estimées en temps réel de R et L . les figures 2.39d et 2.39e présentent les courants i_d et i_q , On peut observer que i_q est bien commandé à une valeur nulle. Cela garantit un fonctionnement à facteur de puissance unitaire du redresseur à MLI.

D'après les figures 2.39f et 2.39g, on voit que les signaux de commande S_d et S_q ne présentent pas d'oscillations en régime transitoire. Alors la stabilité de l'ensemble du système est assurée.

La figure 2.40 présente les performances de la commande vectorielle adaptative pour une variation de la résistance. A l'instant $t = 4.8$ s, une résistance triphasée de 0.47Ω est connectée en série avec le filtre d'entrée. D'après les résultats obtenus, les deux paramètres équivalents sont bien estimés. De ce fait, les performances de la commande proposée sont maintenues avant et après la perturbation (Ajout d'une résistance).

À partir des résultats obtenus, on peut conclure que la commande vectorielle adaptative proposée présente de bonnes performances. En effet, la stabilité de la commande est maintenue quelle que soit la valeur de L ou de R , ceci est dû à la capacité d'autorégulation qui permet de redéfinir les gains des régulateurs PI ainsi que les termes de découplage en temps réel durant la variation des paramètres. Par conséquent, vu que les régulateurs de courant sont adaptatifs, la stabilité de la commande devient indépendante des paramètres du système.

2.5 Conclusion

Nous avons proposé dans ce chapitre une commande vectorielle adaptative du redresseur à MLI par l'identification en ligne des paramètres équivalents du filtre d'entrée.

En premier lieu, après une présentation du redresseur à MLI connecté au réseau, son modèle mathématique, basé sur la théorie des phaseurs spatiaux, a été développé. Puis, projeté dans un repère biphasé fixe $\alpha\beta$ et tournant dq .

En second lieu, une stratégie de commande vectorielle conventionnelle a été étudiée. Elle se compose d'une boucle externe pour la régulation de la tension du bus continu à une valeur constante et une boucle interne qui assure une commande découplée des courants alternatifs. Un calcul optimal des régulateurs, des deux boucles, interne et externe, a été réalisé. Une PLL pour la synchronisation du redresseur à MLI au réseau électrique a été également développée. La stratégie de commande vectorielle a été testée en simulation pour un fonctionnement à facteur de puissance unitaire en modes redresseur et onduleur. Puis une validation sur banc d'essai expérimentale a été réalisée. De très bonnes performances dynamiques en ce qui concerne le temps de réponse ont été observées et la puissance réactive a été maintenue à une valeur nulle pour les deux modes de fonctionnement.

En dernier lieu, une commande vectorielle adaptative, basée sur une technique d'identification en ligne, a été présentée. La méthode d'identification est basée sur un réseau ADALINE simple, robuste et qui nécessite un coût d'implémentation très faible. Les paramètres équivalents estimés (L , R) ont été déduits à partir des poids de l'ADALINE. Par la suite, ces paramètres ont été utilisés pour réaliser une commande vectorielle adaptative. Pour cela, les termes de découplage et les gains des régulateurs PI des courants ont été mis à jour en ligne. Les résultats expérimentaux obtenus ont prouvé l'aptitude de l'ADALINE à suivre avec précision les valeurs

de R et L . finalement, deux tests ont démontré la robustesse de la commande vectorielle adaptative proposée pour une incertitude dans les valeurs de l'inductance et de la résistance. Vu que l'ADALINE identificateur développé est indépendant de la technique de commande adoptée, il peut être utilisé pour améliorer la robustesse et la fiabilité d'autres algorithmes de commande existants.

Chapitre 3

Réseaux de neurones pour la commande sans capteurs du redresseur à MLI

Résumé : Ce chapitre présente une nouvelle stratégie de commande sans capteurs du redresseur à MLI triphasé. Une nouvelle procédure de démarrage, pour assurer un enclenchement fiable du système, est également proposée. La stratégie commande sans capteurs utilise un estimateur neuronal inséré dans un schéma de commande vectorielle pour éliminer les capteurs de tensions du réseau. Nous proposons deux variantes de l'estimateur neuronal. Elles exploitent un ANN (*adaptive neural network*) pour l'estimation des tensions du réseau et des ANF (*adaptive neural filter*) pour l'élimination des perturbations. Les deux structures de l'estimateur proposé permettent une estimation simple des tensions, ce qui les rend idéales pour une mise en œuvre sur des DSP (*Digital Signal Processor*) à faible coût. Pour un choix optimal des paramètres de l'estimateur, nous effectuons une étude de stabilité basée sur le critère de Lyapunov. Des tests de simulation et des validations expérimentales sont menés afin de vérifier la faisabilité et l'efficacité de l'estimateur proposé. Les résultats obtenus démontrent que la nouvelle procédure de démarrage permet de limiter les pics de courant et de réduire le temps d'établissement lors de l'enclenchement de la commande. De plus, l'estimateur neuronal présente de bonnes performances même sous des tensions du réseau déséquilibrées et distordues. La seconde structure de l'estimateur neuronal est finalement comparée à un estimateur SOGI (*adaptive second-order generalized integrator*).

Sommaire

3.1	Introduction	71
3.2	RN pour l'estimation des tensions du réseau.....	73
3.2.1	ANN pour l'estimation des tensions du réseau	74
3.2.2	Filtre neuronal adaptatif	76
3.2.3	Analyse de stabilité et choix des coefficients d'apprentissage.....	78
3.3	Processus de démarrage et considérations pratiques	80
3.3.1	Procédure de démarrage de la commande sans capteurs.....	80
3.3.2	Acquisition des tensions d'entrée du redresseur à MLI	83
3.4	Estimateur neuronal des tensions du réseau – Première topologie proposée	83
3.4.1	Validation expérimentale	84
3.5	Estimateur neuronal des tensions du réseau – Seconde topologie proposée	91
3.5.1	Validation expérimentale	92
3.6	Etude comparative entre l'estimateur proposé et l'estimateur SOGI	101
3.7	Conclusion	103

3.1 Introduction

De nos jours, les sources d'énergie renouvelables (photovoltaïque et éolienne) sont généralement connectées au réseau par l'intermédiaire d'un redresseur à modulation de largeur d'impulsion (MLI) triphasé [1], [2]. Cette topologie de convertisseur présente des avantages appréciables tels qu'une faible pollution harmonique, une tension du bus continu réglable, un flux d'énergie bidirectionnel et un fonctionnement à facteur de puissance unitaire [111]. Pour les systèmes de production d'énergie renouvelable, la réduction des coûts est essentielle pour accroître leur attractivité par rapport aux sources d'énergie conventionnelles [1], [112]. Ainsi, la diminution du coût du convertisseur peut conduire à une amélioration de leur compétitivité.

Dans la plupart des cas, le schéma de commande du redresseur à MLI connecté au réseau se compose de deux boucles ; la première contrôle les courants du réseau et la seconde régule la tension du bus continu [109]. Pour ce faire, au moins cinq capteurs sont généralement nécessaires ; deux capteurs de tension du réseau ; un capteur de tension du bus continu et deux capteurs de courant du réseau [113]–[118]. Cependant, un fonctionnement avec un nombre réduit de capteurs permet de réaliser des économies. En effet, pour les systèmes de moyenne et basse puissance, le coût des capteurs couvre une partie significative du coût total du système [119], [120]. Pour les systèmes de grande puissance, le coût des capteurs est moins important, étant donné que le coût global du système est très élevé. Néanmoins, même si des capteurs sont installés, une stratégie de commande avec la capacité de fonctionner sans capteur est pertinente [112], [119]. Ceci permet d'assurer un fonctionnement sans interruption en cas de défaillance des capteurs. Outre les avantages évidents de la réduction du nombre de capteurs, que nous avons mentionné, il existe plusieurs autres avantages [75], [112], [115], [118], [120]. En effet, la suppression de certains capteurs permet de diminuer la complexité du système et d'éliminer les erreurs causées par les bruits de mesure, la faible résolution des capteurs, les retards, l'offset et la distorsion des signaux, qui peuvent affecter les performances de la commande. Les capteurs de courants du réseau et le capteur de tension du bus continu sont essentiels pour le bon fonctionnement de la commande, vu que les courants du réseau et la tension du bus continu sont les grandeurs commandées [116]. De plus, ces capteurs sont utilisés pour la protection en sursintensité et en surtension [112], [116]. D'autre part, les capteurs de tension du réseau sont principalement utilisés à des fins de synchronisation. Ainsi, ils peuvent être remplacés par des algorithmes d'estimation. Différentes stratégies pour la commande du redresseur à MLI sans capteurs de tensions du réseau, ont été développées. Certaines d'entre elles sont discutées dans ce qui suit.

L'une des premières contributions à la commande sans capteurs du redresseur à MLI connecté au réseau a été présentée dans [26]. Basée sur la théorie des puissances instantanées, cette méthode permet d'estimer les tensions du réseau à partir des tensions d'entrée, des courants du réseau et de l'inductance du filtre d'entrée. Malgré sa simplicité, cette méthode requiert de calculer la dérivée des courants du réseau. De ce fait, cette solution présente une grande sensibilité au bruit de mesure. D'autres méthodes ont alors été développées en utilisant le concept de flux virtuel (*virtual flux*) (VF) [16], [116], [117], [121]–[125], les filtres de Kalman [126], [127], les observateurs de perturbations (*disturbance observers*) [75], [128], les observateurs parallèles

hybrides (*hybrid parallel observer*) [79] et les observateurs de Luenberger (*Luenberger observers*) [129]. Un observateur adaptatif d'ordre entier (*adaptive full-order observer*) [119], [130] a également été proposé pour la commande sans capteurs de tensions du réseau. Cette stratégie a été testée pour des tensions déséquilibrées en exploitant la capacité de filtrage des intégrateurs généralisés d'ordre réduit (*reduced-order generalized integrators*) (ROGI). Dans [118], un schéma de commande basé sur les ROGI a été modifié dans le but d'obtenir un fonctionnement sans capteurs. Une commande à un cycle (*one cycle control*), conçu à l'aide de circuits analogiques au lieu d'un algorithme numérique, a été présentée dans [115]. Récemment, des algorithmes basés sur l'émulation d'une impédance virtuelle (*virtual impedance emulation*) [112] ou l'optimisation mathématique (*mathematical optimization*) [113], [114] ont été étudiés. Finalement, quelques alternatives exploitant les réseaux neuronaux (RN) ont été proposées pour l'estimation des tensions du réseau [131], [132]. Dans [131], les auteurs ont mis au point une stratégie de commande prédictive de courant à réponse pile (*deadbeat current control*) sans capteurs, basée sur un estimateur neuronal du type perceptron multicouche (*Multi Layer Perceptron*) (MLP). En conséquence, une fonction d'incertitude contenant la variation des paramètres de filtre d'entrée, les perturbations harmoniques et les informations sur les tensions du réseau est utilisée à des fins de synchronisation et de commande. Une estimation séparée des paramètres du filtre d'entrée et des tensions du réseau a été réalisée dans [132], en utilisant une structure avec deux réseaux de neurones connectés en parallèle.

Bien que les stratégies que nous venons de citer donnent des résultats satisfaisants, certaines d'entre elles nécessitent des schémas de commande particuliers [75], [115], [118], [128], [131]. D'autres sont sensibles à la variation de charge [112], nécessitent une initialisation [114] et présentent une instabilité pour des tensions du réseau fluctuantes [115], ce qui dégrade leurs performances. Les techniques d'estimation du flux virtuel par des intégrateurs en boucle ouverte ont des limitations liées à la stabilité [116]. Les approches basées sur les observateurs présentent des difficultés de mise en œuvre et induisent une charge de calcul élevée. Les réseaux de neurones MLP, proposés dans [131] et [132], ont une structure complexe où plus de dix poids sont mis à jour en ligne par un algorithme de rétropropagation. De plus, les auteurs de [132] n'ont présenté que des résultats de simulation. Par conséquent, la stratégie qu'ils ont proposée n'a pas été validée expérimentalement. En outre, plusieurs stratégies n'ont pas été testées pour des tensions du réseau déséquilibrées ou déformées [16], [26], [75], [79], [113]–[116], [118], [120], [124]–[126], [128], [129], [132]. D'autre part, les techniques testées pour des tensions déséquilibrées ont une structure complexe et entraînent une charge de calcul élevée. Par conséquent, leur mise en œuvre nécessite des processeurs de signal numérique (*Digital Signal Processor*) (DSP) coûteux. L'aspect réduction des coûts sera alors perdu. Une autre considération importante du fonctionnement sans capteurs est le processus de démarrage qui garantit le démarrage fiable de l'algorithme de commande. Ce processus de démarrage n'a pas été pris en compte dans la majorité des travaux présentés jusqu'ici.

Dans ce chapitre, nous proposons des solutions aux problèmes cités précédemment. Pour ce faire, nous avons développé une nouvelle stratégie de commande sans capteurs du redresseur à MLI triphasé connecté au réseau. Cette stratégie offre un compromis acceptable entre la précision de l'estimation et la complexité de la commande. Le schéma de commande sans capteurs proposé est composé d'un estimateur neuronal des tensions du réseau et d'un algorithme de

commande vectorielle (*voltage-oriented control*) (VOC). Deux topologies de l'estimateur neuronal sont proposées. Elles exploitent un réseau de neurones adaptatif (*adaptive neural network*) (ANN) pour estimer les tensions du réseau et un filtre neuronal adaptatif (*adaptive neural filter*) (ANF) pour limiter l'effet des perturbations sur le processus d'estimation. Vu sa structure très simple, l'estimateur neuronal proposé n'entraîne qu'une très faible charge de calcul. Cela conduit à une mise en œuvre aisée sur des DSP à faible coût [109]. En effet, seulement cinq poids sont mis à jour en ligne pour la première topologie et trois pour la seconde topologie proposée (plus de dix poids sont mis à jour en ligne dans le cas des techniques neuronales proposées par [131] et [132]). En outre, les propriétés de filtrage et d'adaptation en temps réel des RN utilisées garantissent une estimation robuste en cas de perturbations liées aux tensions du réseau. De plus, l'estimateur proposé ne dépend pas de la technique de commande utilisée, il peut alors être facilement adapté à différents schémas de commande. Des critères de stabilité sont également présentés pour un réglage optimal des paramètres de l'estimateur neuronal. Etant donné la nécessité d'initialiser la commande en cas de fonctionnement sans capteurs, un nouveau processus de démarrage est exploité afin d'assurer un enclenchement simultané des deux boucles de régulation (boucle externe de tension du bus continu et boucle interne des courants) tout en limitant les pics de courant transitoire et le temps d'établissement. L'évaluation des deux structures de l'estimateur neuronal est effectuée par des tests de simulation et expérimentaux. Plusieurs conditions de fonctionnement sont prises en compte, y compris des tensions du réseau déséquilibrées et distordues.

Ce chapitre est organisé de la manière suivante : dans un premier temps, nous présenterons les deux réseaux de neurones (ANN et ANF) exploités dans les deux topologies proposées pour l'estimation des tensions du réseau. Ensuite, nous décrirons la nouvelle procédure de démarrage proposée. Puis, les deux topologies de l'estimateur neuronal seront présentées et validées expérimentalement. Enfin, une étude comparative entre la seconde topologie proposée et la méthode basée sur le filtre SOGI (*adaptiv second-order generalized integrator*), sera menée.

3.2 RN pour l'estimation des tensions du réseau

Pour mettre en œuvre une commande robuste sans avoir recours aux capteurs de tensions du réseau. Une estimation précise est nécessaire. A cette fin, nous allons consacrer cette section pour présenter une nouvelle technique d'estimation basée sur les réseaux de neurones. La figure 3.1 présente les deux topologies de l'estimateur neuronal proposé. Ces deux structures offrent une solution fiable précise et ne nécessitant qu'une faible charge de calcul pour l'estimation des tensions en temps réel. Elles comprennent deux réseaux de neurones linéaires reliés en cascade et fonctionnant simultanément de la manière suivante :

- La première topologie utilise deux ANF pour filtrer les courants et les tensions d'entrée. Un ANN exploite ensuite les grandeurs filtrées pour l'estimation des tensions du réseau [133].
- La seconde topologie est proposée afin d'améliorer la vitesse de convergence et réduire la charge de calcul. Elle utilise un ANN pour estimer les tensions du réseau. Puis un seul ANF est ajouté en série pour extraire les composantes fondamentales des tensions estimées [134].

Dans ce chapitre, les algorithmes de descente du gradient (*steepest descent*) et celui des moindres carrés (*least mean square*) (LMS) sont utilisés, respectivement, pour l'ajustement adaptatif des poids de l'ANF et de l'ANN. Ces deux algorithmes possèdent des avantages intéressants comme leur faible complexité, leur faible charge de calcul et leur grande vitesse de convergence. D'autres techniques d'adaptation en ligne tel que la méthode du *total least squares EXIN neuron* [135] ou l'algorithme des moindres carrés récursifs (*recursive least square*) [65] ont été proposées pour améliorer les capacités d'apprentissage en ligne du réseau de neurones. Cependant, l'utilisation de ces techniques d'adaptation des poids entraînerait une augmentation significative de la complexité et de la charge de calcul de l'estimateur. Dans le but de proposer une stratégie de commande sans capteur simple, les méthodes de descente du gradient et des moindres carrés ont été sélectionnées comme algorithmes de mise à jour des poids.

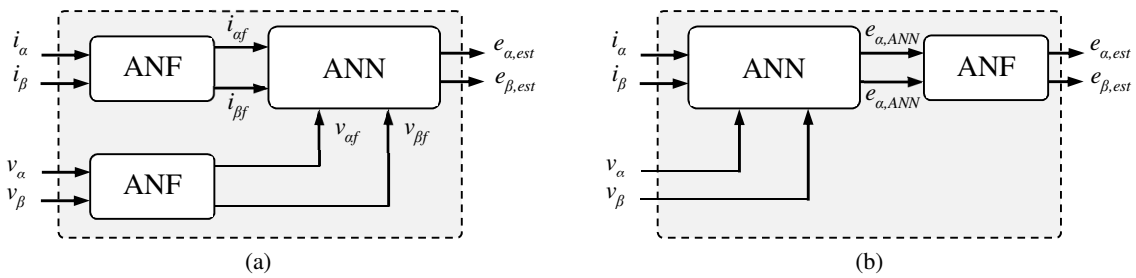


Figure 3.1 : Estimateur neuronal des tensions du réseau ; (a) première topologie proposée, (b) seconde topologie proposée.

3.2.1 ANN pour l'estimation des tensions du réseau

Dans cette section, nous allons développer l'ANN utilisé pour l'estimation des tensions du réseau. Sa structure est obtenue à partir du modèle du redresseur à MLI triphasé connecté au réseau, représenté par la figure 3.2.

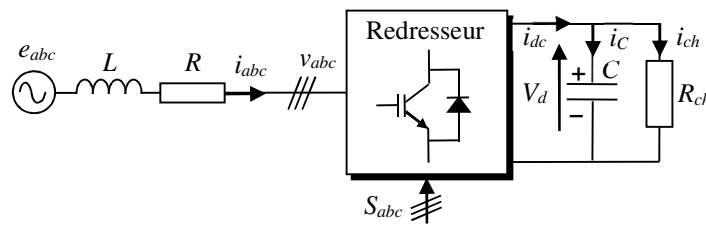


Figure 3.2 : Diagramme du redresseur à MLI triphasé connecté au réseau.

Pour des tensions triphasées équilibrées, le modèle utilisé est donné comme suite :

$$\begin{cases} e_a = Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + v_a \\ e_b = Ri_b + L \frac{di_b}{dt} + v_b \\ e_c = Ri_c + L \frac{di_c}{dt} + v_c \end{cases} \quad (3.1)$$

$$C \frac{dV_{dc}}{dt} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c - i_{ch} \quad (3.2)$$

Dans le repère stationnaire α - β et pour trois tensions équilibrées et symétriques, le système d'équations précédent est équivalent au système d'équations ci-après :

$$\begin{cases} e_\alpha = R i_\alpha + L \frac{di_\alpha}{dt} + v_\alpha \\ e_\beta = R i_\beta + L \frac{di_\beta}{dt} + v_\beta \end{cases} \quad (3.3)$$

En utilisant la méthode de discrétisation d'Euler, l'expression à temps discret de (3.3) pour une période d'échantillonnage T_s , est donné par :

$$\begin{cases} i_\alpha(k) = A \cdot i_\alpha(k-1) + B \cdot (e_\alpha(k-1) - v_\alpha(k-1)) \\ i_\beta(k) = A \cdot i_\beta(k-1) + B \cdot (e_\beta(k-1) - v_\beta(k-1)) \end{cases} \quad (3.4)$$

avec : $A = 1 - \frac{T_s R}{L}$ et $B = \frac{T_s}{L}$.

Pour estimer les tensions e_α et e_β , un réseau de neurones adaptatif à une couche avec la relation entrée/sortie suivante peut être réalisé :

$$\begin{cases} i_{\alpha,est}(k) = A \cdot i_\alpha(k-1) - B \cdot v_\alpha(k-1) + B \cdot e_{\alpha,ANN}(k-1) \\ i_{\beta,est}(k) = A \cdot i_\beta(k-1) - B \cdot v_\beta(k-1) + B \cdot e_{\beta,ANN}(k-1) \end{cases} \quad (3.5)$$

où $i_{\alpha,est}$ et $i_{\beta,est}$ sont les sorties de l'ANN, et $e_{\alpha,ANN}$ et $e_{\beta,ANN}$ sont les tensions estimées du réseau. L'architecture de l'estimateur ANN est illustrée par la figure 3.3 où le poids mis à jour correspond aux tensions estimées du réseau.

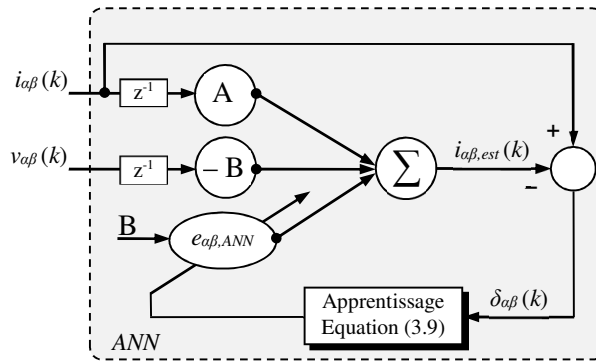


Figure 3.3 : Structure de l'estimateur ANN proposé.

Afin de garantir la convergence de l'ANN, un ajustement adaptatif du poids $e_{\alpha\beta,est}$ est réalisé. Un algorithme de descente du gradient est utilisé pour ajuster le poids $e_{\alpha\beta,est}$ afin de minimiser un indice de performance prédéfini. Avant de présenter l'algorithme d'apprentissage, l'erreur d'estimation sera définie comme suite :

$$\begin{cases} \delta_\alpha(k) = i_\alpha(k) - i_{\alpha,est}(k) \\ \delta_\beta(k) = i_\beta(k) - i_{\beta,est}(k) \end{cases} \quad (3.6)$$

A partir de l'équation (3.6), une fonction à temps discret de l'erreur quadratique est définie comme suit :

$$E(k) = \frac{\delta_\alpha(k)^2 + \delta_\beta(k)^2}{2} \quad (3.7)$$

Les tensions du réseau peuvent être estimées en minimisant la fonction $E(k)$ en utilisant la méthode de descente du gradient. Dans le but de minimiser $E(k)$ la matrice jacobienne suivante est considérée [63] :

$$J = \begin{bmatrix} \frac{\partial E}{\partial e_{\alpha,ANN}} \\ \frac{\partial E}{\partial e_{\beta,ANN}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial E}{\partial i_{\alpha,est}} \frac{\partial i_{\alpha,est}}{\partial e_{\alpha,ANN}} \\ \frac{\partial E}{\partial i_{\beta,est}} \frac{\partial i_{\beta,est}}{\partial e_{\beta,ANN}} \end{bmatrix} = -\mathbf{B} \begin{bmatrix} i_\alpha(k) - i_{\alpha,est}(k) \\ i_\beta(k) - i_{\beta,est}(k) \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Conformément à l'algorithme de descente du gradient, la valeur du poids à l'instant $(k+1)$ est calculée comme suite :

$$\begin{cases} e_{\alpha,ANN}(k+1) = e_{\alpha,ANN}(k) + \Delta e_{\alpha,ANN}(k) = e_{\alpha,ANN}(k) + \mu \mathbf{B}(i_\alpha(k) - i_{\alpha,est}(k)) \\ e_{\beta,ANN}(k+1) = e_{\beta,ANN}(k) + \Delta e_{\beta,ANN}(k) = e_{\beta,ANN}(k) + \mu \mathbf{B}(i_\beta(k) - i_{\beta,est}(k)) \end{cases} \quad (3.9)$$

où μ est le coefficient d'apprentissage. La loi d'apprentissage adaptative donnée par (3.9) représente l'algorithme de gradient itératif permettant de minimiser (3.8) en temps réel. Il convient de signaler que, dans des conditions de fonctionnement idéales, l'ANN permet d'obtenir une estimation précise des tensions du réseau. Cependant, en présence de perturbations (harmoniques, parasites, etc.), un bloc de filtrage additionnel doit être ajouté afin d'extraire les composantes fondamentales des tensions du réseau. Ce dernier sera discuté dans ce qui suit.

3.2.2 Filtre neuronal adaptatif

Dans cette section, nous allons présenter un filtre adaptatif (ANF) basé sur un réseau ADALINE qui sera utilisé pour filtrer les courants $i_{\alpha\beta}$ et les tensions d'entrée $v_{\alpha\beta}$ ou les tensions estimées $e_{\alpha\beta,ANN}$, selon les deux topologies d'estimation représentées par la figure 3.1. L'idée est d'effectuer une décomposition appropriée des grandeurs à filtrer afin d'extraire leurs composantes fondamentales. Ce qui revient à négliger tous les harmoniques d'ordre supérieur à 1. Ensuite, ces composantes fondamentales seront mises sous une forme appropriée, afin qu'un ANF puisse les estimer. Dans ce qui suit, le procédé de filtrage proposé est présenté sous une forme généralisée. Les signaux Y ($Y = (i_\alpha, i_\beta)$ pour les courants alternatifs, $Y = (v_\alpha, v_\beta)$ pour les tensions d'entrée et $Y = (e_{\alpha,ANN}, e_{\beta,ANN})$ pour les tensions estimées) sont formés d'une composante fondamentale et d'une série d'harmoniques. Sous une forme discrète, ces signaux peuvent s'écrire comme suit :

$$\begin{cases} y_\alpha(k) = \sum_{n=1}^{\infty} Y_n \cos(\omega_n k T_s + \varphi_n) = Y_1 \cos(\omega_1 k T_s + \varphi_1) + \sum_{n=2}^{\infty} Y_n \cos(\omega_n k T_s + \varphi_n) \\ y_\beta(k) = \sum_{n=1}^{\infty} Y_n \sin(\omega_n k T_s + \varphi_n) = Y_1 \sin(\omega_1 k T_s + \varphi_1) + \sum_{n=2}^{\infty} Y_n \sin(\omega_n k T_s + \varphi_n) \end{cases} \quad (3.10)$$

avec Y_n la valeur maximale du $n^{\text{ème}}$ terme, ω_n sa pulsation et φ_n sa phase. Le processus de filtrage consiste à extraire la composante fondamentale. Après filtrage l'expression (3,10) devient :

$$\begin{cases} y_\alpha(k) = Y_1 \cos(\omega_1 k T_s + \varphi_1) \\ y_\beta(k) = Y_1 \sin(\omega_1 k T_s + \varphi_1) \end{cases} \quad (3.11)$$

L'expression (3,11) peut s'écrire sous une forme plus explicite, comme suite :

$$\begin{cases} y_\alpha(k) = Y_1 \cos(\varphi_1) \cos(\omega_1 k T_s) - Y_1 \sin(\varphi_1) \sin(\omega_1 k T_s) \\ y_\beta(k) = Y_1 \sin(\varphi_1) \cos(\omega_1 k T_s) + Y_1 \cos(\varphi_1) \sin(\omega_1 k T_s) \end{cases} \quad (3.12)$$

Ainsi, l'équation (3.12) peut être représentée sous la forme vectorielle suivante :

$$Y_{\alpha\beta}(k) = X D(k) \quad (3.13)$$

où $X = \begin{bmatrix} Y_1 \cos(\varphi_1) & -Y_1 \sin(\varphi_1) \\ Y_1 \sin(\varphi_1) & Y_1 \cos(\varphi_1) \end{bmatrix}$ et $D(k) = [\cos(\omega_1 k T_s) \sin(\omega_1 k T_s)]^T$.

Un seul ANF avec deux poids adaptatifs $W = [w_1 \ w_2]$ est capable d'estimer la combinaison linéaire représentée par équation (3.13). Où $D(k)$ représente le vecteur d'entrée composé de deux sinusoides d'amplitudes unitaires et de fréquence $f_1 = \omega_1/2\pi$ (fréquence du réseau). La figure 3.4 illustre la structure de l'ANF utilisé pour le filtrage.

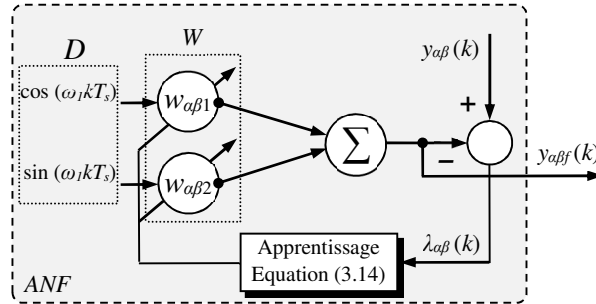


Figure 3.4 : Structure de l'ANF proposé.

Durant le processus d'apprentissage, le vecteur poids W est mis à jour de façon adaptative afin converger vers X . L'algorithme des moindres carrés [65], [63] avec un coefficient d'apprentissage η est utilisé pour la mise à jour de W de manière récursive comme suit :

$$W(k+1) = W(k) + \frac{\eta \lambda_{\alpha\beta}(k) D(k)}{\varepsilon + D^T(k) D(k)} \quad (3.14)$$

où $\lambda_{\alpha\beta} = Y_{\alpha\beta} - Y_{\alpha\beta f}$ est l'erreur d'estimation et ε une faible valeur utilisée pour éviter la division par zéro si $D^T(k)D(k)=0$. Le vecteur $Y_{\alpha\beta f} = [y_{\alpha f}(k) \ y_{\beta f}(k)]^T$ est obtenu après la convergence des poids de l'ANF comme suit :

$$\begin{cases} y_{\alpha f}(k) = Y_1 \cos(\omega_1 k T_s + \varphi_1) \\ y_{\beta f}(k) = Y_1 \sin(\omega_1 k T_s + \varphi_1) \end{cases} \quad (3.15)$$

3.2.3 Analyse de stabilité et choix des coefficients d'apprentissage

Nous présentons dans cette section l'Analyse de stabilité de l'estimateur neuronal en fonction des coefficients d'apprentissages de l'ANN et de l'ANF. Pour ce faire, le critère de convergence de Lyapunov est utilisé afin d'établir des valeurs limites des coefficients d'apprentissage μ et η , qui garantissent la stabilité de l'estimateur proposé. Les valeurs choisies pour μ et η sont ainsi justifiées.

1) Stabilité de l'ANN

La fonction candidate de Lyapunov $V_I(k)$ lié à l'erreur (3.6) est utilisée pour vérifier la stabilité de l'ANN. Cette fonction est choisie tel que :

$$V_I(k) = \frac{\delta_\alpha(k)^2 + \delta_\beta(k)^2}{2} \quad (3.16)$$

Le critère de convergence de Lyapunov est satisfait si :

$$V_I(k) \Delta V_I(k) < 0 \quad (3.17)$$

où $\Delta V_I(k)$ est la variation dans la fonction de Lyapunov étudié. $\Delta V_I(k)$ est calculée comme suit :

$$\Delta V_I(k) = V_I(\delta_\alpha(k+1), \delta_\beta(k+1)) - V_I(\delta_\alpha(k), \delta_\beta(k)) < 0 \quad (3.18)$$

D'après (3.16), il est clair que $V_I(k)$ est définie positif. Par conséquent, la condition de stabilité (3.17) est satisfaite, lorsque $\Delta V_I(k) < 0$. Étant donné que les tensions du réseau peuvent être considérées comme naturellement continues et que leur bande passante est beaucoup plus faible que la période d'estimation. La variation des erreurs $\Delta\delta_\alpha(k)$ et $\Delta\delta_\beta(k)$ en fonction du taux d'apprentissage de l'ANN peut être exprimée par :

$$\begin{cases} \Delta\delta_\alpha(k) = \delta_\alpha(k+1) - \delta_\alpha(k) = \frac{\partial\delta_\alpha(k)}{\partial e_{\alpha,ANN}} \Delta e_{\alpha,ANN}(k) = \mu \frac{\partial\delta_\alpha(k)}{\partial e_{\alpha,ANN}} \frac{\partial i_{\alpha,ANN}(k)}{\partial e_{\alpha,ANN}} \delta_\alpha(k) \\ \Delta\delta_\beta(k) = \delta_\beta(k+1) - \delta_\beta(k) = \frac{\partial\delta_\beta(k)}{\partial e_{\beta,ANN}} \Delta e_{\beta,ANN}(k) = \mu \frac{\partial\delta_\beta(k)}{\partial e_{\beta,ANN}} \frac{\partial i_{\beta,ANN}(k)}{\partial e_{\beta,ANN}} \delta_\beta(k) \end{cases} \quad (3.19)$$

En remplaçant (3.19) dans (3.18), $\Delta V_I(k)$ s'écrit :

$$\begin{aligned} \Delta V_I(k) &= [\Delta\delta_\alpha(k) \delta_\alpha(k) + \Delta\delta_\beta(k) \delta_\beta(k)] + \frac{1}{2} [\delta_\alpha(k)^2 + \delta_\beta(k)^2] \\ &= \mu \left\{ \frac{\partial\delta_\alpha(k)}{\partial e_{\alpha,ANN}} \frac{\partial i_{\alpha,est}(k)}{\partial e_{\alpha,ANN}} \delta_\alpha(k)^2 + \frac{\partial\delta_\beta(k)}{\partial e_{\beta,ANN}} \frac{\partial i_{\beta,est}(k)}{\partial e_{\beta,ANN}} \delta_\beta(k)^2 \right\} \\ &\quad + \frac{\mu^2}{2} \left\{ \left\| \frac{\partial\delta_\alpha(k)}{\partial e_{\alpha,ANN}} \right\|^2 \left\| \frac{\partial i_{\alpha,est}(k)}{\partial e_{\alpha,ANN}} \right\|^2 \delta_\alpha(k)^2 + \left\| \frac{\partial\delta_\beta(k)}{\partial e_{\beta,ANN}} \right\|^2 \left\| \frac{\partial i_{\beta,est}(k)}{\partial e_{\beta,ANN}} \right\|^2 \delta_\beta(k)^2 \right\} \end{aligned} \quad (3.20)$$

où $\|\cdot\|$ est la norme euclidienne dans \mathfrak{R}^n . En utilisant (3.6) et (3.7), on obtient l'égalité suivante :

$$\begin{cases} \frac{\partial i_{\alpha,est}(k)}{\partial e_{\alpha,ANN}} = -\frac{\partial \delta_{\alpha}(k)}{\partial e_{\alpha,ANN}} \\ \frac{\partial i_{\beta,est}(k)}{\partial e_{\beta,ANN}} = -\frac{\partial \delta_{\beta}(k)}{\partial e_{\beta,ANN}} \end{cases} \quad (3.21)$$

En remplaçant (3.21) dans (3.20), $\Delta V_1(k)$ s'écrit finalement sous la forme suivante :

$$\Delta V_1(k) = -\mu \left\{ \left\| \frac{\partial i_{\alpha,est}(k)}{\partial e_{\alpha,ANN}} \right\|^2 - \frac{\mu}{2} \left\| \frac{\partial i_{\alpha,est}(k)}{\partial e_{\alpha,ANN}} \right\|^4 \right\} \delta_{\alpha}(k)^2 - \mu \left\{ \left\| \frac{\partial i_{\beta,est}(k)}{\partial e_{\beta,ANN}} \right\|^2 - \frac{\mu}{2} \left\| \frac{\partial i_{\beta,est}(k)}{\partial e_{\beta,ANN}} \right\|^4 \right\} \delta_{\beta}(k)^2 \quad (3.22)$$

La convergence de l'ANN est garantie lorsque la condition de stabilité donnée par (3.17) est satisfaite, le coefficient d'apprentissage μ doit alors être pris comme suite :

$$0 < \mu < \frac{2}{\max_k \left[\left\| \frac{\partial i_{\alpha,est}(k)}{\partial e_{\alpha,ANN}} \right\|^2, \left\| \frac{\partial i_{\beta,est}(k)}{\partial e_{\beta,ANN}} \right\|^2 \right]} \quad (3.23)$$

2) Stabilité de l'ANF

Dans ce qui suit, nous allons évaluer la stabilité de l'ANF. Dans la mesure où le poids W calculé par le filtre neuronal est une estimation de X , une fonction candidate de Lyapunov liée à l'erreur d'estimation du filtre peut être définie comme :

$$V_2(k) = \tilde{W}^T(k) \tilde{W}(k) \quad (3.24)$$

où $\tilde{W}(k)$ représente l'erreur d'estimation du filtre neuronal, définit par :

$$\tilde{W}(k) \equiv X(k) - W(k) \quad (3.25)$$

Le critère de convergence de Lyapunov doit être satisfait de tel sorte que :

$$V_2(k) \Delta V_2(k) < 0 \quad (3.26)$$

où $\Delta V_2(k)$ est la variation dans la fonction de Lyapunov. Vu que $\Delta V_2(k)$ est définie positive comme montré dans (3.24), la condition de stabilité (3.26) est satisfaite si $\Delta V_2(k) < 0$. La variation dans la fonction de Lyapunov est donnée par :

$$\Delta V_2(k) = V_2(\tilde{W}(k+1)) - V_2(\tilde{W}(k)) < 0 \quad (3.27)$$

En exploitant la dynamique de l'erreur d'estimation, qui est obtenue à partir de (3.25), et en utilisant la loi de mise à jour (3.14), $\Delta V_2(k)$ peut être défini comme suit :

$$\begin{aligned} \Delta V_2(k) &= \left\| \tilde{\mathbf{W}}(k) - \frac{\eta D^T(k-1) D^T(k-1) \tilde{\mathbf{W}}(k)}{\varepsilon + D^T(k-1) D(k-1)} \right\|^2 - \tilde{\mathbf{W}}^T(k) \tilde{\mathbf{W}}(k) \\ &= \frac{\eta \left[\tilde{\mathbf{W}}(k) D(k-1) \right]^2}{\varepsilon + D^T(k-1) D(k-1)} \left[-2 + \frac{\eta D^T(k-1) D(k-1)}{\varepsilon + D^T(k-1) D(k-1)} \right] \end{aligned} \quad (3.28)$$

Etant donné que $\varepsilon > 0$, la condition de stabilité (3.27) est satisfaite si le terme entre crochets dans (3.28) est négatif, ce qui signifie que le coefficient d'apprentissage doit satisfaire l'inégalité donnée ci-dessous :

$$0 < \eta < 2 \quad (3.29)$$

Les propriétés de convergence suivantes sont également satisfaites :

$$\|\mathbf{W}(k) - \mathbf{W}_0\| \leq \|\mathbf{W}(k-1) - \mathbf{W}_0\| \leq \|\mathbf{W}(0) - \mathbf{W}_0\|, \quad k \geq 1 \quad (3.30.a)$$

$$\lim_{k \rightarrow \infty} \frac{\tilde{\mathbf{W}}(k) D(k-1)}{\sqrt{\varepsilon + D(k-1)^T D(k-1)}} = 0 \quad (3.30.b)$$

avec \mathbf{W}_0 est le vecteur obtenu pour une convergence parfaite de l'estimateur. Selon (3.30), l'erreur est monotone et décroissante, donc la convergence est garantie.

Afin de garantir la stabilité de l'estimateur neuronal, il est primordial de choisir les coefficients d'apprentissage μ et η en fonction des intervalles donnés par les inégalités (3.23) et (3.29), respectivement. La précision, la vitesse de convergence, ainsi que la stabilité de l'estimateur neuronal sont directement affectées par les valeurs de μ et η [135]. Effectivement, une faible valeur des coefficients d'apprentissage μ et η permet d'augmenter la précision et la stabilité. Cependant, la vitesse de convergence sera plus lente. D'autre part, des valeurs élevées de μ et η , permettent d'assurer une vitesse de convergence élevée, mais cela va entraîner une détérioration de la précision et de la stabilité de l'estimateur. Par conséquent, un choix judicieux des coefficients d'apprentissages consiste à faire un bon compromis entre la vitesse de convergence et la stabilité.

3.3 Processus de démarrage et considérations pratiques

3.3.1 Procédure de démarrage de la commande sans capteurs

Afin de garantir la stabilité de la commande et de réduire la durée du transitoire lors du démarrage, la valeur initiale de l'angle instantané des tensions du réseau θ est nécessaire. De plus, dans le cas d'une commande vectorielle, les valeurs initiales de e_d et e_q sont également requises. Plusieurs travaux traitant de la commande sans capteurs ont abordé le processus de démarrage [16], [79], [128], [136]–[141]. La méthode la plus connue consiste à appliquer de brèves impulsions du vecteur de commande nul, à l'entrée du redresseur, et à mesurer la variation des courants résultante [16], [128], [136], [138]–[141]. Cette opération est répétée pour deux ou trois périodes d'échantillonnage. Si on considère le système d'équations (3.3), l'application d'un vecteur commande nul nous permet d'écrire :

$$e_{\alpha\beta} = L \frac{di_{\alpha\beta}}{dt} + Ri_{\alpha\beta} \quad (3.31)$$

Si la durée T_i de l'impulsion est suffisamment courte, on peut considérer que les tensions $e_{\alpha\beta}$ sont constantes. De plus, en négligeant la résistance R , on obtient :

$$\int_0^{T_i} e_{\alpha\beta} \approx Li_{\alpha\beta} \quad (3.32)$$

La valeur de la tension du réseau peut alors être approximée par la relation suivante :

$$e_{\alpha\beta} \approx \frac{L}{T_i} i_{\alpha\beta} \quad (3.33.a)$$

$$|e_{\alpha\beta}| = \sqrt{e_\alpha^2 + e_\beta^2} = \frac{L}{T_i} \sqrt{i_\alpha^2 + i_\beta^2} \quad (3.33.b)$$

L'angle instantané des tensions du réseau peut être estimé par la relation suivante [139] :

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{i_\beta}{i_\alpha} \right) \quad (3.34)$$

Étant donné que cette méthode nécessite de court-circuiter la source, pour limiter l'augmentation des courants, la durée d'application du vecteur nul doit être très courte. De plus, une division des courants est nécessaire pour l'estimation de l'angle θ . Ce qui peut conduire à une réduction de la précision, en particulier, lorsque les valeurs des courants utilisées sont parasitées ou que leur l'échantillonnage est inexact [79].

Quelques travaux récents ont exploité le fonctionnement en redresseur à diodes pour extraire la valeur initiale de l'angle θ . Dans [137], les auteurs ont utilisé le signe des courants alternatifs induits par la conduction des diodes, durant le fonctionnement à faible charge, dans une table de correspondance (*look up table*) prédéfinie. Cette dernière donne une valeur approchée de l'angle θ . Une autre méthode utilisant le signe des courants a été proposée dans [79], elle permet de détecter le passage par zéro de l'angle θ , ce qui permet d'amorcer une PLL. Cependant, ces deux dernières méthodes démarrent avec une valeur inexacte de l'angle θ , ce qui peut rallonger la durée du transitoire au démarrage.

Dans de nombreuses applications, le processus de démarrage du redresseur à MLI s'effectue en passant par un fonctionnement en redresseur à diodes [79], [137] (figure 3.5). Ce mode de fonctionnement est exploité dans ce chapitre pour identifier les paramètres des tensions du réseau (θ , e_d et e_q) au démarrage. Nous proposons donc une nouvelle méthode de démarrage basée sur un modèle simple et précis du redresseur à diodes pour reconstruire les tensions d'entrée (v_α et v_β). Ces dernières sont utilisées par l'estimateur neuronal. Les tensions estimées du réseau sont ensuite utilisées dans une PLL. Enfin, les sorties de la PLL sont exploitées par la commande vectorielle durant le processus de démarrage du redresseur à MLI.

Pour un fonctionnement en redresseur triphasé à diodes, représenté par la figure 3.5 (quand tous les interrupteurs sont ouverts), le modèle donné par l'équation (3.1) reste valable. Cependant, en supposant que les diodes du pont redresseur sont idéales, les tensions v_i ($i=a,b,c$) à l'entrée du pont redresseur sont obtenues à l'aide de trois fonctions échelon [142]. Ces fonctions déterminent si les diodes sont en conduction ou à l'état bloqué.

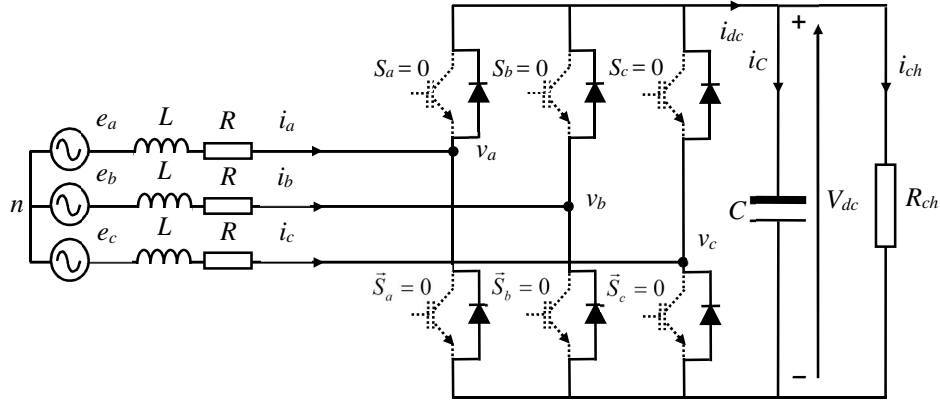


Figure 3.5 : Schéma de fonctionnement en redresseur à diodes.

Les tensions d'entrée du pont à diodes sont données par :

$$\begin{cases} v_a = \frac{V_{dc}}{3} (+2g_a - g_b - g_c) \\ v_b = \frac{V_{dc}}{3} (-g_a + 2g_b - g_c) \\ v_c = \frac{V_{dc}}{3} (-g_a - g_b + 2g_c) \end{cases} \quad (3.35)$$

où $g_i = \{+1 \text{ si } i_i \geq 0 \text{ et } 0 \text{ si } i_i < 0\}$ pour $i=a,b,c$. Les tensions à l'entrée du pont à diodes sont données dans le repère stationnaire α - β comme suite :

$$\begin{cases} v_\alpha = \frac{2V_{dc}}{3} \left(g_a - \frac{1}{2}g_b - \frac{1}{2}g_c \right) \\ v_\beta = \frac{2V_{dc}}{3} \left(\frac{\sqrt{3}}{2}g_b - \frac{\sqrt{3}}{2}g_c \right) \end{cases} \quad (3.36)$$

La figure 3.6 présente les courants du réseau et les tensions à l'entrée du redresseur à diodes. Il convient de noter que les tensions d'entrée (v_α et v_β) sont restituées à partir de l'équation (3.36). En raison de l'analogie entre le modèle du redresseur à MLI et celui du redresseur à diodes, l'estimateur neuronal proposé est aussi exploité, pour estimer les tensions du réseau durant le fonctionnement en redresseur à diodes.

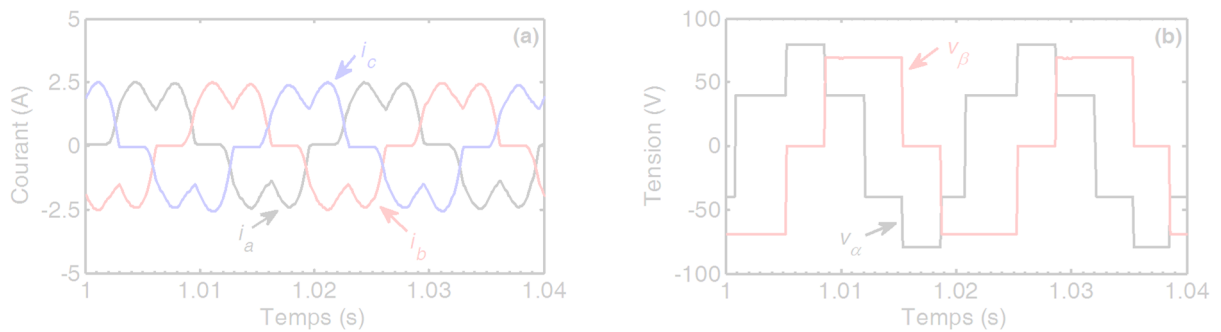


Figure 3.6 : Fonctionnement en redresseur à diodes ; (a) courants du réseau (i_a , i_b et i_c) et (b) tensions d'entrée (v_α et v_β) calculées.

3.3.2 Acquisition des tensions d'entrée du redresseur à MLI

L'estimateur neuronal exploite deux grandeurs dans le repère α - β pour l'estimation des tensions du réseau, les courants (i_α , i_β) et les tensions à l'entrée du redresseur (v_α , v_β). L'acquisition de ces dernières peut s'effectuer de trois façons différentes [114] :

- Mesure directe qui exige l'utilisation de capteurs supplémentaires.
- Reconstitution à partir de la tension du bus continu V_{dc} , et des états de commutation.
- Utilisation des sorties des régulateurs de courant (tensions de références) [131].

Les deux premières méthodes sont à écarter, car très sensibles aux parasites causés par les commutations. La troisième méthode est plus simple puisqu'elle ne nécessite aucun calcul additionnel, elle est aussi moins sensible aux parasites. Cette dernière sera utilisée dans ce chapitre pour l'obtention des tensions v_α et v_β lors du fonctionnement en redresseur à MLI.

3.4 Estimateur neuronal des tensions du réseau – Première topologie proposée

Dans cette section, nous présentons la première structure de l'estimateur neuronal développée. Elle se compose d'un ANN qui estime les tensions du réseau et de deux ANF qui filtrent les courants $i_{\alpha\beta}$ et les tensions $v_{\alpha\beta}$ à l'entrée de l'ANN. Ceci permet une estimation précise en présence de perturbations au niveau des tensions du réseau (distorsions harmoniques, déséquilibres, etc.). L'estimateur ainsi obtenu est inséré dans un schéma de commande vectorielle.

La structure globale de la commande sans capteurs ainsi que la procédure de démarrage sont illustrées par la figure 3.7. On peut distinguer deux blocs :

- Un bloc de commande où la stratégie de commande vectorielle est utilisée pour assurer un fonctionnement à facteur de puissance unitaire et maintenir la tension du bus continu constante. Cette stratégie de commande a été présentée dans la section 2.3.
- Un bloc d'estimation qui assure la reconstitution des tensions du réseau et le démarrage de la commande.

Avant de lancer la commande, l'équation (3.36) est utilisée pour calculer les tensions d'entrée (v_α , v_β) durant le fonctionnement en redresseur à diodes. Les tensions obtenues et les courants i_α et i_β sont injectés dans l'estimateur neuronal. Ainsi, une estimation précise des tensions est réalisée, durant le fonctionnement en redresseur à diodes. Par la suite, les tensions estimées ($e_{\alpha,est}$, $e_{\beta,est}$) sont utilisées dans une PLL pour avoir les valeurs de e_d , e_q et θ . Finalement, la commande vectorielle est lancée et initialisée en utilisant les grandeurs calculées par la PLL (θ_{est} , $e_{d,est}$ et $e_{q,est}$). Simultanément, les tensions d'entrée obtenues à partir de l'équation (3.36) sont commutées sur les tensions de références ($v_{\alpha,ref}$, $v_{\beta,ref}$) calculées par les régulateurs de courants.

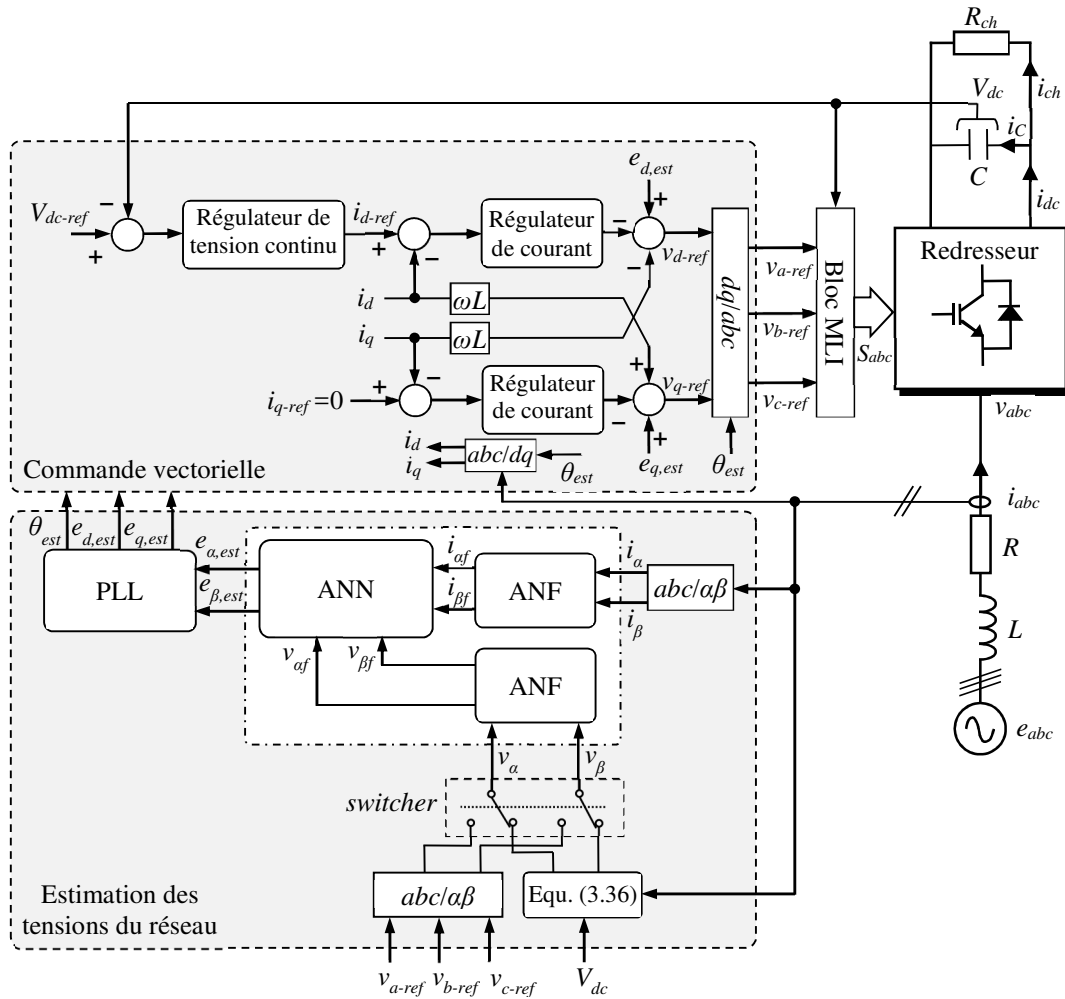


Figure 3.7 : Schéma global de la commande sans capteurs – Première topologie.

3.4.1 Validation expérimentale

Afin de vérifier la faisabilité et la robustesse de la stratégie de commande sans capteurs, représentée par la figure 3.7, des tests expérimentaux ont été réalisés. Cette section présente les résultats obtenus. Les paramètres du circuit électrique ainsi que les données de la commande utilisées sont mentionnés dans le tableau suivant :

Fréquence de la MLI f_{sw} (kHz)	7.5
Période d'échantillonnage T_s (μ s)	110
Valeur efficace des tensions du réseau (V)	55
Fréquence des tensions du réseau f (Hz)	50
Inductance nominale du filtre d'entrée L (mH)	8
Résistance nominale du filtre d'entrée R (Ω)	1
Référence de la tension du bus continu V_{dc-ref} (V)	180
Capacité du bus continu C (mF)	3.3
Résistance de charge R_{ch} (Ω)	55

Tableau 3.1 : Paramètres de la plateforme expérimentale.

Le banc d'essai expérimental mis en œuvre est représenté par la figure 3.8. Il est constitué d'un redresseur à base de modules IGBT de 120 kVA avec diodes en antiparallèles (modules SEMIKRON SKM 100GB123D). Deux capteurs de courant et un capteur de tension sont utilisés pour mesurer, les deux courants du réseau (i_a , i_b) et la tension du bus continu V_{dc} . Trois capteurs sont utilisés pour la mesure des tensions du réseau qui seront comparées aux tensions estimées. Cependant, les tensions mesurées du réseau ne sont pas utilisées dans les boucles de commande. Une carte dSPACE DS1104 est utilisée pour implémenter l'algorithme développé sous Matlab/Simulink. La méthode de résolution « Euler » est employée. L'interface Real-Time est utilisée pour charger le code. L'estimateur neuronal est implémenté avec des coefficients d'apprentissage $\mu =$ et $\mu =$. Les deux paramètres μ et η sont ajustés expérimentalement, selon les critères établis dans la section 3.2.3 (équations 3.23 et 3.29), afin d'assurer la stabilité et une vitesse de convergence optimale. Durant toute l'expérience, le courant $i_{q\ ref}$ est fixé à zéro pour assurer un facteur de puissance unitaire.

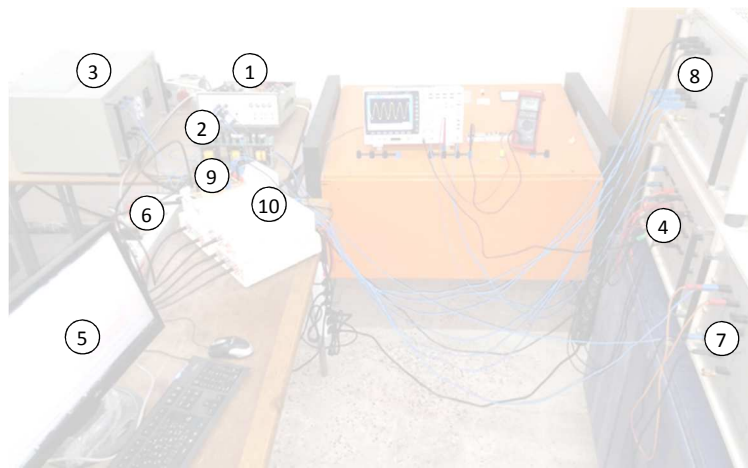


Figure 3.8 : Photographie du banc d'essai ; 1) redresseur à MLI triphasé, 2) PC-Pentium + carte dSPACE + ControlDesk, 3) connecteur entrée/sortie dSPACE, 4) Transformateur d'isolation, 5) résistance de couplage, 6) inductance de couplage, 7) capteurs de tension, 8) capteurs de courants, 9) résistance de charge, 10) résistances additionnelles.

3.4.1.1 Estimation des tensions du réseau en redresseur à diodes

Les résultats expérimentaux durant le fonctionnement en redresseur à diodes sont présentés dans les figures 3.9 et 3.10. Une résistance de charge de 55Ω est appliquée durant ce test, ce qui donne une tension continue de 117 V.

Les résultats obtenus en régime permanent sont présentés sur la figure 3.9, ces résultats montrent les performances de l'algorithme ANF utilisé pour le filtrage des courants et tensions d'entrée. Il est clair que les signaux v_α (figure 3.9a) et i_α (figure 3.9b) sont bien filtrés, où les quantités $v_{\alpha f}$ et $i_{\alpha f}$ représentent les composantes fondamentales des signaux v_α et i_α respectivement. En outre, les signaux filtrés sont en phase avec les signaux réels. Dès lors, on peut dire que la méthode de filtrage basé sur les ANF présente une bonne stabilité et estime correctement les composantes fondamentales de v_α et i_α .

La figure 3.9c illustre les résultats de l'estimation des tensions du réseau par l'ANN proposé. La composante d'axe α des tensions estimées et mesurées ainsi que l'erreur d'estimation ont

été représentées. A partir de ces résultats, on peut voir que les formes d'onde de la tension estimée $e_{\alpha,est}$ et de la tension mesurée e_{α} sont presque identiques. L'erreur d'estimation reste proche de zéro. Il est à noter que la tension en sortie de l'estimateur neuronal $e_{\alpha,est}$ est la composante fondamentale de la tension mesurée e_{α} . Par conséquent, l'erreur d'estimation est uniquement due aux harmoniques qui polluent les tensions du réseau.

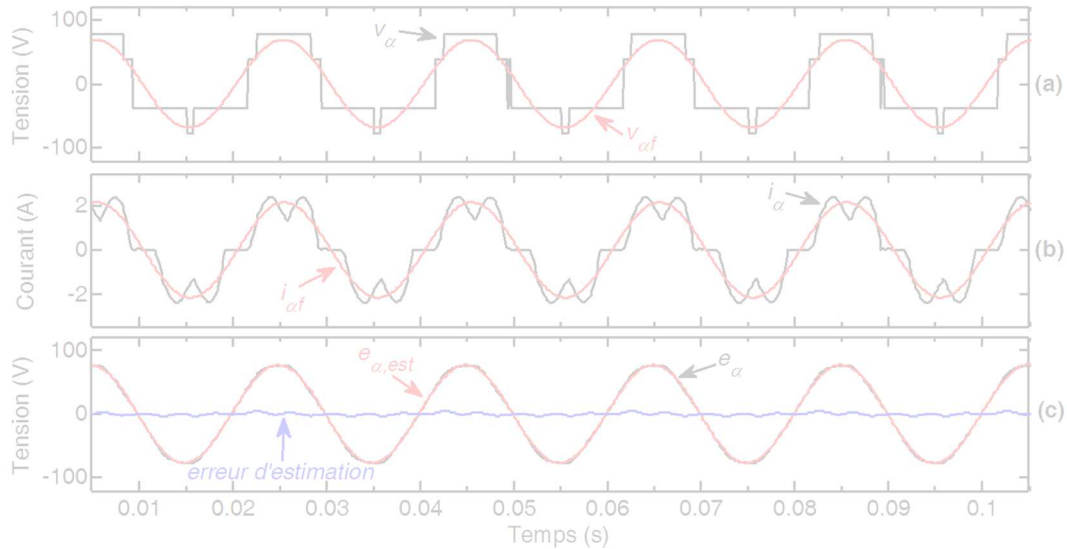


Figure 3.9 : Performances de l'estimateur neuronal durant le fonctionnement en redresseur à diodes ; (a) tensions d'entrée v_{α} et tensions d'entrée filtrée $v_{\alpha f}$, (b) courant i_{α} et courant filtré $i_{\alpha f}$ et (c) tension réseau mesurée e_{α} , tension réseau estimée $e_{\alpha,est}$ et erreur d'estimation.

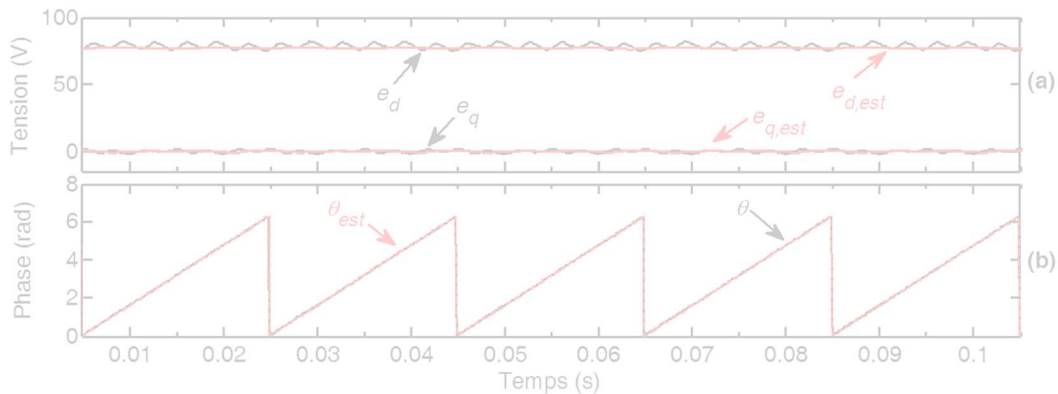


Figure 3.10 : Performances de la PLL durant le fonctionnement en redresseur à diodes ; (a) composantes dq (e_d , e_q) calculées avec les tensions mesurées et composantes dq ($e_{d,est}$, $e_{q,est}$) calculées avec les tensions estimées et (b) angles instantanés θ et θ_{est} calculés avec les tensions mesurées et estimées respectivement.

Après le processus d'estimation $e_{\alpha,est}$ et $e_{\beta,est}$ sont injectées dans une PLL. Les composantes d'axes d - q ($e_{d,est}$, $e_{q,est}$) et l'angle instantané θ_{est} des tensions du réseau sont alors calculées. La figure 3.10 montre les performances de la PLL avec les tensions du réseau mesurées et estimées. On voit que la PLL utilisant les tensions estimées présente de bonnes performances avec moins d'oscillations en comparaison avec celle utilisant les tensions mesurées, ceci est dû à la qualité des formes d'onde de $e_{\alpha,est}$ et $e_{\beta,est}$ qui sont proches de la sinusoïde. Finalement, les quantités obtenues sont exploitées comme valeurs initiales pour assurer une convergence lors du démarrage (lancement de la commande).

3.4.1.2 Performances de la procédure de démarrage

Dans cette section, nous présentons les résultats expérimentaux de l'estimation des tensions du réseau durant le processus de démarrage. Ces résultats sont illustrés sur les figures 3.11 et 3.12. Dans ce test R_{ch} est fixée à 55Ω et $V_{dc\ ref}$ est maintenue à 180 V .

Les figures 3.11a et 3.11b présentent les performances des ANF utilisés pour le filtrage de la tension v_α et du courant i_α . Après le lancement de la commande MLI, la composante fondamentale de v_α est reconstituée en moins de 80 ms . Le courant filtré ne présente pas de dépassements. Cependant, les dépassements que subit i_α sont uniquement dues à la charge de du condensateur, avec une variation de V_{dc} qui passe de 117 V à 180 V . La figure 3.11d illustre les performances de l'estimateur ANN. La forme d'onde de la tension estimée $e_{\alpha, est}$ et celle de la tension mesurée e_α sont similaires avec une erreur minimale lors du démarrage. Toutefois, à cause des forts courants débités par le transformateur d'isolation, une légère chute des tensions du réseau (secondaire du transformateur d'isolation) est survenue. Il en résulte une erreur d'estimation relativement élevée au début du processus de démarrage.

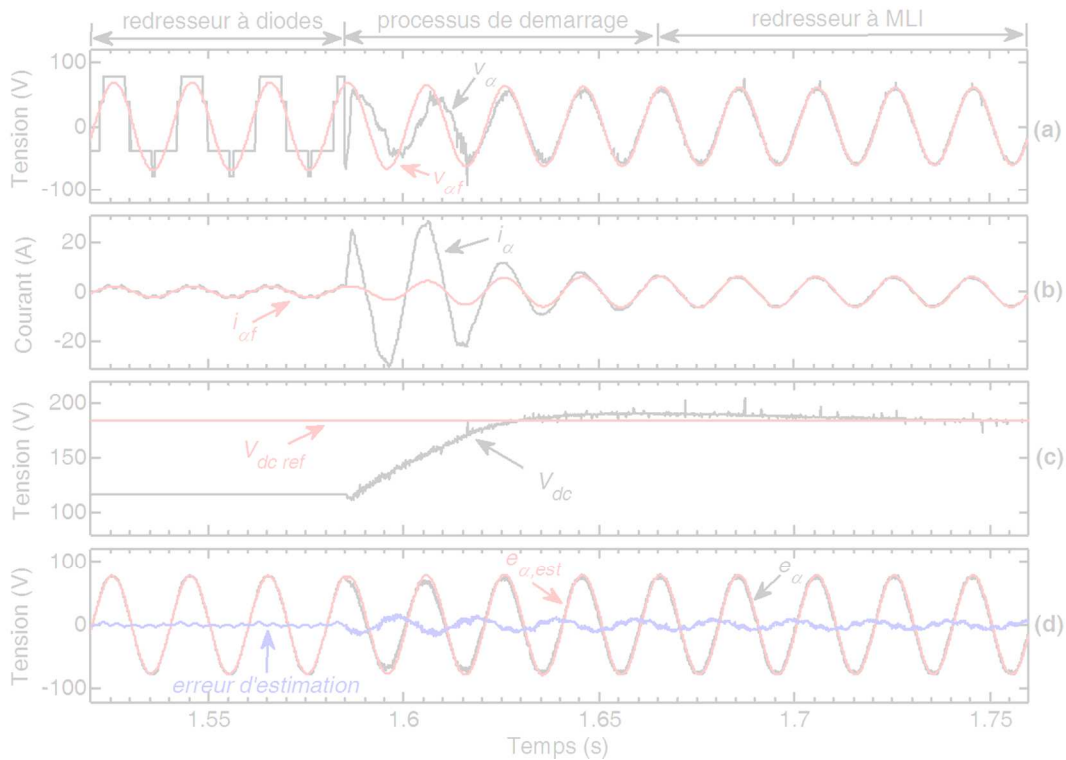


Figure 3.11 : Performances de l'estimateur neuronal durant la procédure de démarrage ; (a) tensions d'entrée v_α et tension d'entrée filtrée $v_{\alpha f}$, (b) courant i_α et courant filtré $i_{\alpha f}$, (c) tension mesurée du bus continu V_{dc} et sa référence $V_{dc\ ref}$ et (d) tension réseau mesurée e_α , tension réseau estimée $e_{\alpha, est}$ et erreur d'estimation.

Les performances de la PLL durant le processus de démarrage, avec les tensions mesurées et estimées sont montrées sur la figure 3.11. De ces résultats, on constate que la PLL utilisant les tensions estimées offre de bonnes performances. Les angles θ_{est} et θ sont superposés. D'après les résultats obtenus, on peut conclure que l'estimateur développé peut estimer les tensions du réseau avec une grande précision. De plus, la nouvelle procédure de démarrage proposée permet de garantir la stabilité du système durant le lancement de la commande.

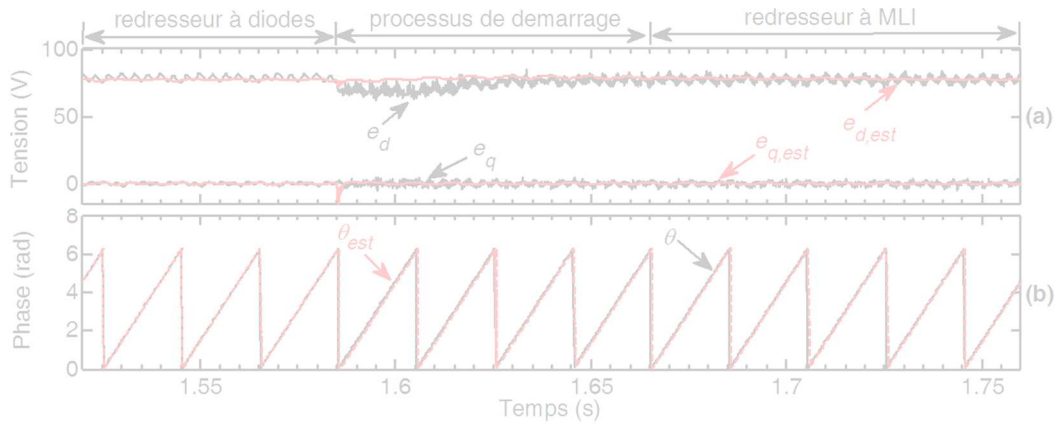


Figure 3.12 : Performances de la PLL durant la procédure de démarrage ; (a) composantes dq (e_d , e_q) calculées avec les tensions mesurées et composantes dq ($e_{d,est}$, $e_{q,est}$) calculées avec les tensions estimées et (b) angles instantanés θ et θ_{est} calculés avec les tensions mesurées et estimées respectivement.

3.4.1.3 Commande sans capteurs de tensions et tests de robustesse

a) *Variation de $V_{dc\ ref}$* : Les figures 3.13 et 3.14 illustrent les performances dynamiques de l'estimateur neuronal et de la PLL pour une variation de la tension de référence du bus continu.

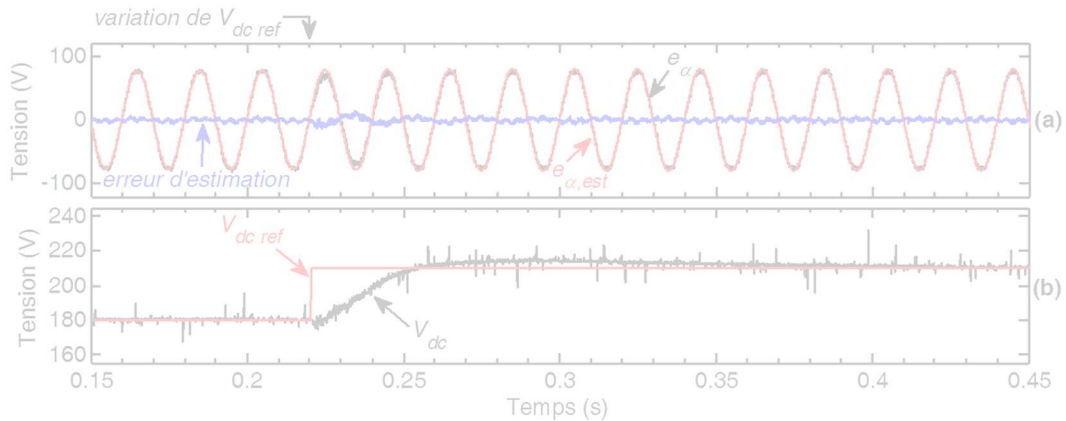


Figure 3.13 : Performances dynamiques de l'estimateur neuronal pour une variation de $V_{dc\ ref}$, (a) tension réseau mesurée e_α , tension réseau estimée $e_{\alpha,est}$ et erreur d'estimation et (b) tension mesurée du bus continu V_{dc} et sa référence $V_{dc\ ref}$.

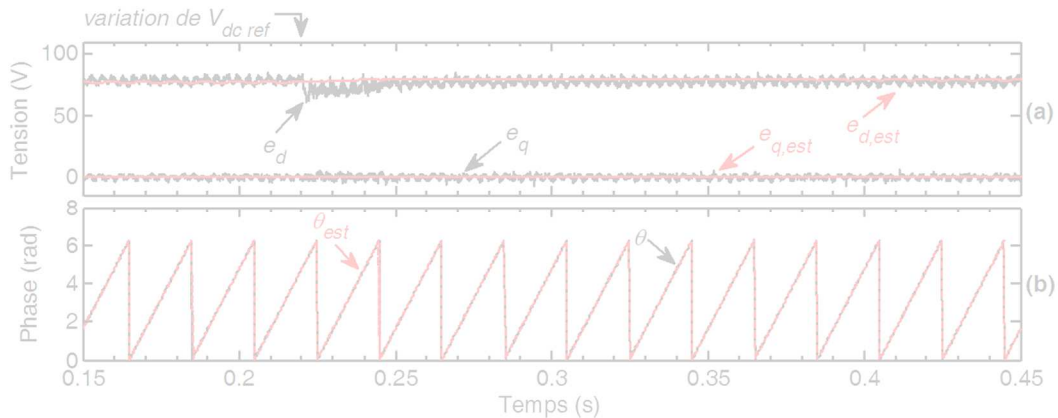


Figure 3.14 : Performances dynamiques de la PLL pour une variation de $V_{dc\ ref}$; (a) composantes dq (e_d , e_q) calculées avec les tensions mesurées et composantes dq ($e_{d,est}$, $e_{q,est}$) calculées avec les tensions estimées (b) angles instantanés θ et θ_{est} calculés avec les tensions mesurées et estimées respectivement.

La résistance de charge R_{ch} est maintenue à 55Ω . Et à l'instant $t = 0.22$ s, une variation de 30V est appliquée à $V_{dc\ ref}$, qui passe de 180V à 220V. La tension mesurée e_α et la tension estimée $e_{\alpha,est}$ sont superposées et l'erreur reste très proche de zéro lors du transitoire (figure 3.13a). La tension V_{dc} suite bien sa référence avant et après la variation de $V_{dc\ ref}$ comme montrée par la figure 3.14b. La PLL exploitant les tensions estimées présente d'excellentes performances même durant l'application de l'échelon de tension $V_{dc\ ref}$, la bonne estimation de l'angle θ et aussi assurée durant cette période.

b) *Variation de la charge* : Les performances de l'estimateur proposé et de la PLL pour une variation de la charge sont présentées par les figures 3.15 et 3.16.

Durant ce test, la puissance de la charge connectée au bus continu est augmentée de 50% pour une référence constante de la tension du bus continu $V_{dc\ ref}=180$ V. A l'instant $t = 1.285$ s, R_{ch} passe de 55Ω à 36Ω . La figure 3.15a présente une comparaison entre les tensions du réseau et les tensions estimées. Le courant passe de 5.5 à 9 A. Les performances de la PLL sont illustrées par la figure 3.16. Ces résultats attestent du bon fonctionnement de l'estimateur lors d'une variation brusque de la charge, avec d'excellentes performances de l'estimation des tensions du réseau et de la PLL.

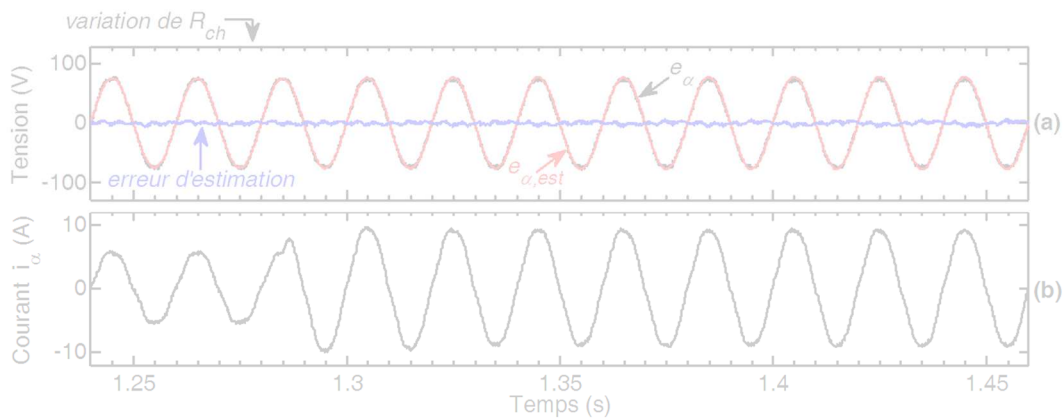


Figure 3.15 : Performances dynamiques de l'estimateur neuronal pour une variation de la charge ; (a) tension réseau mesurée e_α , tension réseau estimée $e_{\alpha,est}$ et erreur d'estimation et (b) courant du réseau i_α .

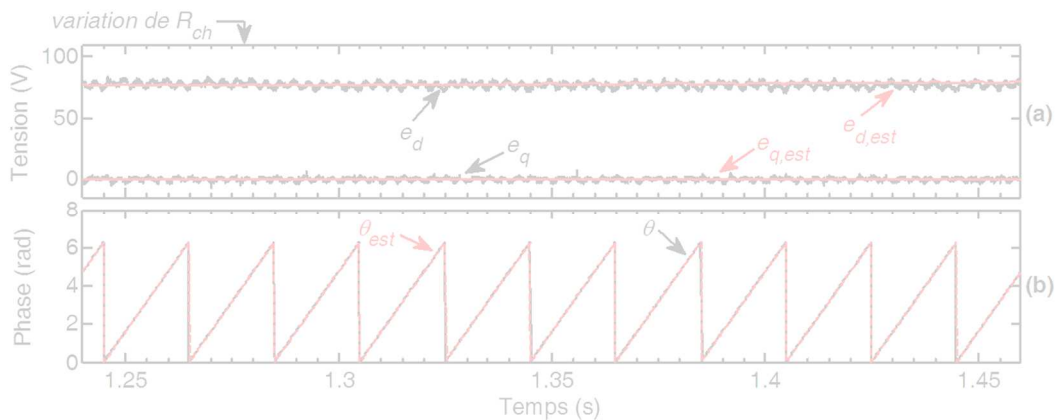


Figure 3.16 : Performances dynamiques de la PLL pour une variation de la charge ; (a) composantes dq (e_d , e_q) calculées avec les tensions mesurées et composantes dq ($e_{d,est}$, $e_{q,est}$) calculées avec les tensions estimées (b) angles instantanés θ et θ_{est} calculés avec les tensions mesurées et estimées respectivement.

c) *Chute triphasée symétrique* : On procède au test de l'estimateur pour une chute symétrique des tensions triphasées. Ce test est réalisé pour une charge $R_{ch} = 55\Omega$ et une tension $V_{dc\ ref} = 180V$. À l'instant $t = 1.36$ s, une résistance triphasée de 1.5Ω est insérée du côté réseau (figure 3.8), ce qui provoque une chute des tensions triphasées de 16%. La figure 3.18 montre que l'estimateur neuronal reste stable et que les tensions du réseau sont estimées au bout de 0.25s, après l'application du défaut. Le courant passe de 5.5 à 7 A. La figure 3.18 montre les performances de la PLL utilisant les tensions estimées et celle utilisant les tensions mesurées. Ceci prouve donc le bon fonctionnement de l'estimateur proposé pendant un régime de défaut.

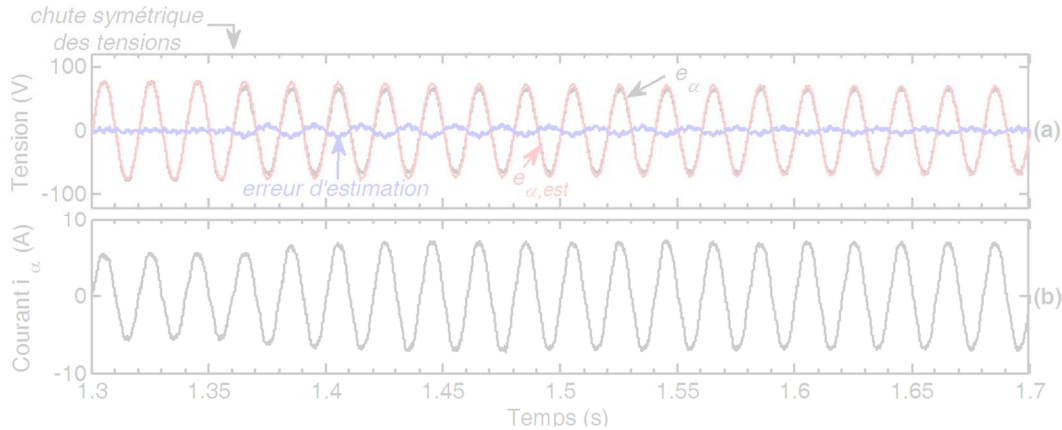


Figure 3.17 : Performances dynamiques de l'estimateur neuronal pour une chute symétrique des tensions réseau ; (a) tension réseau mesurée e_α , tension réseau estimée $e_{\alpha,est}$ et erreur d'estimation et (b) courant du réseau i_α .

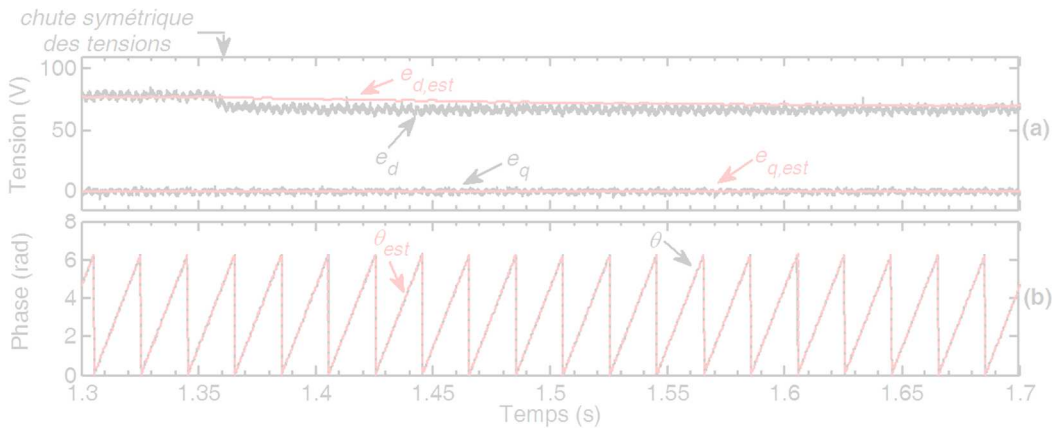


Figure 3.18 : Performances dynamiques de la PLL pour une chute symétrique des tensions réseau ; (a) composantes dq (e_d , e_q) calculées avec les tensions mesurées et composantes dq ($e_{d,est}$, $e_{q,est}$) calculées avec les tensions estimées et (b) angles instantanés θ et θ_{est} calculées avec les tensions mesurées et estimées respectivement.

d) *Déséquilibre biphasé* : Pendant ce test, $V_{dc\ ref}$ est maintenue à 180V et R_{ch} est fixé à 55Ω . Un déséquilibre biphasé est appliqué à l'instant $t = 0.99$ s.

Comme le montre la figure 3.19a, l'estimateur neuronal n'est pas affecté par le déséquilibre des tensions réseau. L'erreur d'estimation reste très proche de zéro. La figure 3.19b montre le courant i_α . Bien que le déséquilibre des tensions réseau provoque une distorsion des courants, un fonctionnement stable de la stratégie de commande est garanti. De toute évidence, les composantes calculées avec des tensions réseau mesurées et estimées, représentées sur la figure

3.20 sont déformées. Ceci est uniquement dû à la limitation de la PLL utilisée, lié au fonctionnement en régime déséquilibré. Par conséquent, ce résultat ne peut pas être considéré comme limitation de la stratégie d'estimation proposée.

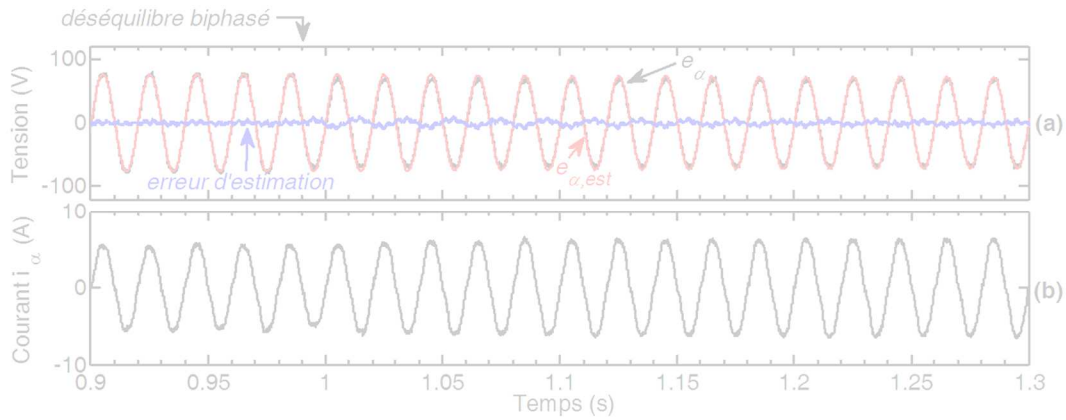


Figure 3.19 : Performances dynamiques de l'estimateur neuronal pour des tensions réseau déséquilibrées ; (a) tension réseau mesurée e_α , tension réseau estimée $e_{\alpha,est}$ et erreur d'estimation et (b) Courant du réseau i_α .

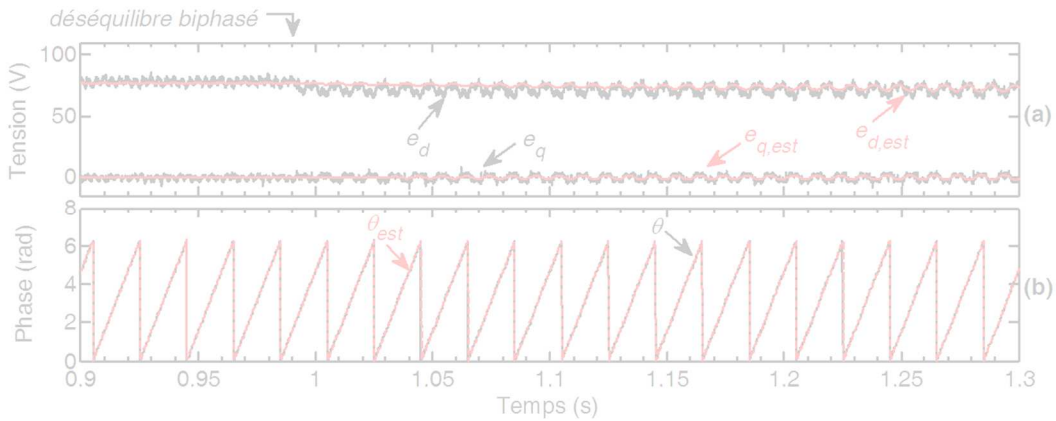


Figure 3.20 : Performances dynamiques de la PLL pour des tensions réseau déséquilibrées ; (a) composantes dq (e_d , e_q) calculées avec les tensions mesurées et composantes dq ($e_{d,est}$, $e_{q,est}$) calculées avec les tensions estimées et (b) angles instantanés θ et θ_{est} calculés avec les tensions mesurées et estimées respectivement.

3.5 Estimateur neuronal des tensions du réseau – Seconde topologie proposée

Pour améliorer la vitesse de convergence et diminuer la charge de calcul, nous avons développé une deuxième topologie de l'estimateur neuronal, représentée par la figure 3.1b. Dans ce cas, les courants $i_{\alpha\beta}$ et les tensions $v_{\alpha\beta}$ sont directement exploités par l'ANN pour l'estimation des tensions du réseau. Ensuite, un seul ANF est utilisé pour extraire les composantes fondamentales des tensions estimées.

Le Schéma global de la commande, obtenu en utilisant la deuxième structure de l'estimateur neuronal, est illustré par la figure 3.21.

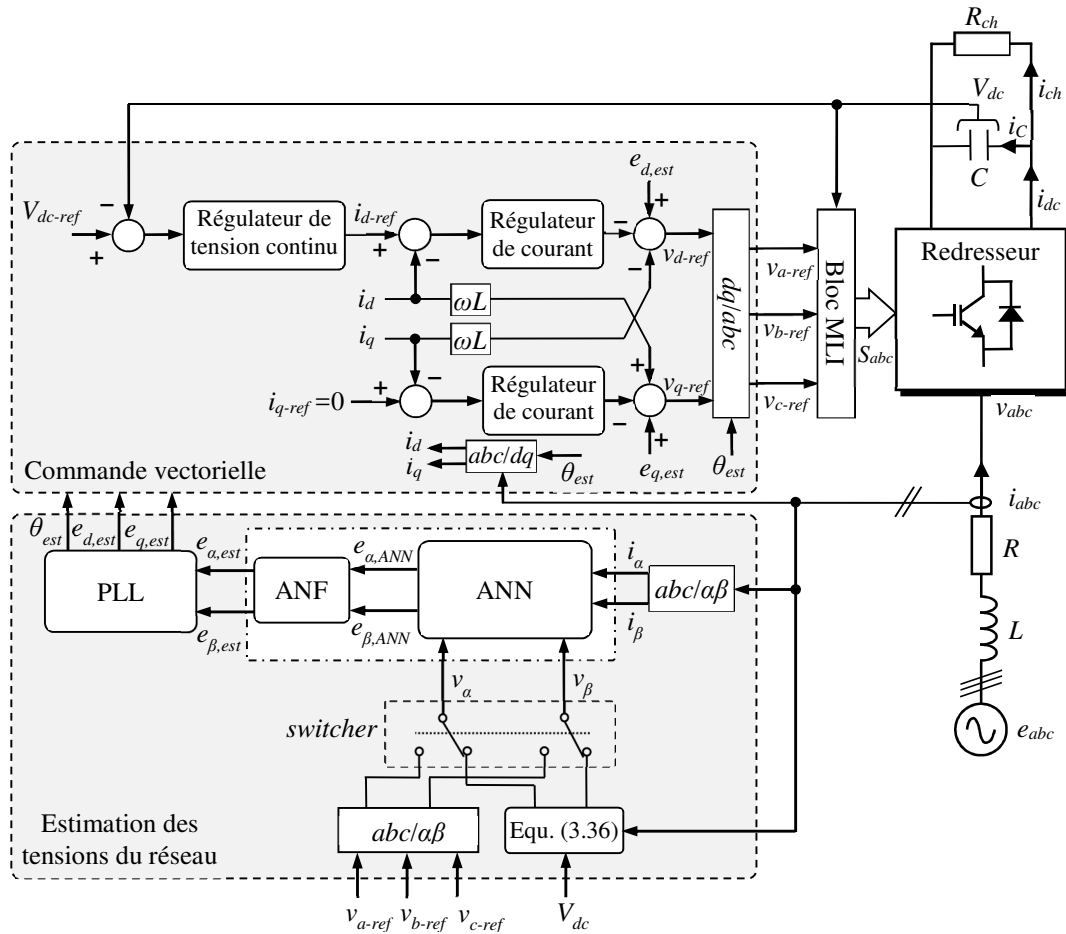


Figure 3.21 : Schéma global de la commande sans capteurs – Seconde topologie.

3.5.1 Validation expérimentale

Dans cette section, des essais expérimentaux (figures 3.22–3.33) et de simulation (figures 3.34 et 3.35) sont effectués. L'estimateur neuronal est testé expérimentalement dans différentes conditions de fonctionnement telles qu'une variation V_{dc-ref} , une variation R_{ch} , une chute symétrique des tensions réseau et un déséquilibre biphasé. Enfin, l'estimateur neuronal est testé en simulation sous des tensions réseau déformées. Les tests ont été effectués à l'aide des paramètres présentés dans le tableau 3.2. Les tests de validation expérimentale ont été réalisés sur le banc d'essai représenté par la figure 3.8.

Paramètres	Expérimentation	Simulation
Fréquence de la MLI f_{sw} (kHz)	7.5	7.5
Période d'échantillonnage T_s (μ s)	110	10
Valeur efficace des tensions du réseau (V)	55	55
Fréquence des tensions du réseau f (Hz)	50	50
Inductance nominale du filtre d'entrée L (mH)	8	8
Résistance nominale du filtre d'entrée R (Ω)	1	1
Référence de la tension du bus continu V_{dc-ref} (V)	190	190
Capacité du bus continu C (mF)	3.3	3.3
Résistance de charge R_{ch} (Ω)	55	55

Tableau 3.2 : Paramètres du système.

3.5.1.1 Estimation des tensions réseau durant le fonctionnement en redresseur à diodes

Les figures 3.22 et 3.23 présentent les résultats expérimentaux obtenus durant le fonctionnement en redresseur à diodes. Une résistance de charge de 55Ω est appliquée durant ce test, ce qui donne une tension du bus continu $V_{dc} = 117 \text{ V}$. Les figures 3.22a et 3.22b montrent la forme des signaux (i_α , i_β , v_α et v_β) utilisés à l'entrée de l'estimateur neuronal. Les tensions v_α et v_β sont calculées à partir de l'équation (3.36). D'après les figures 3.22c et 3.22d, il est clair que les tensions du réseau sont estimées avec une bonne précision. L'erreur d'estimation reste proche de zéro. On peut constater à partir de ces résultats que les performances des deux structures de l'estimateur neuronal sont similaires en régime permanent.

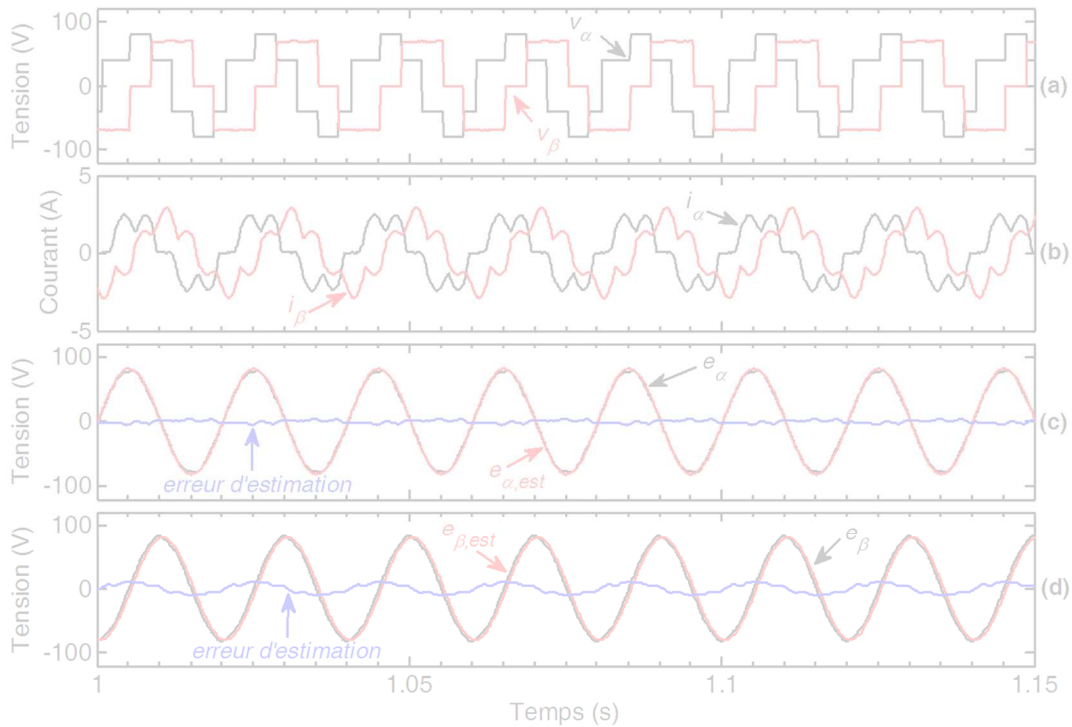


Figure 3.22 : Performances de l'estimateur neuronal durant le fonctionnement en redresseur à diodes ; (a) tensions d'entrées calculées v_α et v_β , (b) courants du réseau i_α et i_β , (c) tension réseau mesurée e_α , tension réseau estimée $e_{\alpha,est}$ et erreur d'estimation et (d) tension réseau mesurée e_β , tension réseau estimée $e_{\beta,est}$ et erreur d'estimation.

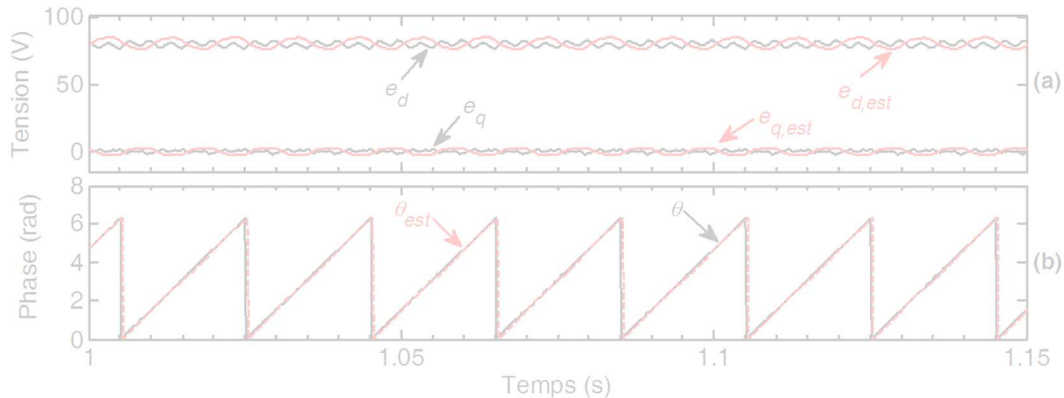


Figure 3.23 : Performances de la PLL durant le fonctionnement en redresseur à diodes ; (a) composantes dq (e_d , e_q) calculées avec les tensions mesurées et composantes dq ($e_{d,est}$, $e_{q,est}$) calculées avec les tensions estimées (b) angles instantanés θ et θ_{est} calculés avec les tensions mesurées et estimées respectivement.

Après le processus d'estimation, $e_{\alpha,est}$ et $e_{\beta,est}$ sont injectées dans une PLL (figure 3.21). Les composantes d'axes d - q ($e_{d,est}$, $e_{q,est}$) et l'angle instantané (θ_{est}) des tensions du réseau sont alors calculées. La figure 3.23 montre les performances de la PLL avec les valeurs mesurées et estimées des tensions du réseau. Les quantités obtenues seront utilisées comme valeurs initiales pour assurer une convergence rapide lors du démarrage (lancement de la commande). Ici deux PLL sont implémentées. La première utilise les tensions estimées et la seconde utilise les tensions mesurées. Cependant, les grandeurs calculées par la deuxième PLL ne sont pas utilisées dans la commande. Ces dernières sont uniquement présentées à des fins de comparaison.

3.5.1.2 Performances de la procédure de démarrage proposée

Dans cette section, nous présentons les résultats expérimentaux de l'estimation des tensions du réseau durant le processus de démarrage. Ces résultats sont illustrés par les figures 3.24 et 3.25. Pour ce test R_{ch} est fixe à 55Ω et $V_{dc,ref}$ est maintenue à 190 V .

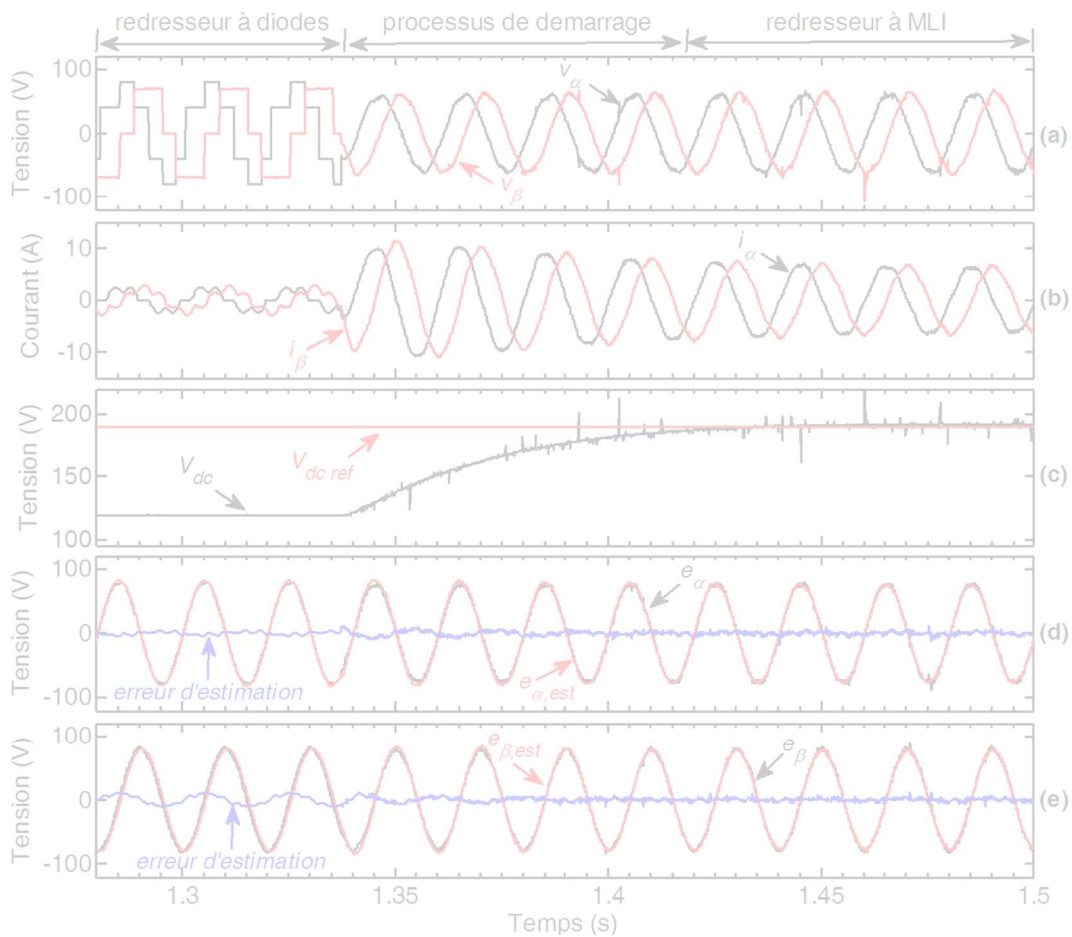


Figure 3.24 : Performances de l'estimateur neuronal durant la procédure de démarrage ; (a) tensions d'entrées calculées v_α et v_β , (b) courants du réseau i_α et i_β , (c) tension mesurée du bus continu V_{dc} et sa référence $V_{dc,ref}$, (d) tension réseau mesurée e_α , tension réseau estimée $e_{\alpha,est}$ et erreur d'estimation et (e) tension réseau mesurée e_β , tension réseau estimée $e_{\beta,est}$ et erreur d'estimation.

Les figures 3.24a et 3.24b présentent les tensions v_α et v_β utilisées dans le processus d'estimation. A l'instant $t = 1.34\text{s}$, la commande vectorielle est lancée. Simultanément, les tensions v_α et v_β calculées à partir de l'équation (3.36) sont commutées vers les tensions de références

données par les régulateurs de courant ($v_{\alpha ref}$ et $v_{\beta ref}$), tel que présenté par la figure 3.21. Comme illustré sur les figures 3.24b et 3.24c, le processus de démarrage proposé permet de limiter les pics de courant au démarrage. De plus, cette technique réduit les temps de mise en service du système commandé. Ainsi, V_{dc} suit rapidement sa référence qui passe de 117V à 190V au bout de 0.1s. Ce temps d'établissement est uniquement dû à la constante de temps de la boucle de commande externe. Les tensions réseau mesurées et estimées sont représentées sur les figures 3.24d et 3.24e. Il est clair que les tensions estimées sont proches des tensions mesurées, ce qui implique une très faible erreur d'estimation au démarrage.

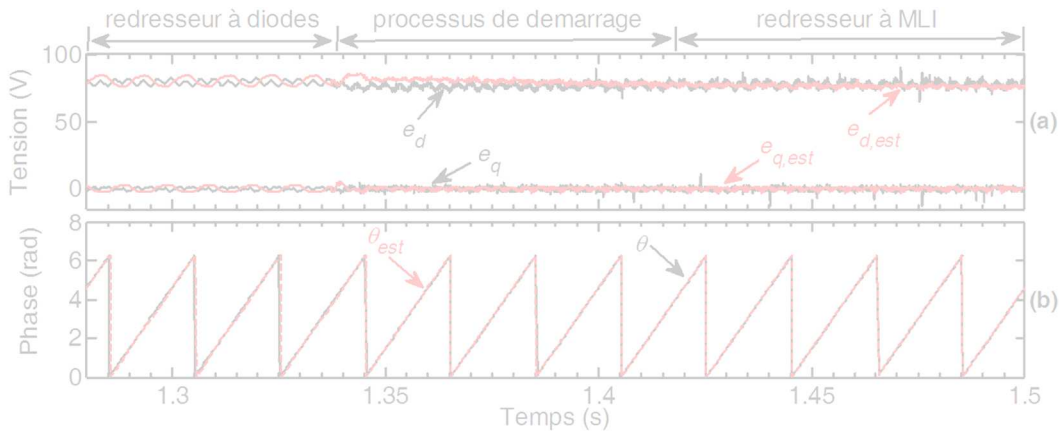


Figure 3.25 : Performances de la PLL durant la procédure de démarrage ; (a) composantes dq (e_d , e_q) calculées avec les tensions mesurées et composantes dq ($e_{d,est}$, $e_{q,est}$) calculées avec les tensions estimées et (b) angles instantanés θ et θ_{est} calculées avec les tensions mesurées et estimées respectivement.

Les performances des PLL, durant le processus de démarrage, avec les tensions mesurées et estimées sont montrées sur la figure 3.25. De ces résultats, on constate que la PLL utilisant les tensions estimées du réseau offre de meilleures performances. En effet, on peut observer une réduction des oscillations et des bruits pour la PLL calculée avec des tensions estimées. Les angles θ_{est} et θ sont superposés.

D'après les résultats obtenus, nous constatons que la deuxième structure de l'estimateur neuronal offre de meilleures performances en comparaison à la première structure. Ainsi, les pics de courants ont été réduits et le temps de réponse a été amélioré, grâce aux optimisations effectuées.

3.5.1.3 Commande sans capteurs de tensions et tests de robustesse

Afin de vérifier la robustesse de la stratégie de commande sans capteurs proposée, plusieurs essais ont été réalisés pour différentes conditions de fonctionnement. Les résultats obtenus sont présentés par les figures 3.26–3.35.

a) Variation de $V_{dc ref}$: Pour ce test R_{ch} est maintenu à 55Ω . A l'instant $t = 1.287s$, une variation 20V de la tension de référence du bus continu est appliquée, $V_{dc ref}$ passe de 190V à 220V. Les tensions mesurées (e_α , e_β) et les tensions estimées ($e_{\alpha,est}$, $e_{\beta,est}$) sont superposées et l'erreur reste très proche de zéro lors du transitoire (figures 3.26a et 3.26b). Durant l'application de l'échelon de $V_{dc ref}$, les courants augmentent de 6A à 8A, comme on peut le voir sur la figure

3.26c. Ce qui induit une augmentation de la puissance transmise du côté continu vers le côté alternatif. D'après la figure 3.26d, on peut voir que la tension V_{dc} suite bien sa référence avant et après la variation de $V_{dc\ ref}$.

D'après la figure 3.27, il est clair que la PLL exploitant les tensions estimées présente d'excellentes performances même durant l'application de l'échelon de tension $V_{dc\ ref}$, la bonne estimation de l'angle θ et aussi assurée durant cette période.

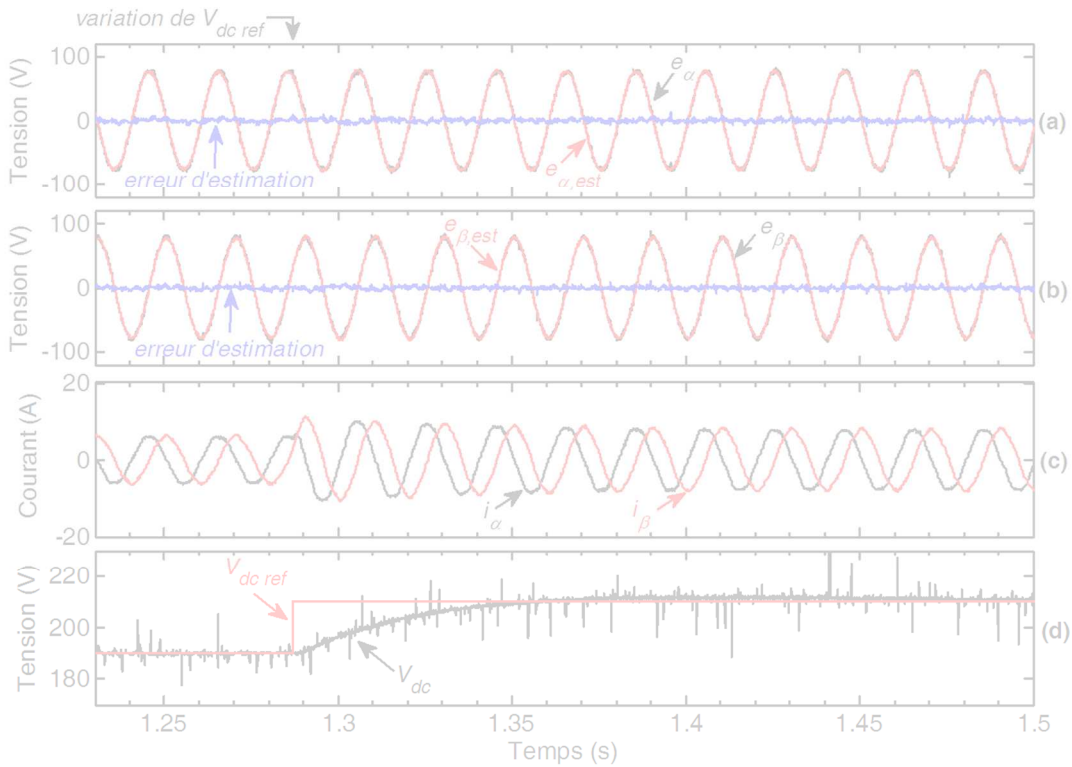


Figure 3.26 : Performances dynamiques de l'estimateur neuronal pour une variation de $V_{dc\ ref}$; (a) tension réseau mesurée e_α , tension réseau estimée $e_{\alpha,est}$ et erreur d'estimation, (b) tension réseau mesurée e_β , tension réseau estimée $e_{\beta,est}$ et erreur d'estimation, (c) courants du réseau i_α et i_β et (d) tension mesurée du bus continu V_{dc} et sa référence $V_{dc\ ref}$.

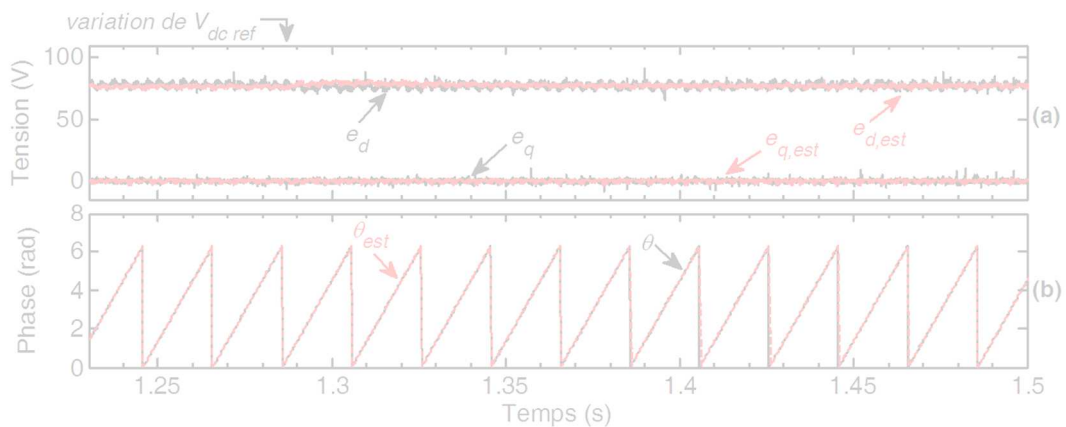


Figure 3.27 : Performances dynamiques de la PLL pour une variation de $V_{dc\ ref}$; (a) composantes dq (e_d , e_q) calculées avec les tensions mesurées et composantes dq ($e_{d,est}$, $e_{q,est}$) calculées avec les tensions estimées et (b) angles instantanés θ et θ_{est} calculés avec les tensions mesurées et estimées respectivement.

b) *Variation de la charge* : Dans cette expérience, une variation de 35% sur R_{ch} , est appliquée durant 0.23s. $V_{dc\ ref}$ est maintenue constante à 190V. Les figures 3.28a et 3.28b présentent les résultats d'estimation des tensions du réseau. Ces dernières sont bien estimées même durant la variation de la charge et l'on peut constater une très faible l'erreur d'estimation. Ainsi, la variation R_{ch} ne semble pas affecter l'estimateur. La figure 3.28c montre la variation des courants de 6A à 10A. Ils suivent ainsi la variation de la charge.

Les performances dynamiques des deux PLL sont illustrées par la figure 3.29. On peut constater que la PLL utilisant les tensions estimées offre d'excellentes performances. Aussi, l'angle instantané est bien estimé.

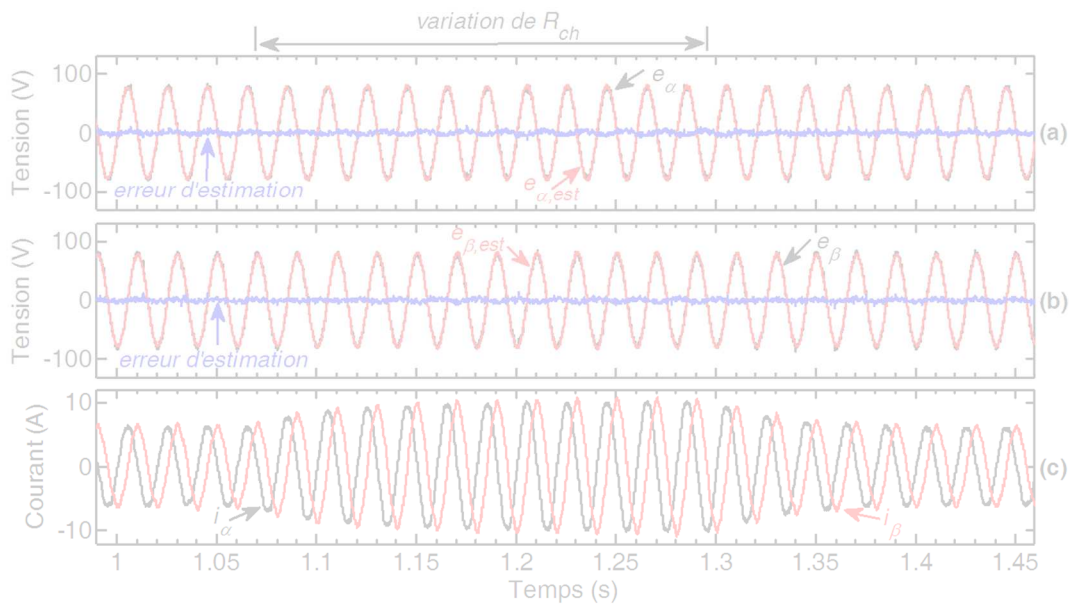


Figure 3.28 : Performances dynamiques de l'estimateur neuronal pour une variation de la charge ; (a) tension réseau mesurée e_α , tension réseau estimée $e_{\alpha,est}$ et erreur d'estimation, (b) tension réseau mesurée e_β , tension réseau estimée $e_{\beta,est}$ et erreur d'estimation et (c) courants du réseau i_α et i_β .

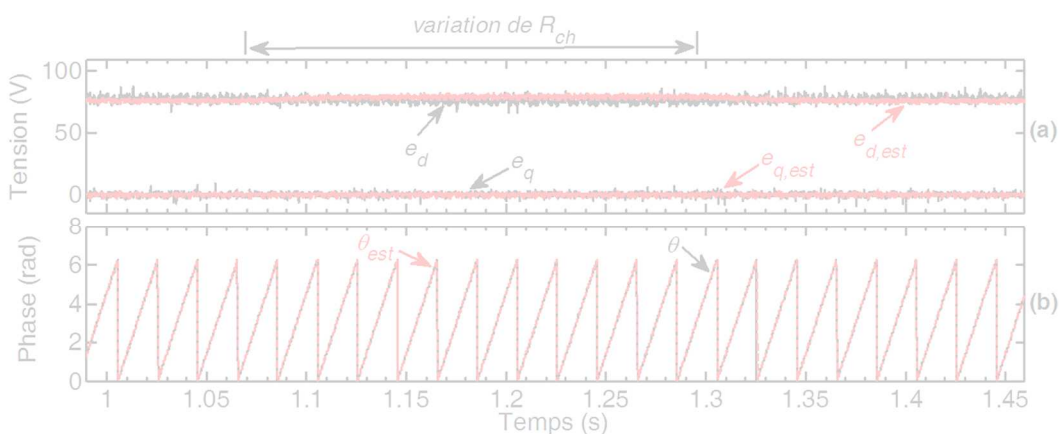


Figure 3.29 : Performances dynamiques de la PLL pour une variation de la charge ; (a) composantes dq (e_d , e_q) calculées avec les tensions mesurées et composantes dq ($e_{d,est}$, $e_{q,est}$) calculées avec les tensions estimées et (b) angles instantanés θ et θ_{est} calculées avec les tensions mesurées et estimées respectivement.

c) *Chute triphasée symétrique* : On procède ici à un test de robustesse pour une chute symétrique des tensions du réseau. Ce test est réalisé pour une charge $R_{ch} = 55\Omega$ et une tension V_{dc}

$v_{ref} = 190V$. Une chute de tension symétrique de 16% est appliquée pendant 0,25s en ajoutant une résistance triphasée de $1,5 \Omega$ du côté réseau (figure 3.8). La figure 3.30 montre que l'estimateur neuronal reste stable et que les tensions du réseau sont estimées très rapidement, après l'application du défaut. Une augmentation des courants du réseau apparaît durant la chute, en raison de la variation du flux de puissance. La figure 3.31 montre les performances de la PLL utilisant les tensions estimées et celle utilisant les tensions mesurées. On peut voir que les composantes d'axes dq des tensions du réseau et de l'angle instantané sont bien estimées.

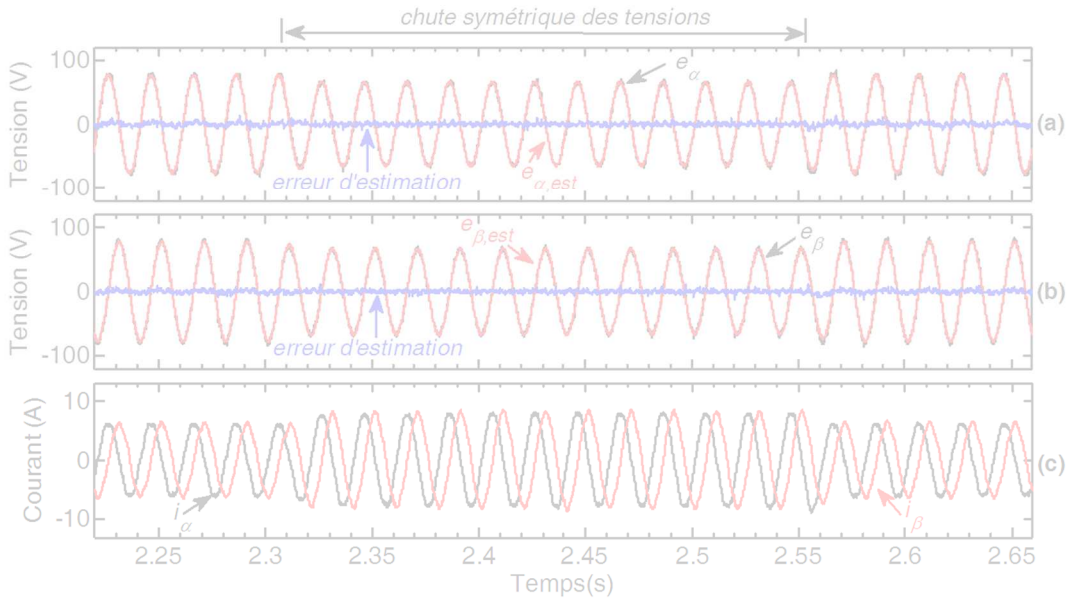


Figure 3.30 : Performances dynamiques de l'estimateur neuronal pour une chute symétrique des tensions réseau ; (a) tension réseau mesurée e_α , tension réseau estimée $e_{\alpha,est}$ et erreur d'estimation, (b) tension réseau mesurée e_β , tension réseau estimée $e_{\beta,est}$ et erreur d'estimation et (c) courants du réseau i_α et i_β .

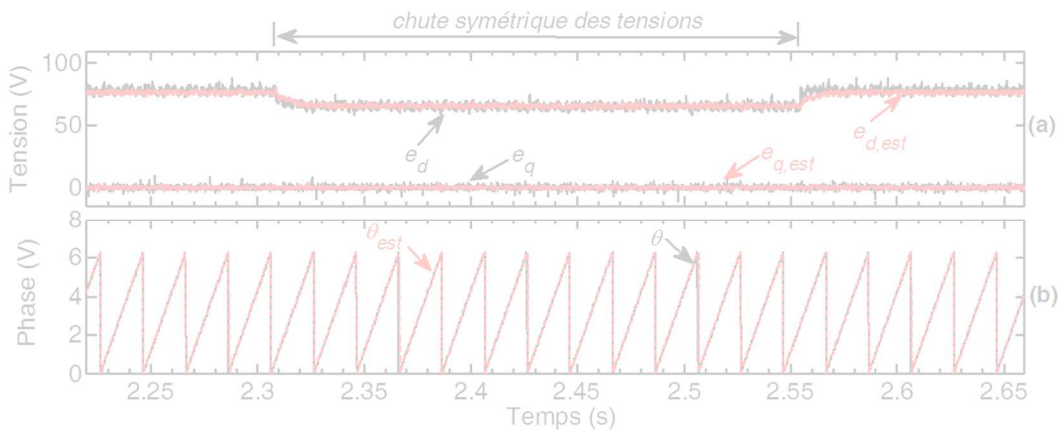


Figure 3.31 : Performances dynamiques de la PLL pour une chute symétrique des tensions réseau ; (a) composantes dq (e_d , e_q) calculées avec les tensions mesurées et composantes dq ($e_{d,est}$, $e_{q,est}$) calculées avec les tensions estimées et (b) angles instantanés θ et θ_{est} calculées avec les tensions mesurées et estimées respectivement.

d) Déséquilibre biphasé : Pendant ce test, $V_{dc,ref}$ est maintenue à 190V et R_{ch} est fixé à 55Ω . Un déséquilibre biphasé est appliqué durant 0.25s. Comme le montrent les figures 3.32a et 3.32b, l'estimateur neuronal n'est pas affecté par le déséquilibre des tensions de réseau. L'erreur d'estimation reste très proche de zéro. La figure 3.32c montre les courants i_α et i_β . Bien que

le déséquilibre des tensions du réseau provoque une distorsion des courants, un fonctionnement stable de la stratégie de commande est garanti. De toute évidence, les composantes calculées avec des tensions mesurées et estimées, représentées sur la figure 3.33 sont déformées. Ceci est uniquement dû à la limitation de la PLL utilisée, lié au fonctionnement en régime déséquilibré. Par conséquent, ce résultat ne peut pas être considéré comme une limitation de la stratégie d'estimation proposée.

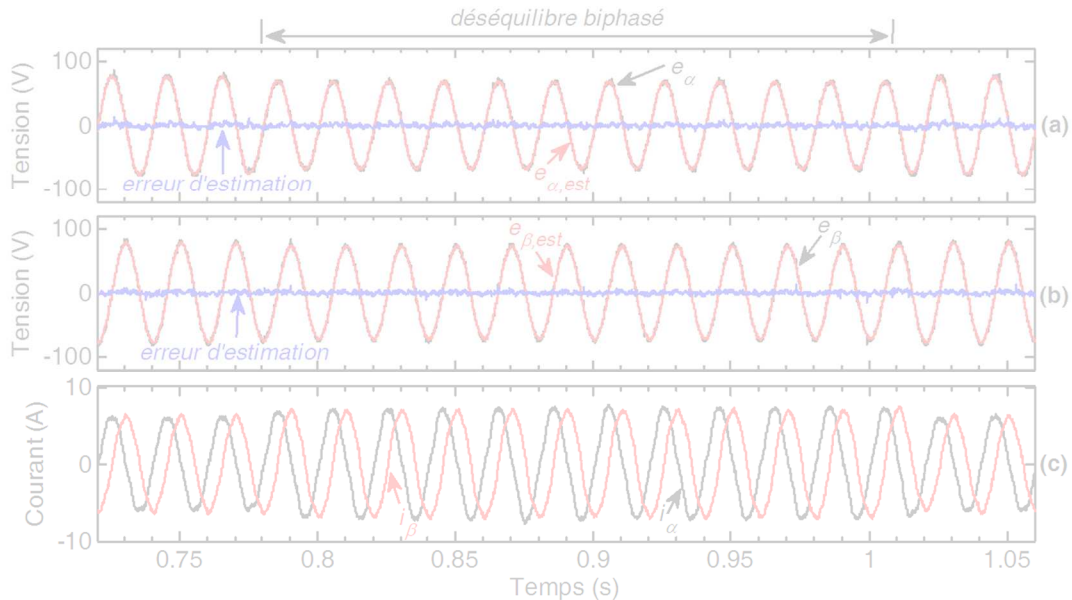


Figure 3.32 : Performances dynamiques de l'estimateur neuronal pour des tensions réseau déséquilibrées ; (a) tension réseau mesurée e_α , tension réseau estimée $e_{\alpha,est}$ et erreur d'estimation, (b) tension réseau mesurée e_β , tension réseau estimée $e_{\beta,est}$ et erreur d'estimation et (c) courants du réseau i_α et i_β .

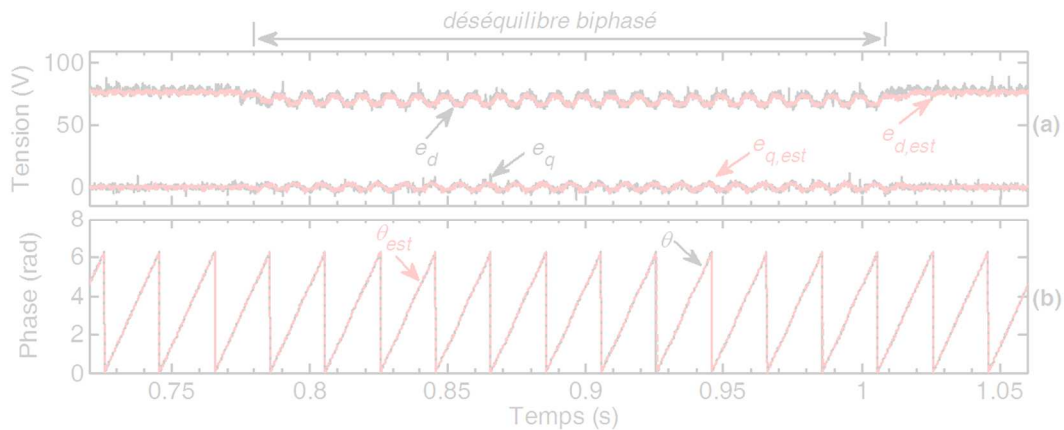


Figure 3.33 : Performances dynamiques de la PLL pour des tensions réseau déséquilibrées ; (a) composantes dq (e_d , e_q) calculées avec les tensions mesurées et composantes dq ($e_{d,est}$, $e_{q,est}$) calculées avec les tensions estimées et (b) angles instantanés θ et θ_{est} calculés avec les tensions mesurées et estimées respectivement.

e) Pollution harmonique : Dans cette simulation, R_{ch} est fixé à 55Ω , $V_{dc,ref}$ est fixé à 190V et les tensions du réseau contiennent les composantes harmoniques d'ordre 5 et 7 (5% du 5^{ème} harmonique et 5% du 7^{ème} harmonique).

Comme on peut le voir sur les figures 3.34a et 3.34b, les tensions estimées sont bien filtrées

et la distorsion des tensions mesurées n'a aucune influence sur le processus d'estimation. Ceci est dû à l'ANF utilisé pour le filtrage des tensions. Ce dernier est réglé de façon à extraire uniquement la composante fondamentale des tensions. Ceci conduit à une estimation du fondamental des tensions du réseau même dans le cas où elles sont polluées par des harmoniques. Il convient de mentionner que les distorsions observées dans les courants i_α et i_β , illustrés par la figure 3.34c, sont causées par les régulateurs de courant utilisés (de simples régulateurs PI) et ne sont pas liées à l'utilisation de l'estimateur neuronal.

La figure 3.35 montre les performances de la PLL. Les grandeurs calculées (e_d , e_q et θ) en utilisant les tensions mesurées présentent des ondulations importantes. Elles sont dues aux performances limitées de la PLL en cas de distorsions harmoniques. Comme les distorsions n'apparaissent pas sur les tensions réseau estimées, les quantités ($e_{d,est}$, $e_{q,est}$ et θ_{est}) ne présentent pas d'oscillations significatives.

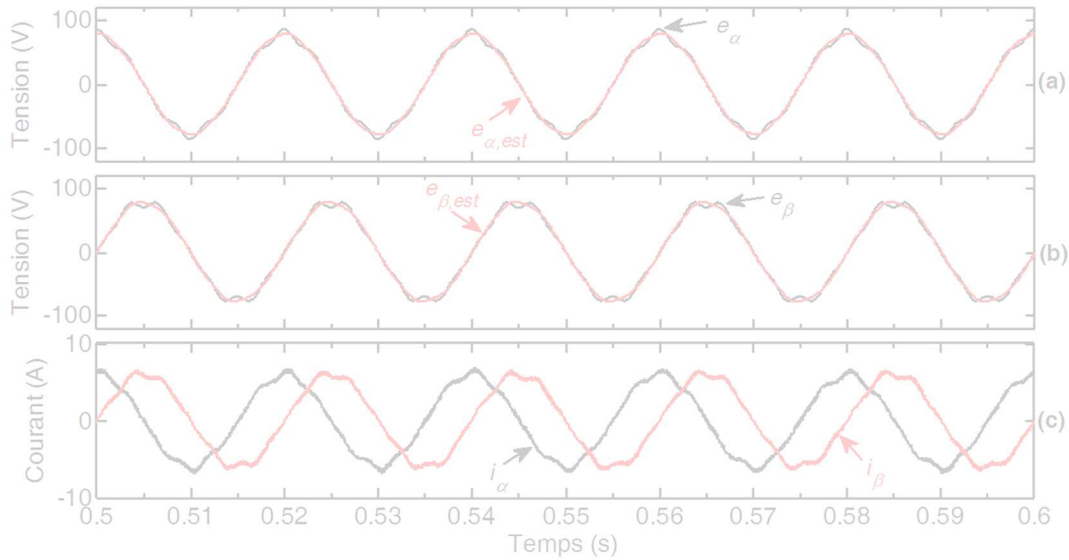


Figure 3.34 : Performances dynamiques de l'estimateur neuronal pour des tensions réseau distordues ; (a) tension réseau mesurée e_α , tension réseau estimée $e_{\alpha,est}$ et erreur d'estimation, (b) tension réseau mesurée e_β , tension réseau estimée $e_{\beta,est}$ et erreur d'estimation et (c) courants du réseau i_α et i_β .

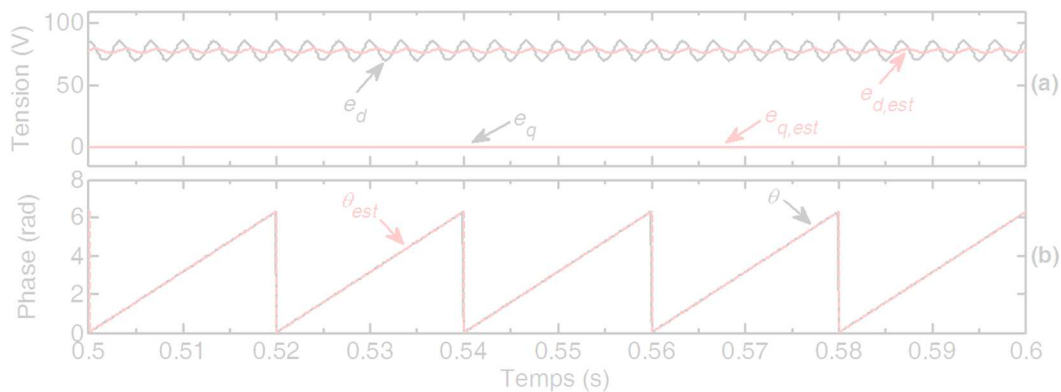


Figure 3.35 : Performances dynamiques de la PLL pour des tensions réseau distordues ; (a) composantes dq (e_d , e_q) calculées avec les tensions mesurées et composantes dq ($e_{d,est}$, $e_{q,est}$) calculées avec les tensions estimées et (b) angles instantanés θ et θ_{est} calculés avec les tensions mesurées et estimées respectivement.

Afin de réaliser l'étude comparative, nous avons choisi une valeur optimale du gain k_e selon la méthode proposée dans [45]. En outre, les coefficients d'apprentissage μ et η sont pris selon les critères établis dans la section 3.2.3 (équations 3.23 et 3.29). De ce fait, l'estimateur neuronal et l'estimateur SOGI sont tous deux réglés de façon optimale. De plus, les deux estimateurs sont simulés sous les mêmes conditions. Deux tests sont alors effectués. Les critères pris en compte dans l'évaluation de ces deux techniques sont la vitesse de convergence et la stabilité.

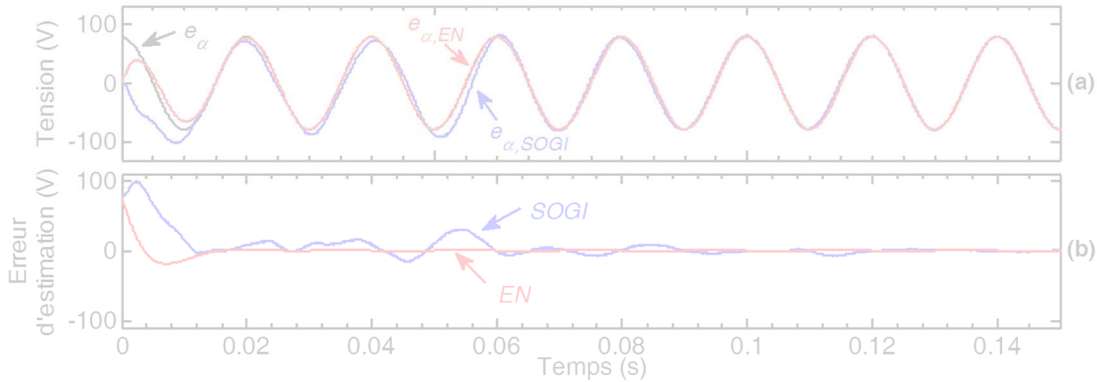


Figure 3.36 : Comparaison entre l'estimateur neuronal et l'estimateur SOGI au démarrage ; (a) tension mesurée e_α et tensions estimées ($e_{\alpha,ANE}$, $e_{\alpha,SOGI}$) et (b) erreur d'estimation.

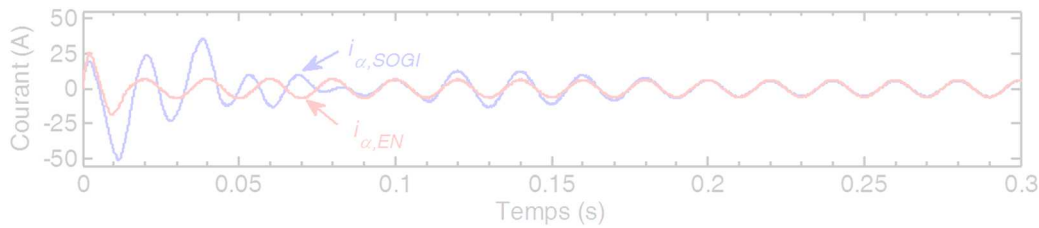


Figure 3.37 : Courants alternatifs $i_{\alpha,ANE}$ et $i_{\alpha,SOGI}$ obtenus en combinant la commande vectorielle avec chacune des deux techniques d'estimation.

Un premier test de comparaison entre l'estimateur neuronal et l'estimateur SOGI en termes de vitesse de convergence est réalisé. Les résultats obtenus sont illustrés par les figures 3.36 et 3.37. Durant ce test, la référence de la tension du bus continu est maintenue constante ($V_{dc\ ref} = 190\text{ V}$) et R_{ch} est fixé à $55\ \Omega$. Les deux estimateurs sont démarrés sans initialisation.

La figure 3.36a présente la tension réelle du réseau e_α et les tensions estimées $e_{\alpha,EN}$ et $e_{\alpha,SOGI}$ fournies respectivement par l'estimateur neuronal et l'estimateur SOGI. Les erreurs d'estimation correspondantes sont représentées sur la figure 3.36b. Nous constatons d'après ces résultats que l'estimateur neuronal converge plus rapidement que l'estimateur SOGI. La figure 3.37 représente les courants du réseau $i_{\alpha,EN}$ et $i_{\alpha,SOGI}$ correspondants respectivement à l'utilisation de l'estimateur neuronal et de l'estimateur SOGI dans la commande du redresseur. De ce résultat, il est clair que l'estimateur SOGI provoque une instabilité plus importante de la commande qui se traduit par d'importants pics de courant et un temps d'établissement beaucoup plus lent. De plus, ce test permet de démontrer la nécessité d'utiliser les valeurs initiales des tensions du réseau au démarrage.

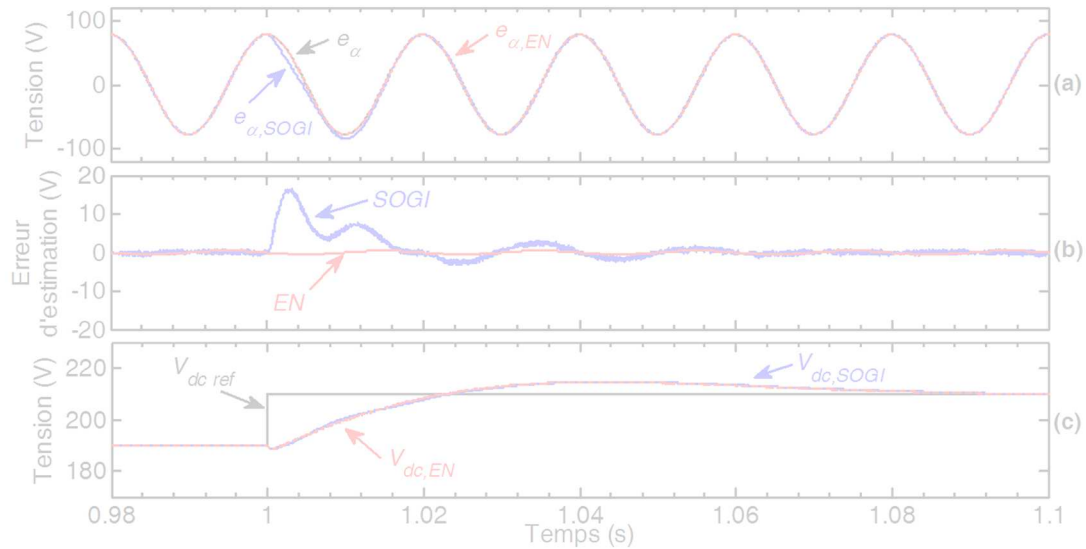


Figure 3.38 : Comparaison des performances pour une variation de $V_{dc,ref}$; (a) tension mesurée e_α et tensions estimées ($e_{\alpha,EN}$, $e_{\alpha,SOGI}$), (b) erreur d'estimation et (c) tension de référence du bus continu $V_{dc,ref}$ et tensions mesurées du bus continu ($V_{dc,EN}$, $V_{dc,SOGI}$).

Un deuxième test de comparaison entre les deux méthodes d'estimation est réalisé pour une variation de la tension $V_{dc,ref}$. Les résultats obtenus sont représentés par la figure 3.38. Pour ce test R_{ch} est maintenue à 55Ω . A l'instant $t = 1$ s, une variation de 20 V est appliquée à la tension de référence du bus continu ($V_{dc,ref}$ passe de 190V à 210V). La tension mesurée e_α et les tensions estimées $e_{\alpha,EN}$ et $e_{\alpha,SOGI}$ sont illustrées par la figure 3.38a. Les erreurs d'estimation correspondantes sont représentées par la figure 3.38b. A partir de ces figures, il est clair que l'estimateur neuronal n'est pas affecté par la variation de $V_{dc,ref}$ à la différence de l'estimateur SOGI où une erreur d'estimation s'est produite. Ceci est principalement dû au filtre SOGI qui n'est pas appliqué à l'ensemble du flux estimé. Comme le montrent les équations (3.37) et (3.38), le courant traversant l'inductance L n'est pas filtré. En effet, durant le transitoire, l'estimateur SOGI peut perdre l'information sur le terme $Li_{\alpha\beta}$ qui n'est pas sinusoïdal ou qui a une fréquence différente de ω . Par contre, dans le cas de la méthode d'estimation proposée, toutes les grandeurs utilisées dans le processus d'estimation sont traitées par l'estimateur neuronal. Ceci a permis une estimation robuste lors du transitoire causé par la variation de $V_{dc,ref}$. Les tensions du bus continu correspondantes à chaque stratégie d'estimation sont présentées par la figure 3.38c. On peut observer que ces tensions suivent correctement la référence.

A partir de ces deux tests, on peut conclure que l'estimateur neuronal proposé présente une plus grande vitesse de convergence et une meilleure robustesse, comparé à l'estimateur SOGI.

3.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposé un nouvel estimateur neuronal pour éliminer les capteurs de tension du réseau qui sont généralement utilisés dans la commande vectorielle du redresseur à MLI.

L'estimateur développé combine la capacité d'estimation de l'ANN et la propriété de filtrage de l'ANF. Ainsi, deux topologies ont été proposées. Dans la première structure, deux ANF sont

utilisés pour extraire les composantes fondamentales des grandeurs d'entrée de l'ANN. Puis ce dernier réalise l'estimation des tensions du réseau. Dans la seconde topologie, afin de réduire la charge de calcul et améliorer les performances dynamiques, nous avons utilisé un seul ANF pour filtrer les tensions estimées en sortie de l'ANN. L'analyse de stabilité basée sur la théorie de Lyapunov a été exploitée pour un choix optimal des coefficients d'apprentissage de l'estimateur neuronal. On obtient ainsi une estimation simple, précise et rapide des tensions du réseau. Afin de réduire les transitoires de courant et le temps d'établissement au démarrage, une nouvelle procédure de démarrage a été proposée pour initialiser la commande. L'efficacité de la procédure de démarrage proposée a été démontrée expérimentalement. Des tests de robustesse ont été réalisés sous diverses contraintes. Nous avons considéré dans les tests que nous avons menés la variation de la tension de référence du bus continu, la variation de la charge et la perturbation des tensions du réseau (chute symétrique, déséquilibre, distorsion). Les résultats obtenus ont démontré les bonnes performances des deux topologies de l'estimateur neuronal proposé.

Enfin, une comparaison entre l'estimateur neuronal proposé (seconde topologie) et un estimateur basé sur un filtre SOGI a été réalisée. Cette comparaison a clairement indiqué une convergence plus rapide et une meilleure précision de l'estimateur proposé.

Chapitre 4

Commande directe de puissance prédictive avec estimateur neuronal du flux virtuel

Résumé : Ce chapitre présente deux nouvelles stratégies de commande directe de puissance (*direct power control*) (DPC) du redresseur à MLI. Ces stratégies sont basées sur la commande prédictive et l'estimation du flux virtuel (*virtual flux*) (VF). En premier lieu, nous développons un nouvel estimateur du flux virtuel basé sur un ANF (*adaptive neural filter*), afin de réaliser une commande sans capteurs de tensions du réseau. Ainsi, nous utilisons l'ANF pour extraire les composantes fondamentales du flux virtuel calculé à partir d'un intégrateur pur. Une étude comparative est réalisée et les résultats obtenus illustrent les bonnes performances de la technique d'estimation proposée. En second lieu, nous présentons deux approches permettant de combiner la commande directe de puissance prédictive avec l'estimateur neuronal du flux virtuel. La première approche, basée sur la commande prédictive à modèle de référence (*model predictive control*) (MPC), est désignée par VF-MPDPC. Elle consiste à trouver le vecteur de commande optimal à appliquer durant chaque période de commutation en évaluant une fonction de coût prédéfinie. La deuxième approche, dite VF-PDPC, est élaborée au sens de la technique *Deadbeat* ou réponse pile. Elle est basée sur l'application d'un vecteur de commande moyen durant chaque période d'échantillonnage, à l'aide de la modulation vectorielle. Ce chapitre est clôturé par une étude comparative entre les commandes prédictives développées, la MPDPC conventionnelle et la DPC avec table de commutation prédéfinie.

Sommaire

4.1	Introduction	107
4.2	Estimation du flux virtuel	108
4.2.1	Estimation du flux virtuel par un intégrateur pur.....	109
4.2.2	Implémentation pratique de l'estimateur du flux virtuel	110
4.2.4	VF-DPC	116
4.2.5	Résultats de simulation	117
4.3	Commande directe de puissance prédictive.....	123
4.3.1	Principe de la commande prédictive	125
4.3.2	MPDPC conventionnelle	127
4.3.3	MPDPC simplifiée	132
4.3.4	Résultats de comparaison entre MPDPC conventionnelle et MPDPC simplifiée	133
4.3.5	Techniques de commande prédictive avec estimation du flux virtuel	135
4.3.6	Etude comparative	137
4.4	Conclusion	140

4.1 Introduction

La commande vectorielle (*voltage oriented control*) (VOC) est restée pendant longtemps la stratégie la plus utilisée dans l'industrie, pour le contrôle du redresseur à MLI de tension [31]. La commande directe de puissance (*direct power control*) (DPC) [26], qui est apparue durant ces deux dernières décennies, est une autre alternative plus prometteuse. En effet, dans le cas de la VOC, les puissances instantanées sont contrôlées indirectement par une boucle de régulation des courants, qui requiert un découplage entre les composantes des courants d'axes dq . De plus, une boucle à verrouillage de phase est souvent nécessaire pour la synchronisation au réseau. La DPC, en revanche, utilise directement les puissances active et réactive comme grandeurs à contrôler. Ce qui lui procure certains avantages tels qu'une structure très simple à mettre en œuvre, une excellente réponse dynamique et une certaine robustesse par rapport aux variations paramétriques [143]. Néanmoins, la DPC classique avec table de commutation prédéfinie, proposée par [26], présente un inconvénient majeur. En effet, la périodicité des signaux de commande des interrupteurs n'est pas maîtrisable [144]. Ceci implique une fréquence de commutation variable, qui génère un spectre harmonique dispersé rendant difficile la conception de filtres d'entrée adéquats [125]. De plus, cette technique présente une faible capacité à commander simultanément les puissances active et réactive. Enfin, elle nécessite une fréquence d'échantillonnage élevée pour obtenir un contrôle acceptable [31], [125], [144].

Pour remédier aux inconvénients de la DPC avec table de commutation prédéfinie classique, plusieurs stratégies ont été proposées. Certains auteurs ont mis au point des tables de commutation optimisées [123], [145], qui permettent de réduire les ondulations des puissances. Dans [146], [147], une DPC basée sur la logique floue a été présentée pour éliminer la table de commutation prédéfinie. Pour maintenir une fréquence de commutation constante, une DPC avec modulation vectorielle a été proposée dans [28]. Récemment, des stratégies de commande directe de puissance prédictives ont été développées [40], [70], [121], [125], [143], [148], [149]. Ces derniers peuvent être classés en deux catégories principales : La commande directe de puissance prédictive à modèle de référence (*model predictive direct power control*) MPDPC [40], [70], [143], et la commande directe de puissance prédictive à réponse pile ou Deadbeat (*predictive direct power control*) (PDPC) [121], [125], [148], [149].

D'autre part, afin d'améliorer les performances de la DPC, des auteurs se sont focalisés sur des approches basées sur la notion de flux virtuel (*Virtual Flux*) (VF). En effet, les capteurs de tension du réseau sont remplacés par un estimateur du flux virtuel, qui permet de réduire l'effet de la distorsion des tensions du réseau sur la commande. Dans cette stratégie, le flux virtuel est obtenu en intégrant les tensions du réseau. Cette intégration est généralement mise en œuvre via un filtre passe-bas (FPB) du 1^{er} ordre, qui permet d'éviter les problèmes de saturation et de décalage (*offset*), liés à l'utilisation d'un intégrateur pur [122], [150]. Cependant, le FPB du 1^{er} ordre a deux défauts importants, liés au déphasage et à l'atténuation d'amplitude. Bien que ces défauts puissent être minimisés en réduisant la fréquence de coupure du filtre, cette réduction conduit à une dégradation des performances dynamiques de l'estimateur. D'autres stratégies plus performantes ont été proposées par la suite, on peut citer le FPB du 1^{er} ordre adaptatif [33], [34], [123], [125], le FPB du 2^{ème} ordre [16], [122], les intégrateurs généralisés de second ordre adaptatifs (*adaptiv second-order generalized integrator*) (SOGI) [116], [150], [151], le filtre

passe-bande (*band-pass filter*) [152], ou encore une VF avec compensation des biais initiaux (*initial bias compensation VF*) [124].

Ce chapitre est consacré à la commande directe de puissance prédictive du redresseur à MLI triphasé avec estimation du flux virtuel. Dans la première partie, nous développons un nouvel estimateur du flux virtuel, basé sur un réseau de neurones ADALINE. Des tests de comparaison sont réalisés pour évaluer les performances de l'estimateur proposé par rapport à d'autres stratégies d'estimation du flux virtuel. Dans la deuxième partie, nous proposons deux stratégies de commande directe de puissance prédictives, qui exploitent le nouvel estimateur du flux virtuel développé dans la première partie. Nous avons procédé comme suit : tout d'abord, une MPDPC simplifiée est développée en analysant le fonctionnement de la MPDPC conventionnelle. Ensuite, en se basant sur la MPDPC simplifiée, deux stratégies de commande sans capteurs sont proposées. La première, désignée par VF-MPDPC, est à fréquence de commutation variable. Elle est basée sur l'évaluation d'une fonction de coût, pour identifier le vecteur de commande optimal à appliquer durant chaque période de commutation. La deuxième, désignée par VF-PDPC, est basée sur le concept de commande prédictive à réponse pile. Dans ce cas, le vecteur de commande moyen à appliquer durant chaque période d'échantillonnage est imposé en utilisant un bloc de modulation. Ce qui permet d'avoir une fréquence de commutation fixe. Les deux stratégies développées sont comparées à la MPDPC conventionnelle et à la DPC avec tables de commutation classique. Les résultats obtenus sont discutés à la fin de ce chapitre.

4.2 Estimation du flux virtuel

Le point de départ du concept de flux virtuel (*Virtual Flux*) (VF) est la définition du flux ψ , correspondant à l'intégration de la tension e , donnée par la formule suivante :

$$\psi = \psi_0 + \int e \quad (4.1)$$

Initialement, cette définition du flux a été employée pour améliorer la commande des systèmes d'entraînement électrique avec boucles imbriquées [27]. Elle a aussi été utilisée pour la commande des convertisseurs connectés au réseau, par analogie au flux des machines à courant alternatif, où le calcul du flux était basé sur la mesure des tensions [153]. Plus tard, vu l'intérêt croissant qu'a connu la commande sans capteurs de tensions du redresseur à MLI connectée au réseau, l'approche basée sur le flux virtuel a connu une large utilisation, grâce à sa simplicité d'interprétation. Ainsi, dans [28], [154] cette technique a été utilisée pour calculer les puissances instantanées sans avoir recours aux capteurs de tensions.

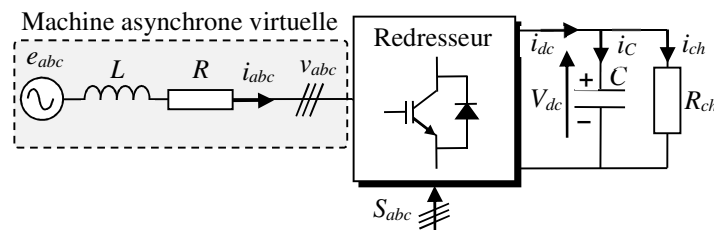


Figure 4.1 : Redresseur à MLI triphasée connecté au réseau.

Dans son principe de base, la technique d'estimation du flux virtuel consiste à calculer les tensions du réseau à partir de l'intégration des tensions v_{abc} et de la chute de tension dans le filtre d'entrée (figure 4.1), d'une manière analogue à l'estimation du flux dans les systèmes d'entraînement électrique.

Afin d'éviter une mesure directe nécessitant l'utilisation de capteurs supplémentaires, les tensions v_{abc} à intégrer sont habituellement reconstituées à partir de la tension du bus continu et des états de commutation des interrupteurs. Pour les systèmes à fréquence de commutation variable, la commande doit être à une fréquence d'échantillonnage beaucoup plus élevée que la fréquence moyenne de commutation du redresseur afin d'assurer une bonne estimation [31], [152]. Par contre, dans le cas d'un redresseur fonctionnant à fréquence de commutation fixe, les tensions d'entrée (v_{abc}) peuvent être facilement reconstituées à partir des tensions de référence calculées par les régulateurs. De cette façon, une bonne estimation du flux virtuel pourra être obtenue à une fréquence d'échantillonnage égale, voire deux fois la fréquence de commutation dans le cas d'une MLI à échantillonnage asymétrique [31], [151], [152].

Il est à noter que pour un fonctionnement sans capteurs de tensions, l'estimation du flux virtuel doit être adaptée au point de raccordement souhaité vers le réseau.

4.2.1 Estimation du flux virtuel par un intégrateur pur

Dans la configuration représentée par la figure 4.1 d'un redresseur deux niveaux connecté au réseau, la technique d'estimation du flux virtuel est utilisée pour éliminer la mesure des tensions du réseau.

Afin d'identifier le flux virtuel, les tensions du réseau et le filtre d'entrée sont considérées comme les grandeurs d'une machine asynchrone virtuelle comme montre la Figure 4.1. Ainsi, L et R représentent l'inductance et la résistance du stator de la machine virtuelle et donc les tensions e_α et e_β seront induites par un flux virtuel.

$$\begin{cases} e_\alpha = Ri_\alpha + L \frac{di_\alpha}{dt} + v_\alpha \\ e_\beta = Ri_\beta + L \frac{di_\beta}{dt} + v_\beta \end{cases} \quad (4.2)$$

L'intégration de ces tensions crée un vecteur de flux virtuel dans les coordonnées $\alpha\beta$ [154], donné par :

$$\begin{cases} \psi_\alpha = Li_\alpha + \int (v_\alpha + Ri_\alpha) \\ \psi_\beta = Li_\beta + \int (v_\beta + Ri_\beta) \end{cases} \quad (4.3)$$

où $\psi_{\alpha\beta}$ est le flux virtuel, $e_{\alpha\beta}$ est la tension du réseau et $v_{\alpha\beta}$ est la tension d'entrée du redresseur. La chute de tension dans la résistance R est souvent assez faible et peut être négligée. Dans la suite de ce chapitre, pour maintenir la validité générale de la méthode estimation, cette résistance sera prise en compte. La tension d'entrée du redresseur en coordonnées $\alpha-\beta$, en fonction de la tension du bus continu V_{dc} et des signaux de commande S_a , S_b et S_c , peut être obtenu par l'expression suivante :

$$\begin{cases} v_\alpha = \frac{2}{3} V_{dc} \left(S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right) \\ v_\beta = \frac{2}{3} V_{dc} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} S_b - \frac{\sqrt{3}}{2} S_c \right) \end{cases} \quad (4.4)$$

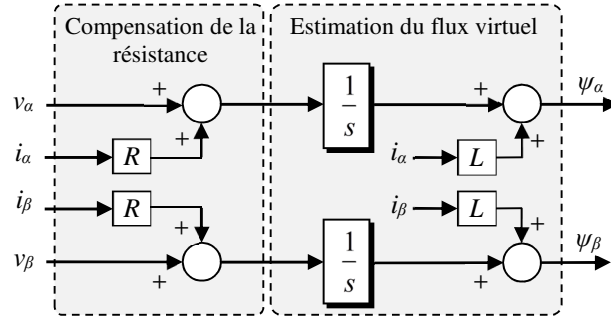


Figure 4.2 : Concept de base de l'estimation du flux virtuel.

Etant donné que le flux virtuel correspond à l'intégrale de la tension, son angle instantané θ_ψ a un retard de 90° par rapport à l'angle instantané des tensions du réseau θ . Ainsi, l'angle instantané des tensions du réseau du système triphasé peut être obtenu par l'expression (4.5). Cependant, il peut également être estimé par une PLL [43].

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{\psi_\beta}{\psi_\alpha} \right) + 90^\circ \quad (4.5)$$

L'estimation du flux virtuel permet d'obtenir de bonnes valeurs de l'angle instantané même quand les tensions du réseau sont relativement perturbées. Néanmoins, cette technique, lorsqu'elle est utilisée dans un schéma de commande sans capteurs de tensions, requiert la connaissance de la valeur initiale du flux. Il est alors nécessaire de prévoir une procédure de démarrage adéquate.

4.2.2 Implémentation pratique de l'estimateur du flux virtuel

L'intégrateur pur utilisé dans l'équation (4.3) pour estimer le flux virtuel ne peut pas être appliqué en pratique. Car il a deux inconvénients majeurs [151], [155] :

- Les signaux mesurés comportent toujours une composante continue (*offset*) due aux capteurs, au bruit de mesure ou à la faible résolution des processeurs de signal numérique. Cette composante aussi petite soit-elle, induit une dérive du flux, ce qui conduit à la saturation de l'intégrateur. Autrement dit, à l'instabilité.
- Durant le processus d'intégration, la condition initiale est supposée nulle, ce qui est rarement le cas en pratique. Ceci conduit à l'apparition d'un offset dans la sortie de l'intégrateur. Pour un signal d'entrée sinusoïdal par exemple, la condition initiale sera nulle seulement si l'intégration débute lorsque le signal est à son amplitude maximale.

Les effets d'un intégrateur pur sur le flux virtuel estimé sont représentés par la figure 4.3. La figure 4.3a illustre le résultat obtenu lorsqu'un offset de 2% est introduit dans la tension d'entrée. Pour réaliser ce test, le flux a été initialisé afin d'être centré autour de l'axe des abscisses. La figure 4.3b présente quant à elle le flux estimé lorsque l'intégrateur n'est pas initialisé. Il est clair, dans les deux cas de figure, que le flux estimé dérive, ceci cause une erreur d'estimation.

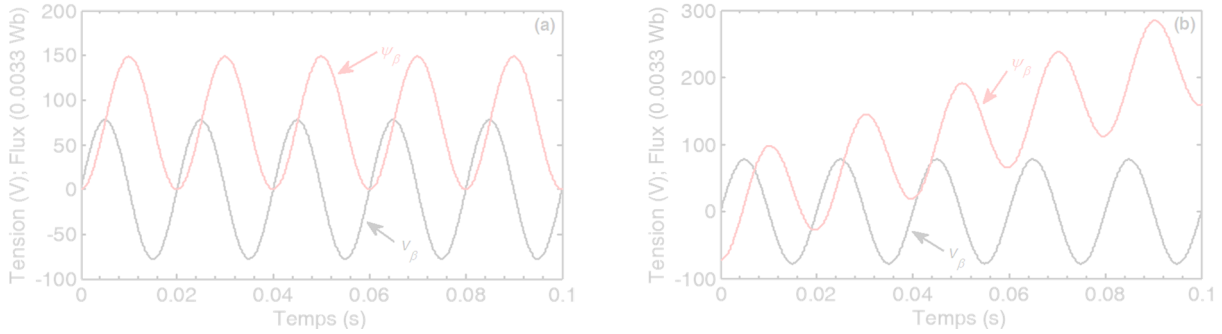


Figure 4.3 : Estimation du flux par un intégrateur pur ; (a) démarrage avec une condition initiale inexacte et (b) présence d'un offset de 2% dans le signal d'entrée.

Différentes méthodes ont été proposées pour la mise en œuvre pratique de l'estimation du flux virtuel, dans le but d'éviter la dérive et la saturation des signaux estimés. Les méthodes les plus simples pour l'estimation de flux virtuel utilisent des filtres analogiques ou numériques avec des caractéristiques leurs permettant d'émuler un intégrateur pur [28], [31], [70], [154]. Des méthodes d'intégration plus avancées et adaptatives ont aussi été proposées [33], [34], [151], [152], [155], [156]. Dans la suite de cette section, nous allons présenter les principales méthodes utilisées.

4.2.2.1 Estimateur du flux virtuel basé sur le filtrage

La solution la plus simple pour remplacer l'intégrateur pur dans l'estimation du flux virtuel consiste à utiliser un filtre passe-bas du 1^{er} ordre. Cette approche est couramment utilisée dans la commande sans capteurs basée sur l'estimation du flux virtuel. La fréquence de coupure utilisée dans le filtre est beaucoup plus faible que la fréquence du réseau. Généralement, 10% de la fréquence nominale du réseau est utilisée [28], [152], [154]. Dans cette plage de fréquence, le retard de phase est proche de 90°, donnant un résultat similaire à un intégrateur pur. Le modèle de l'estimateur du flux virtuel basé sur un FPB de 1^{er} ordre est représenté par la figure 4.4. La fonction de transfert du filtre est donnée par l'équation suivante :

$$\psi_{\alpha\beta} = \frac{\omega_{FPB}}{s + \omega_{FPB}} v_{\alpha\beta} \quad (4.6)$$

avec $\omega_{FPB} = \omega/10$. Où ω_{FPB} représente la fréquence de coupure du filtre et ω la pulsation du réseau.

Un gain k est généralement utilisé pour améliorer la vitesse de convergence de l'estimateur. Même si cette solution permet d'éliminer l'offset et la saturation causées par un intégrateur pur, elle induit une atténuation de l'amplitude et un retard non négligeables dans le signal de sortie. Ce qui peut réduire de façon significative les performances du système.

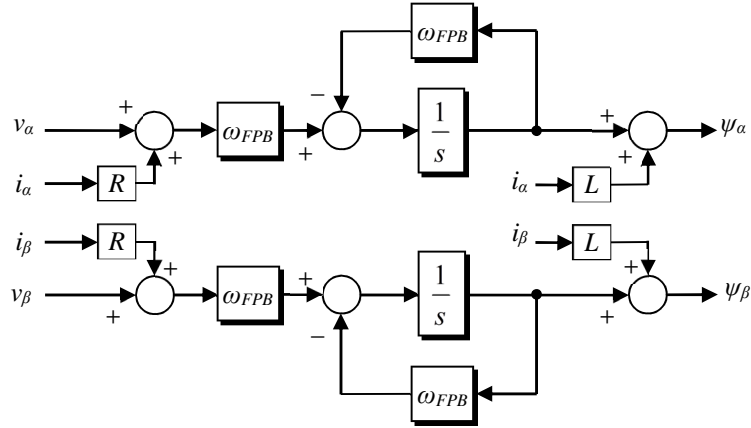


Figure 4.4 : Schéma bloc d'un estimateur du flux virtuel basée sur un FPB du 1^{er} ordre.

Vu que le FPB du 1^{er} ordre présent des limitations, différentes variantes du filtre passe-bande ont été utilisées pour éliminer l'offset dans le flux virtuel estimé [152], [153], [157]. Cette approche donne plus de liberté pour le choix de la fréquence de coupure du filtre, mais il existe toujours un léger retard dans le flux virtuel estimé et une atténuation significative de son amplitude. Deux structures similaires de filtres passe-bande ont été décrites dans [153], [157], leur fonction de transfert est donnée par l'équation suivante :

$$\Psi_{\alpha\beta} = \frac{\frac{1}{\omega_a} s}{\left(1 + \frac{1}{\omega_b} s\right) \left(1 + \frac{1}{\omega_c} s\right)} v_{\alpha\beta} \quad (4.7)$$

avec $\omega_a = \omega/10000$, $\omega_b = \omega/1000$ et $\omega_c = \omega/100$. Même si la structure présentée par l'équation (4.7) permet d'émuler correctement un intégrateur pur. Il y aura toujours une atténuation significative de l'amplitude du flux virtuel estimé, d'une manière similaire au FPB du 1^{er} ordre présenté précédemment, dans la plage de fréquence correspondant à l'émulation de l'intégrateur [151].

Une autre méthode simple pour l'estimation du flux virtuel, basée sur le FPB du 2^{ème} ordre, a été proposée dans [16], [122]. Sa fonction de transfert est décrite par l'équation (4.8). Cette méthode est basée sur deux filtres passe-bas du 1^{er} ordre en cascade avec une pulsation de coupure ω_{FPB2} égale à la pulsation nominale du réseau. Cette méthode a l'avantage d'avoir un temps de réponse relativement faible. Cependant, l'offset présent dans le signal d'entrée est multiplié par un facteur de deux [16], [151].

$$\Psi_{\alpha\beta} = \frac{2\omega_{FPB2}^2}{(s + \omega_{FPB2})^2} v_{\alpha\beta} \quad (4.8)$$

Les méthodes de filtrage présentées dans cette section ainsi que leurs variantes peuvent être utilisées pour l'estimation du flux virtuel avec de bons résultats dans le cas d'un réseau idéal. Toutefois, dans le cas d'un réseau pollué ou déséquilibré, les performances des estimateurs basés sur ces filtres seront fortement dégradées. Dans la section suivante, nous allons présenter quelques techniques avancées qui ont été proposées pour l'estimation du flux virtuel.

4.2.2.2 Intégration adaptative et techniques d'estimation avancées

Comme nous l'avons vu dans la section précédente, les estimateurs du flux virtuel basés sur le filtrage (FPB du 1^{er} ordre, filtre passe-bande et FPB du 2^{ème} ordre) présentent des limitations liées au déphasage et à l'atténuation de l'amplitude des signaux de sortie. D'autres stratégies plus avancées ont été proposées pour améliorer les performances des estimateurs, en résolvent les problèmes précédemment cités. Plusieurs auteurs ont d'abord proposé des estimateurs du flux pour des applications de commande des machines à courant alternatif, afin d'assurer la stabilité du système même en cas de conditions de fonctionnement sévères (déséquilibres, pollution harmonique ou variation brusque de la fréquence). Par la suite, ces techniques ont été adaptées pour l'estimation du flux virtuel dans le redresseur à MLI connecté au réseau.

Une méthode de compensation du déphasage et de l'amplitude du flux estimé par un FPB du 1^{er} ordre a été proposée par [156], pour une application d'entraînement électrique. Les termes de compensation sont calculés en utilisant le rapport entre la pulsation du réseau ω et la pulsation de coupure ω_{FPB} choisie pour le filtre, comme présenté par l'équation suivante :

$$\begin{cases} \psi_{\alpha} = \psi_{\alpha,FPB} + \frac{\omega_{FPB}}{\omega} \psi_{\beta,FPB} \\ \psi_{\beta} = \psi_{\beta,FPB} - \frac{\omega_{FPB}}{\omega} \psi_{\alpha,FPB} \end{cases} \quad (4.9)$$

La même méthode a ensuite été utilisée par plusieurs auteurs [33], [34], [123], [125] pour l'estimation du flux virtuel dans le redresseur connecté au réseau (figure 4.5). Une légère modification de la structure développée par [156] a été appliquée pour améliorer la précision de l'estimateur du flux virtuel dans [158].

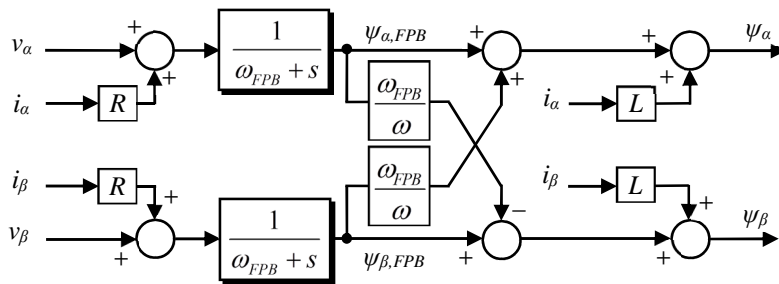


Figure 4.5 : Schéma bloc d'un estimateur du flux virtuel basé sur un FPB du 1^{er} ordre avec compensation adaptative du déphasage et de l'amplitude.

Afin de combler les limitations du FPB, quelques travaux récents [116], [150], [151] ont proposé un filtre basé sur un intégrateur généralisé de second ordre adaptatif (SOGI) pour l'estimation du flux virtuel. Cette approche est semblable à la technique de synchronisation proposée par [159]. Cette dernière utilise la mesure des tensions du réseau pour la séparation des séquences directe et inverse. Le SOGI est configuré en filtre passe-bande avec une pulsation de coupure ω_0 égale à la pulsation du réseau ω . Ce qui permet de réaliser l'intégration et le filtrage de la tension d'entrée $v_{\alpha\beta}$, simultanément. Ces fonctions de transfert sont données par :

$$\begin{cases} \frac{v_{\alpha\beta f}(s)}{v_{\alpha\beta}(s)} = \frac{k_e \omega s}{s^2 + k_e \omega s + \omega^2} \\ \frac{\omega \psi_{\alpha\beta n}(s)}{v_{\alpha\beta}(s)} = \frac{k_e \omega^2}{s^2 + k_e \omega s + \omega^2} \end{cases} \quad (4.10)$$

où $\psi_{\alpha\beta n}$ représente le flux obtenu en intégrant la tension d'entrée $v_{\alpha\beta}$, $v_{\alpha\beta f}$ représente la tension d'entrée après filtrage et k_e est un gain qui influe sur la vitesse de convergence du filtre SOGI. Bien que cette stratégie présente de bonnes performances, elle reste sensible à l'offset présent dans la tension d'entrée [116]. De plus, le SOGI est un filtre sensible à la variation de la fréquence du réseau. Il est alors nécessaire de le combiner avec une boucle à verrouillage de fréquence (*frequency locked loop*) [135], [159]. Ce qui implique une augmentation de la charge de calcul, qui est déjà assez élevé en raison de la structure complexe du filtre (figure 4.6).

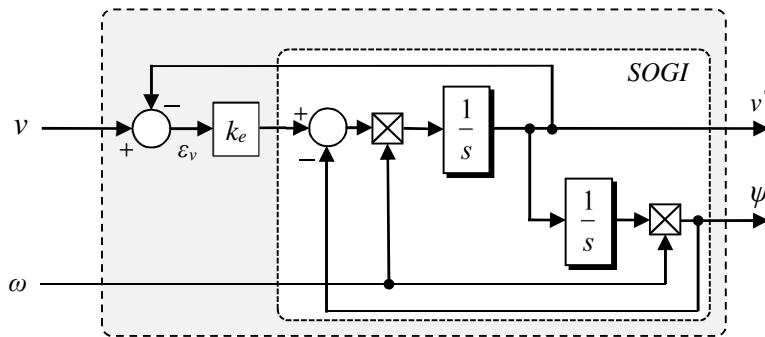


Figure 4.6 : Schéma bloc d'un filtre SOGI.

Dans le but d'éliminer l'offset présent dans les signaux mesurés avant l'intégration, ainsi que l'offset présent à la sortie de l'intégrateur, lié à la condition initiale du flux estimé, une technique basée sur les réseaux de neurones de type ADALINE a été développée dans [155] pour l'estimation du flux dans les systèmes d'entraînement électrique. Afin d'éliminer l'offset dans les signaux à l'entrée et à la sortie de l'intégrateur, de manière adaptative, deux filtres ADALINE sont utilisés. La structure obtenue est représentée par la figure 4.7.

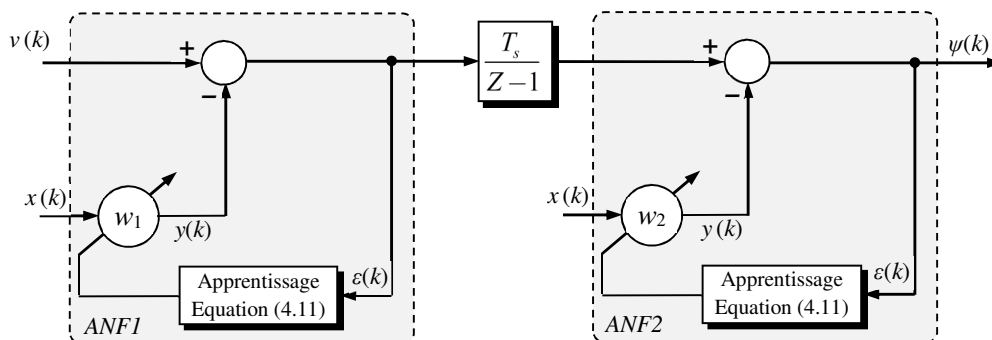


Figure 4.7 : Schéma bloc d'un estimateur du flux virtuel avec deux filtres ADALINE en série.

Les deux ADALINE sont configurées en filtre coupe-bande (FCB) ou *notch filter*, ayant comme entrée une valeur constante, dans ce cas -1 . Le poids de chacun des deux filtres (W) va

converger vers la valeur de l'offset présent dans le signal d'entrée. Cette valeur sera alors soustraite de ce dernier pour avoir en sortie un signal sans offset. La loi d'apprentissage des deux ADALINE est donnée par :

$$(4.11)$$

où μ représente le coefficient d'apprentissage et $\varepsilon(k)$ l'erreur entre le signal d'entrée et le signal estimé à l'instant k . cette méthode a l'avantage d'être très simple à mettre en œuvre, puisqu'unique-ment deux poids, mis à jour en ligne, sont nécessaires pour l'estimation du flux.

Il est à noter que d'autres techniques basées sur les réseaux de neurones ont été utilisées pour l'estimation du flux dans la commande des machines à courant alternatif [160], [161]. Néanmoins, à notre connaissance aucune technique d'estimation du flux virtuel basée sur les réseaux de neurones n'a été appliquée pour la commande du redresseur à MLI connecté au réseau. Nous allons donc présenter un nouvel estimateur du flux virtuel basé sur un filtre ADALINE (ANF), dans la section suivante.

4.2.3 Estimation du flux virtuel par ANF

Dans ce qui suit, nous allons présenter une nouvelle approche basée sur un filtre neuronal adaptatif (*adaptive neural filter*) (ANF) pour l'estimation du flux virtuel [162]. Cette stratégie, représentée par la figure 4.8, utilise un intégrateur pur pour l'estimation du flux, puis un filtre neuronal adaptatif de type ADALINE est mis en œuvre pour éliminer l'offset causé par la méthode d'intégration donnée par (4.3).

Figure 4.8 : Estimateur neuronal du flux virtuel.

L'idée de base du filtre neuronal présenté ici est d'effectuer une décomposition appropriée des composantes α - β du flux estimé $\psi_{\alpha\beta-1}$ par l'intégrateur pur afin d'extraire leurs composantes fondamentales. Ce qui revient à négliger tous les harmoniques d'ordre supérieur à 1 ainsi que l'offset causé par l'intégration. Ensuite, ces composantes fondamentales seront mises sous une forme adéquate pour être estimées par un ANF. La forme généralisée et discrétisée du flux $\psi_{\alpha\beta-1}$ est donnée par l'écriture explicite suivante :

$$(4.12)$$

avec ψ_n la valeur maximale du $n^{\text{ème}}$ terme, ω_n sa pulsation, φ_n sa phase et T_s la période d'échantillonnage. A et B sont respectivement les offsets de $\psi_{\alpha-1}$ et de $\psi_{\beta-1}$. A partir de (4.12), la composante fondamentale du flux sera donnée par :

$$(4.13)$$

L'équation (4.13) peut s'écrire sous une forme plus explicite, comme suite :

$$(4.14)$$

Les composantes fondamentales de $\psi_{\alpha\beta-1}$ peuvent finalement être exprimées sous la forme matricielle suivante :

$$\psi_{\alpha\beta} = [\psi_{\alpha} \quad \psi_{\beta}]^T = X D(k) \quad (4.15)$$

avec

et

L'équation (4.15) peut être apprise par un filtre neuronal adaptatif ayant deux poids, qui seront mis à jour en ligne. Ces derniers sont donnés par le vecteur $W = [w_{\alpha\beta 1} \quad w_{\alpha\beta 2}]$. La figure 4.8 présente l'estimateur du flux virtuel basé sur le filtre ADALINE. Dans ce processus d'estimation, le flux virtuel est d'abord estimé en utilisant un intégrateur pur. Puis, le flux $\psi_{\alpha\beta-1}$ obtenu est filtré par un ANF. $D(k)$ représente le vecteur d'entrée composé de deux sinusoïdes d'amplitudes unitaires et de fréquence $f_1 = \omega_1/2\pi$ (fréquence du réseau). Durant le processus d'apprentissage, le poids W est mis à jour de façon adaptative afin de converger vers X . L'algorithme des moindres carrés [62], [162], [163] avec un coefficient d'apprentissage η est utilisé pour la mise à jour du poids W de manière récursive comme suit :

$$W(k+1) = W(k) + \frac{\eta \delta_{\alpha\beta}(k) D(k)}{\varepsilon + D^T(k) D(k)} \quad (4.16)$$

où $\delta_{\alpha\beta} = \psi_{\alpha\beta-1} - \psi_{\alpha\beta}$ est l'erreur d'estimation et ε une faible valeur utilisée pour éviter la division par zéro si $D^T(k)D(k)=0$. Les critères de choix du coefficient d'apprentissage et une étude détaillée de la stabilité de l'ANF ont été présentés dans la section 3.2.3.

4.2.4 VF-DPC

La structure globale de la stratégie VF-DPC utilisée pour la validation de l'estimateur du flux virtuel proposé est décrite dans cette section. Cette stratégie contrôle les courants du réseau et la tension du bus continu en régulant les puissances instantanées active et réactive du côté réseau. Les références de la puissance active P_{ref} et réactive Q_{ref} sont comparées aux puissances active et réactive estimées (P, Q). Les erreurs de suivi de référence $\Delta_{P,Q}$ ($\Delta_P = P_{ref} - P$ et $\Delta_Q =$

$Q_{ref} - Q$), sont introduites dans deux comparateurs à hystérésis à deux niveaux, permettent d'établir deux sorties logiques S_P et S_Q , qui sont donné par [123] :

$$\begin{aligned}
 S_{P,Q} = 1 \text{ pour } & \begin{cases} \Delta_{P,Q} \geq +h_{P,Q} \\ -h_{P,Q} \leq \Delta_{P,Q} \leq +h_{P,Q} \text{ et } \frac{d\Delta_{P,Q}}{dt} < 0 \end{cases} \\
 S_{P,Q} = 0 \text{ pour } & \begin{cases} \Delta_{P,Q} < -h_{P,Q} \\ -h_{P,Q} \leq \Delta_{P,Q} \leq +h_{P,Q} \text{ et } \frac{d\Delta_{P,Q}}{dt} > 0 \end{cases}
 \end{aligned} \tag{4.17}$$

Les puissances active et réactive sont estimées en fonction des flux dans le repère stationnaire par la relation suivante :

$$\begin{cases} P = \frac{3}{2} \omega (\psi_\alpha i_\beta - \psi_\beta i_\alpha) \\ Q = \frac{3}{2} \omega (\psi_\alpha i_\alpha + \psi_\beta i_\beta) \end{cases} \tag{4.18}$$

Pour assurer un fonctionnement à facteur de puissance unitaire de l'ensemble du système, la puissance réactive Q est réglée à zéro. Les sorties S_P et S_Q des régulateurs à hystérésis et le secteur θ_n sont utilisés dans une table de commutation, pour sélectionner un vecteur de commande approprié. Afin d'identifier le numéro du secteur θ_n où se trouve le vecteur des tensions du réseau. Il faut d'abord calculer la position angulaire de ce dernier. Cette position est définie, en fonction des flux estimés, par la relation suivante :

$$\theta = \arctan \left(\frac{\psi_\beta}{\psi_\alpha} \right) + \frac{\pi}{2} \tag{4.19}$$

Finalement, le numéro du secteur θ_n est déterminé en comparant l'angle θ aux bornes de chacun des douze secteurs qui sont définies par la formule ci-dessous :

$$(n-2) \frac{\pi}{6} \leq \theta_n \leq (n-1) \frac{\pi}{6} \quad n = 1, 2, \dots, 12. \tag{4.20}$$

La table de commutation utilisée pour l'implémentation de la VF-DPC est celle développée par Bouafia dans [145]. Elle constitue une version améliorée de la table de commutation proposée dans [26].

4.2.5 Résultats de simulation

Afin de vérifier les performances de l'estimateur du flux virtuel proposé, la stratégie VF-DPC représentée par la figure 4.9, est implémenté sous l'environnement Matlab/Simulink. De plus, une comparaison entre l'estimateur proposé, l'estimateur basé sur le FPB du 1^{er} ordre et les estimateurs présentés dans [155], [156], est effectuée. Les paramètres utilisés pour la simulation sont donnés par le tableau 4.1. Durant la simulation, la puissance réactive Q est maintenue à une valeur nulle, afin d'assurer un fonctionnement à facteur de puissance unitaire. La tension V_{dc} est régulée à 220 V.

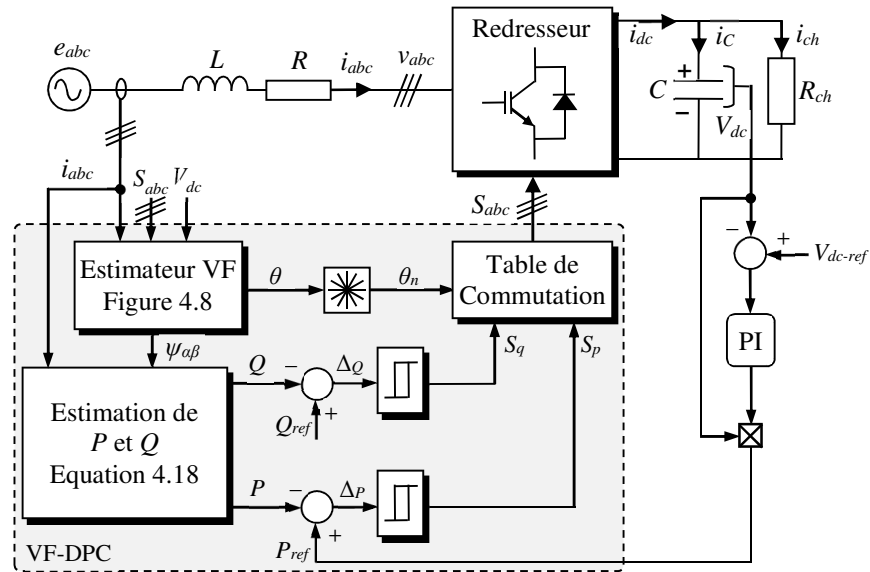


Figure 4.9 : Structure globale de la stratégie VF-DPC.

Afin de réaliser l'étude comparative, nous avons réglé la fréquence de coupure de l'estimateur FPB (dont la fonction de transfert est donnée par (4.6)) ainsi que la fréquence de coupure l'estimateur FPB adaptatif proposé par [156], à 8 Hz. Le coefficient d'apprentissage μ du filtre coupe-bande neuronal proposé par [155], est réglé à 0.00004. Le coefficient d'apprentissage η de l'estimateur neuronal que nous avons proposé est quant à lui réglé à 0.01. Trois tests sont alors réalisés. Le premier test consiste à évaluer les performances des quatre estimateurs durant le démarrage, sans initialisation préalable. Le second test est mené pour une chute symétrique des tensions du réseau. Le dernier test est effectué pour des tensions du réseau distordues.

Fréquence d'échantillonnage f_s (kHz)	10
Valeur efficace des tensions du réseau (V)	55
Fréquence des tensions du réseau f (Hz)	50
Inductance du filtre d'entrée L (mH)	8
Résistance du filtre d'entrée R (Ω)	1
Référence de la tension du bus continu V_{dc-ref} (V)	220
Capacité du bus continu C (mF)	3.3
Résistance de charge R_{ch} (Ω)	60

Tableau 4.1 : Paramètres de simulation.

4.2.5.1 Performances au démarrage

La figure 4.10 présente une comparaison des estimateurs du flux virtuel au démarrage et sans initialisation, lorsqu'on utilise un intégrateur pur, le FPB classique, le FPB adaptatif, le filtre coupe-bande neuronal et le filtre neuronal proposé.

On peut voir à partir de la figure 4.10b que la composante d'axe β du flux estimé par un intégrateur pur contient un offset lié à la condition initiale. Cet offset est éliminé au bout de 80 ms dans le cas du FPB et du filtre coupe-bande neuronal. Lorsque le FPB adaptatif est utilisé,

l'offset est éliminé au bout de 50 ms. Les meilleures performances sont obtenues par le filtre neuronal proposé où le flux est estimé au bout de 10 ms.

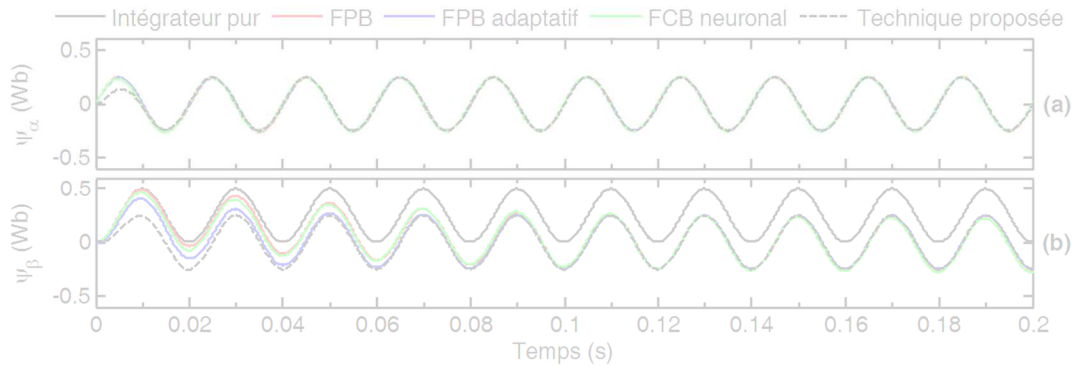


Figure 4.10 : Flux estimé durant le démarrage ; (a) flux virtuel estimé ψ_α et (b) flux virtuel estimé ψ_β .

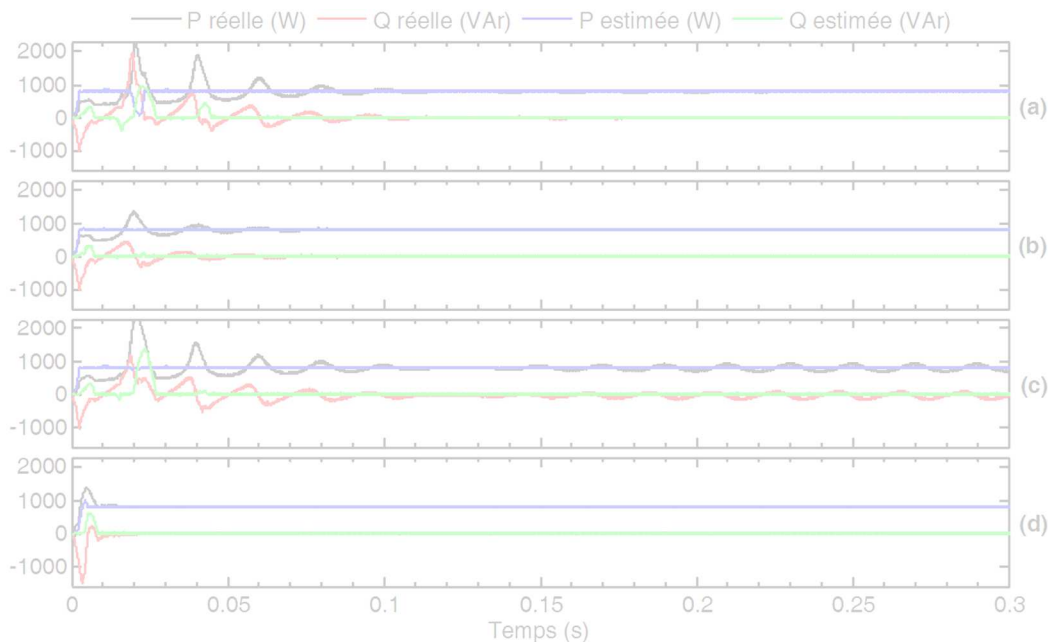


Figure 4.11 : Puissances réelles et estimées durant le démarrage ; (a) estimateur FPB, (b) estimateur FPB adaptatif, (c) filtre coupe-bande neuronal et (d) estimateur proposé.

La figure 4.11 illustre les puissances active et réactive réelles et estimées au démarrage pour les quatre méthodes d'estimation. On peut voir d'après les figures 4.11a et 4.11c que les puissances actives et réactives présentent d'importantes fluctuations, qui s'atténuent au bout de 100 ms, dans le cas de l'estimateur FPB et de l'estimateur coupe-bande neuronal. Ces fluctuations sont présentes dans le cas du FPB adaptatif, présenté par la figure 4.11b, mais elles sont moins importantes et durent moins longtemps (60 ms). L'estimateur neuronal proposé donne de bonnes performances. Dans ce cas, les puissances réelles se stabilisent en moins de 10 ms.

La figure 4.12 présente le courant i_a et la tension e_a durant le démarrage. D'après cette figure, il est clair que le FPB, le FPB adaptatif et le FCB neuronal causent des dépassements de courant plus au moins importants. Dans le cas de l'estimateur neuronal proposé, un faible dépassement qui dure moins d'une demi-période est observé.

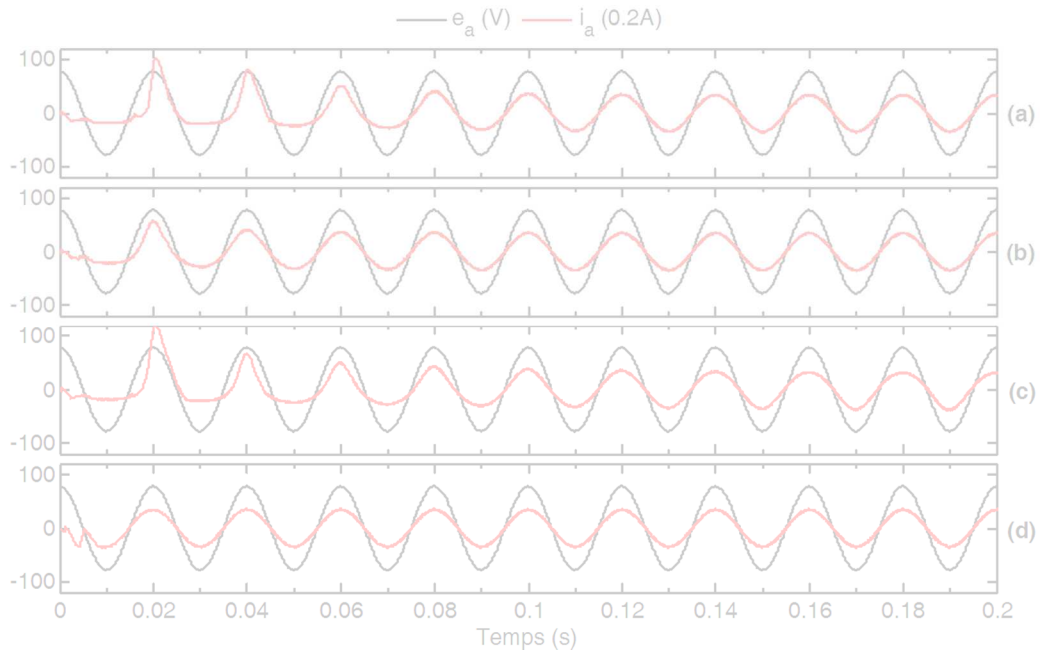


Figure 4.12 : Tension e_a et courant i_a mesurés durant le démarrage ; (a) estimateur FPB, (b) estimateur FPB adaptatif, (c) filtre coupe-bande neuronal et (d) estimateur proposé.

4.2.5.2 Chute triphasée symétrique

Les figures 4.13–4.15 illustrent les performances des quatre estimateurs pour une chute symétrique (30%) des tensions du réseau.

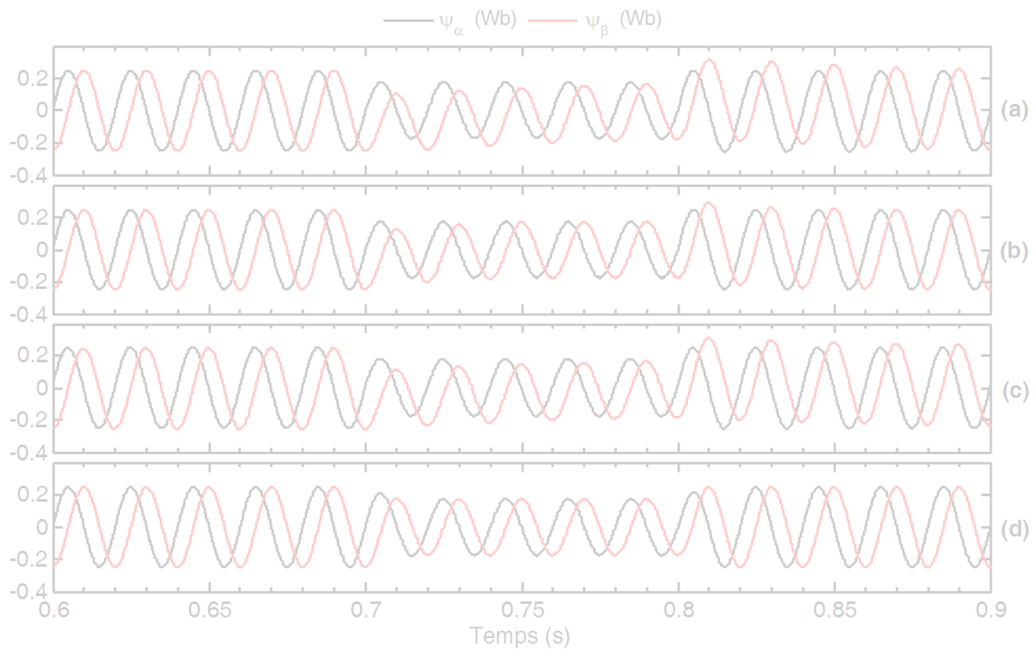


Figure 4.13 : Flux virtuel estimé pour une chute de tensions symétrique ; (a) estimateur FPB, (b) estimateur FPB adaptatif, (c) filtre coupe-bande neuronal et (d) estimateur proposé.

D'après la figure 4.13, il est clair que l'estimateur neuronal proposé présente la meilleure réponse dynamique, où le flux virtuel converge rapidement vers le régime permanent durant

l'application de la perturbation. Ceci peut être vérifié par les résultats de la figure 4.15. Ici, les puissances réelles, obtenues dans le cas de l'estimateur proposé, présentent moins de fluctuations et un temps d'établissement plus faible en comparaison aux autres estimateurs. Durant la chute symétrique des tensions, le courant i_a ne présente aucun dépassement significatif lorsque l'estimateur proposé est utilisé (figure 4.15).

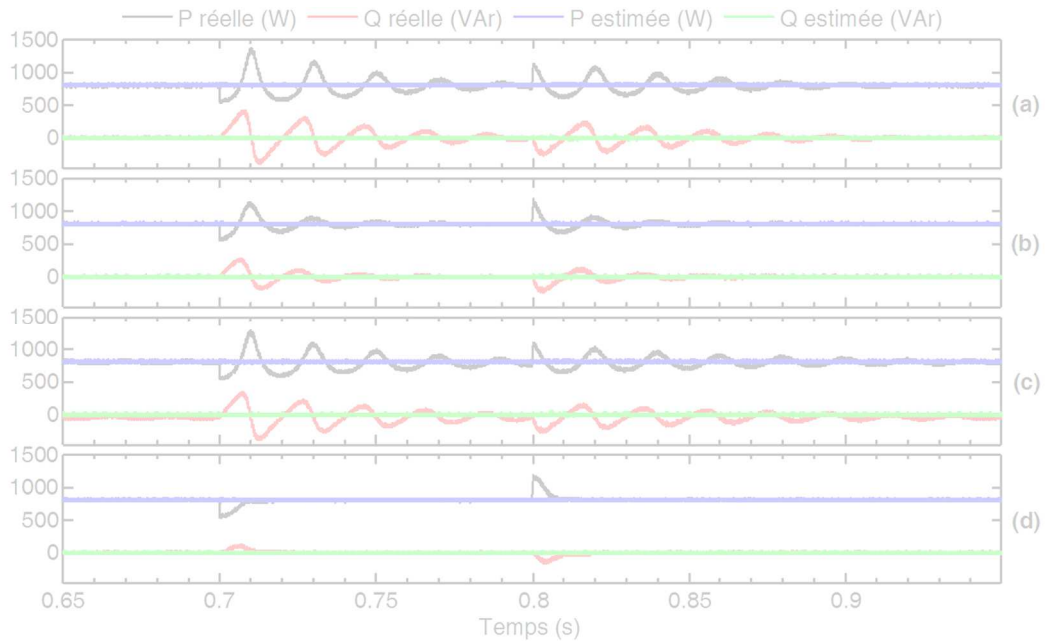


Figure 4.14 : Puissances réelles et estimées pour une chute de tensions symétrique ; (a) estimateur FPB, (b) estimateur FPB adaptatif, (c) filtre coupe-bande neuronal et (d) estimateur proposé.

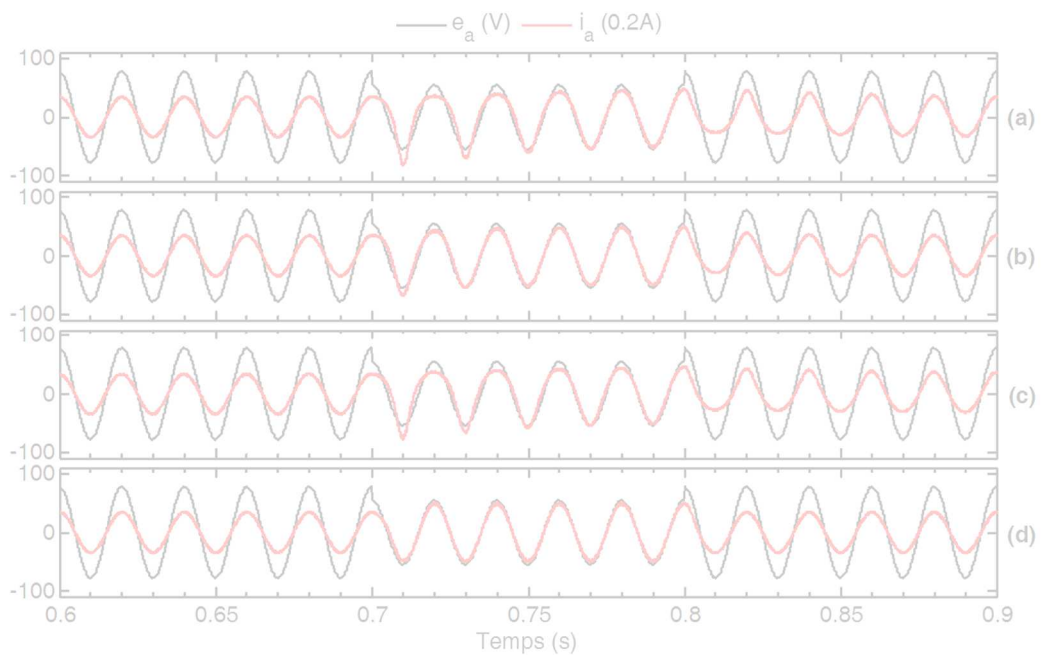


Figure 4.15 : Tension e_a et courant i_a mesurés pour une chute de tensions symétrique ; (a) estimateur FPB, (b) estimateur FPB adaptatif, (c) filtre coupe-bande neuronal et (d) estimateur proposé.

4.2.5.3 Distorsion harmonique

Les figures 4.16–4.18 illustrent les performances de la stratégie VF-DPC, en régime permanent, pour des tensions du réseau distordues (30% du 5^{ème} harmonique et 10% du 7^{ème} harmonique).

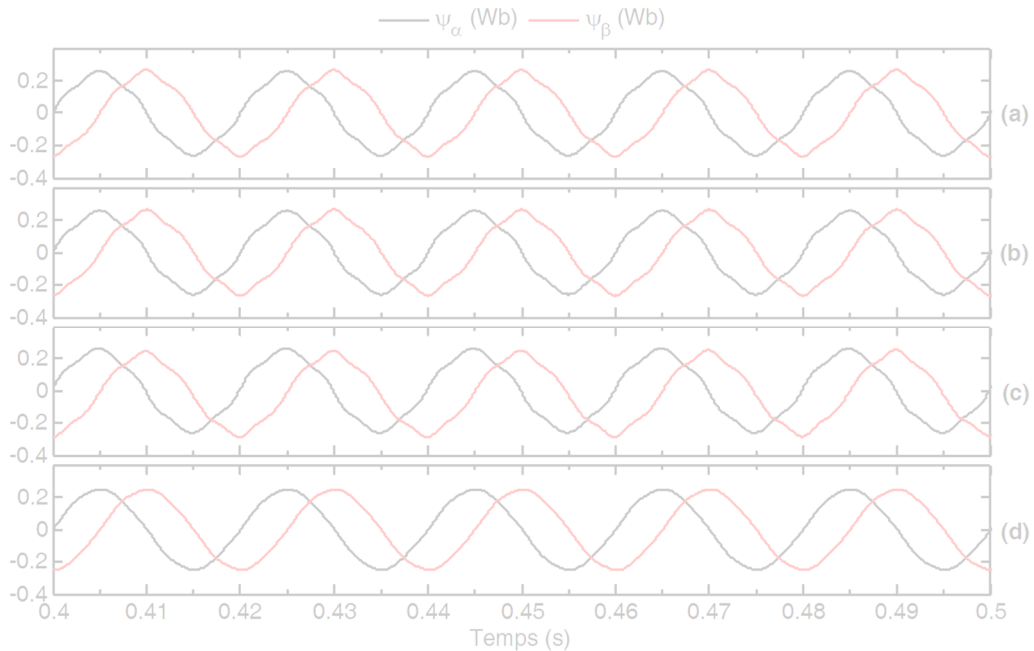


Figure 4.16 : Flux virtuel estimé pour des tensions du réseau déformées avec 30% du 5^{ème} harmonique et 10% du 7^{ème} harmonique ; (a) estimateur FPB, (b) estimateur FPB adaptatif, (c) filtre coupe-bande neuronal et (d) estimateur proposé.

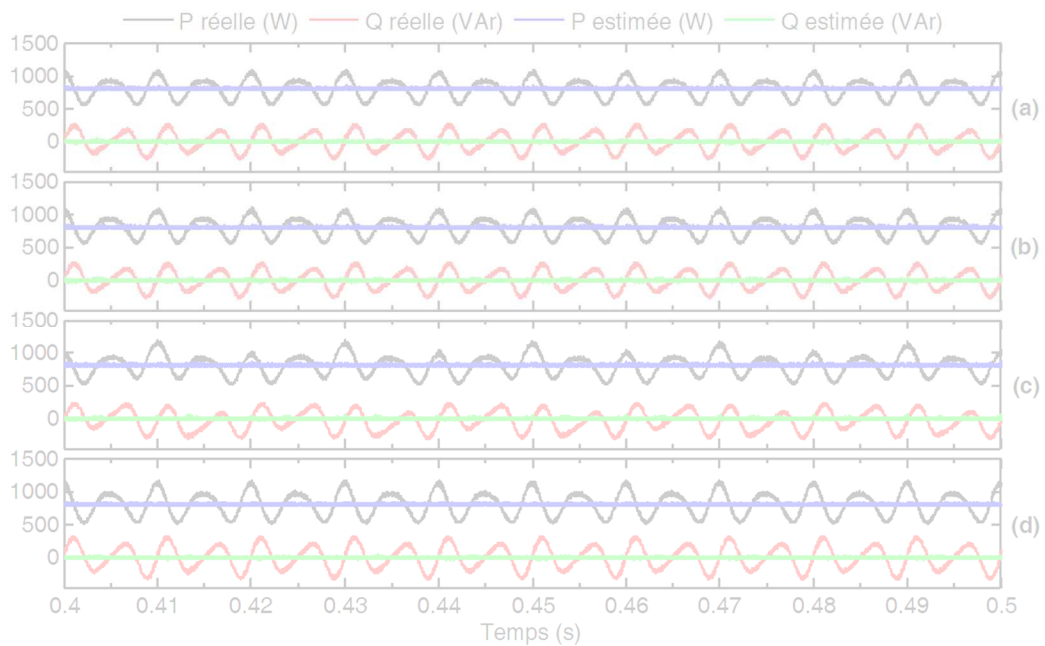


Figure 4.17 : Puissances réelles et estimées pour des tensions du réseau déformées avec 30% du 5^{ème} harmonique et 10% du 7^{ème} harmonique ; (a) estimateur FPB, (b) estimateur FPB adaptatif, (c) filtre coupe-bande neuronal et (d) estimateur proposé.

A partir de la figure 4.16, on peut voir que le flux estimé par la stratégie proposée présente une forme d'onde proche de la sinusoïde. Ceci est dû au fait que l'estimateur proposé permet d'extraire uniquement le signal fondamental. Lorsque le FPB, le FPB adaptatif et le FCB neuronal sont utilisés, le flux estimé a une forme d'onde très déformée. Il est à noter que même si le FCB neuronal utilise un ADALINE pour le filtrage. Ce dernier est configuré de façon à éliminer uniquement l'offset. Il ne permet donc pas de filtrer un signal pollué par des harmoniques. On peut voir sur la figure 4.18 que les puissances active et réactive réelles sont déformées, quel que soit l'estimateur utilisé. Ceci correspond à la distorsion des tensions du réseau. Des THD de 6.13%, 6.32% et 6.81% sont respectivement obtenus lorsque le FPB, le FPB adaptatif et le FCB neuronal sont utilisés. Avec l'estimateur proposé, le THD descend à 2.05%.

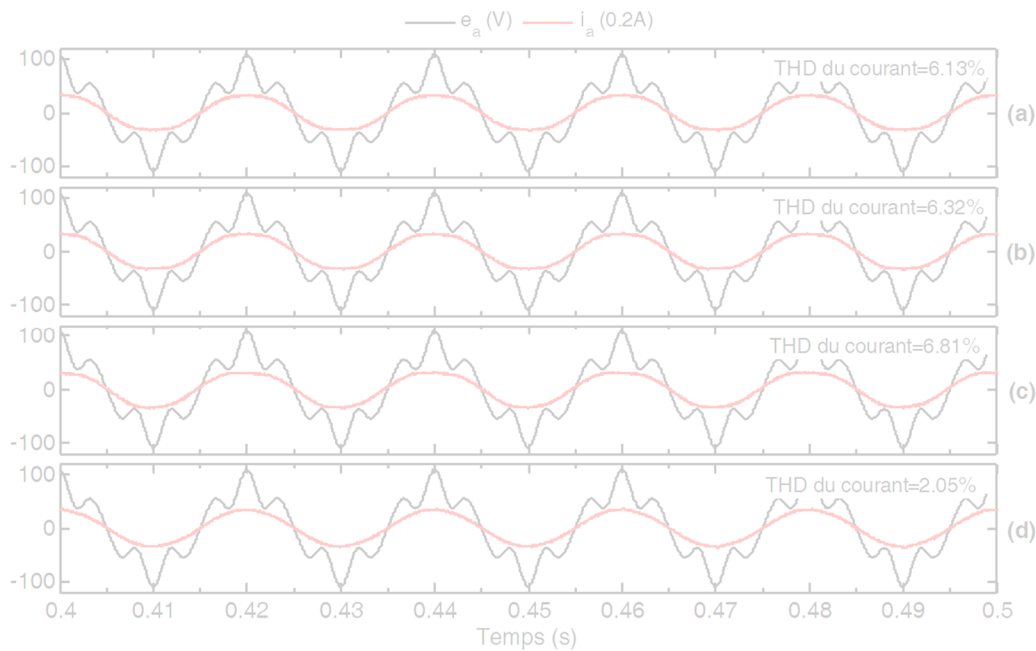


Figure 4.18 : Tension e_a et courant i_a mesurées pour des tensions du réseau déformées avec 30% du 5^{ème} harmonique et 10% du 7^{ème} harmonique ; (a) estimateur FPB, (b) estimateur FPB adaptatif, (c) filtre coupe-bande neuronal et (d) estimateur proposé.

4.3 Commande directe de puissance prédictive

La commande prédictive, appelée aussi correction anticipatrice, désigne une large gamme de régulateurs, qui ont récemment été appliqués dans le domaine des entraînements électriques et des convertisseurs statiques. Une classification des différentes stratégies de commande prédictive a été proposée par [164]. Cette dernière est représentée par la figure 4.19.

La commande prédictive utilise le modèle du système pour prédire le comportement futur des grandeurs contrôlées. Les informations obtenues sont exploitées par un régulateur afin de choisir le signal de commande optimal à appliquer, selon un critère d'optimisation prédéfini. Pour la commande prédictive basée sur des comparateurs à hystérésis, ce critère d'optimisation consiste à maintenir la grandeur contrôlée dans les limites de la bande d'hystérésis [165]. Tandis

que dans la commande prédictive basée sur la poursuite d'une trajectoire, on astreint les grandeurs commandées à suivre une trajectoire de référence prédéfinie. La commande prédictive à réponse pile (*Deadbeat control*), est caractérisée par sa rapidité, car le signal de commande optimal est choisi de sorte que la grandeur commandée atteigne la valeur de sa référence à la fin de chaque période d'échantillonnage [148]. Enfin, dans la commande prédictive à modèle de référence (*model predictive control*) (MPC) [94], [166], le critère d'optimisation est donné par une fonction de coût à minimiser. Ce qui donne une grande liberté dans l'élaboration de la commande [70], [167]. On peut aussi séparer ces techniques en deux groupes, les commandes à fréquence de commutation fixe utilisant un bloc de modulation pour générer les signaux de commande, tel que la commande *Deadbeat* et la commande prédictive à modèle de référence à ensemble de commande continu (*continuous control set*) (CCS)-MPC [148]. Les autres commandes génèrent directement les signaux de commande sans nécessiter un bloc de modulation. Elles sont à fréquence de commutation variable [70], [165], [167].

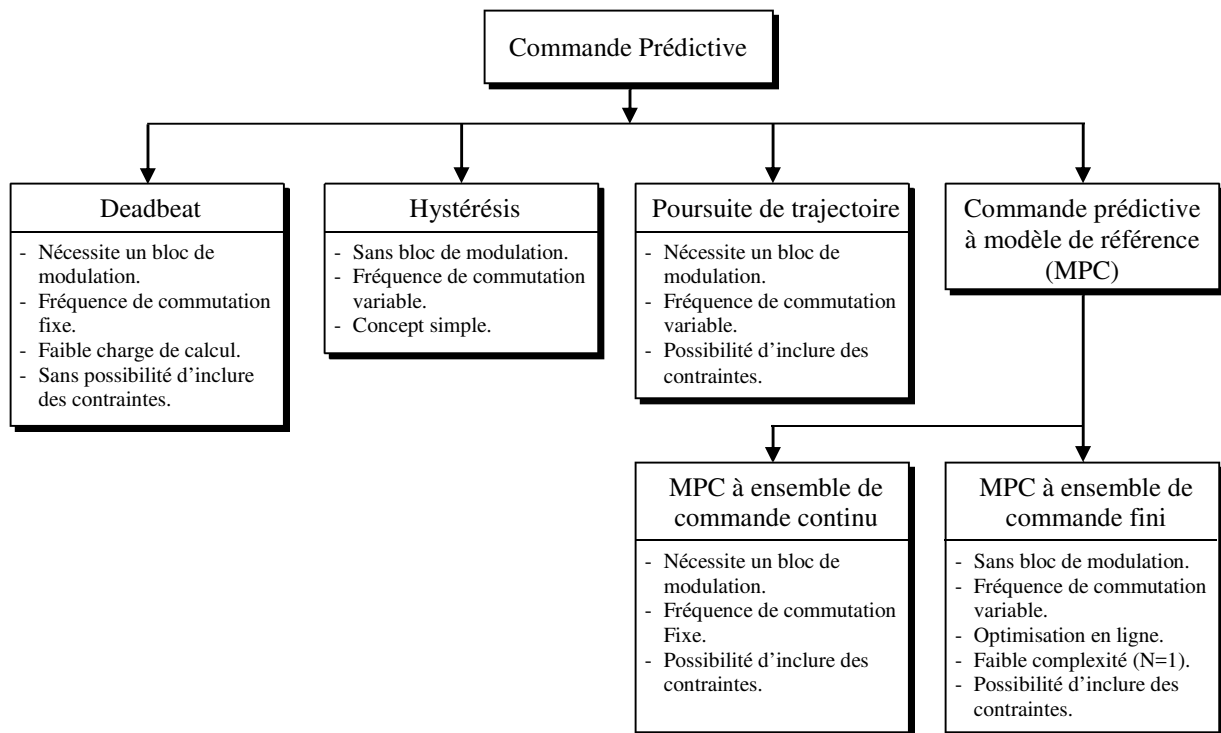


Figure 4.19 : Classification des commandes prédictives utilisées dans les systèmes d'électronique de puissance.

L'avantage de la commande prédictive est que son concept est simple et intuitif. De plus, en fonction du type de commande prédictive utilisé, la mise en œuvre peut également être grandement simplifiée. C'est le cas de la commande *Deadbeat* et de la commande prédictive à ensemble de commande fini (*finis control set*) (FCS)-MPC (en particulier pour le cas d'un redresseur à MLI deux niveaux). Cependant, l'implémentation d'une MPC à ensemble de commande continu est plus complexe à mettre en œuvre. Aussi, certaines variantes de la commande *Deadbeat* conventionnelle [168], [169], développées pour améliorer sa robustesse, peuvent également devenir très complexes et difficiles à comprendre. Dans ce qui suit, nous allons d'abord présenter le principe de la commande prédictive, puis les deux stratégies de commande développées.

4.3.1 Principe de la commande prédictive

Parmi les techniques de commande avancées, la commande prédictive est celle qui a été le plus largement utilisée dans diverses applications industrielles [18]. Bien que le principe de base ait été développé dans les années 60, l'application de la commande prédictive dans le domaine industriel n'a débuté qu'à la fin des années 70 [144]. Depuis lors, la commande prédictive a été appliquée avec succès dans l'industrie des procédés chimiques, où les constantes de temps sont relativement longues, ce qui laisse le temps d'effectuer tous les calculs nécessaires. Avec le développement de microprocesseurs toujours plus puissants, l'intérêt pour la commande prédictive appliqué aux systèmes de l'électronique de puissance a considérablement augmenté au cours de ces dernières années [170], [171].

Nous avons vu précédemment que la commande prédictive désigne une large variété de régulateurs. D'une manière générale, 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 [144]. Sur la base de la classification présentée par la figure 4.19, les différentes stratégies de commande prédictive présentées dans la suite de ce chapitre s'articulent autour de l'un des deux principes suivants :

- La commande prédictive à modèle de référence (MPC), où le problème d'optimisation sera traité en minimisant une fonction de coût prédéfinie.
- La commande Deadbeat, pour l'annulation de l'erreur de poursuite à chaque instant d'échantillonnage.

4.3.1.1 Principe de la MPC

D'une manière générale, l'algorithme de commande prédictive à modèle de référence (MPC) utilise un modèle du système pour prédire le comportement futur des variables jusqu'à un horizon de temps prédéfini. Les actions de commande optimales sont sélectionnées en minimisant une fonction de coût prédéfinie.

Le modèle utilisé pour la prédiction est un modèle à temps discret. Sa représentation d'état est donnée comme suit :

$$x(k+1) = Ax(k) + Bu(k) \quad (4.21)$$

$$y(k) = Cx(k) + Du(k) \quad (4.22)$$

Une fonction de coût qui représente le comportement souhaité du système doit être définie. Cette fonction considère les références, les états futurs et les actions futures :

$$g = f(x(k), u(k), \dots, u(k+N)) \quad (4.23)$$

La MPC est un problème d'optimisation qui consiste à minimiser la fonction de coût g , pour un horizon le temps N prédéfini, soumis au modèle et aux limitations du système. Le résultat est une suite de N actions optimales. Le régulateur n'appliquera que le premier élément de la séquence, pour lequel le problème d'optimisation est résolu à chaque instant d'échantillonnage.

$$u(k) = [1 \ 0 \ \dots \ 0] \arg \min_u g \quad (4.24)$$

où le problème d'optimisation est résolu à nouveau pour chaque instant d'échantillonnage, en utilisant les nouvelles mesures et en obtenant une nouvelle séquence d'actions optimales à chaque fois. C'est le principe de l'horizon fuyant (*receding horizon*).

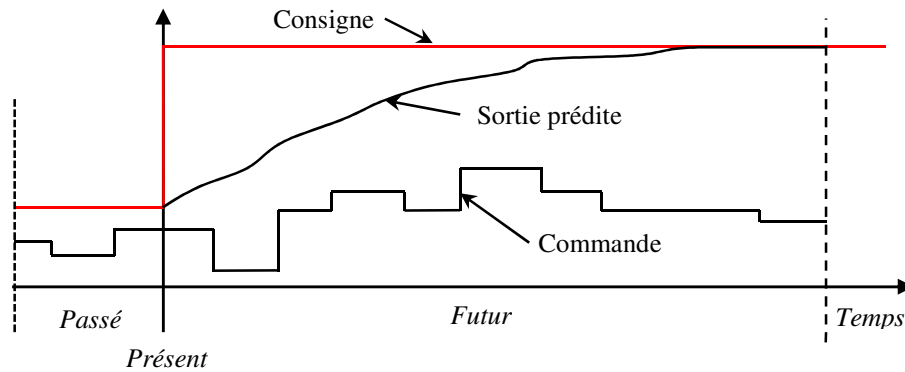


Figure 4.20 : Principe de la commande à modèle de référence.

Le principe de fonctionnement de la MPC est représenté par la figure 4.20. Les valeurs futures des états du système sont prédites jusqu'à un horizon de temps prédéfini ($k + N$), en utilisant le modèle du système et les informations disponibles (mesures) avant l'instant k . La séquence des actions optimales est calculée en minimisant la fonction de coût et le premier élément de cette séquence est appliqué. Tout ce processus est répété pour chaque instant d'échantillonnage pour tenir compte des nouvelles données mesurées.

Les principaux avantages de cet algorithme sont les suivants [18], [144], [172] :

- l'idée générale est intuitive et facile à comprendre.
- peut être appliqué à une grande variété de systèmes.
- les temps morts peuvent être compensés d'une manière simple.
- on peut inclure facilement les non-linéarités dans le modèle.
- 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.

En considérant les avantages cités précédemment, il est clair que la commande prédictive a une grande aptitude pour être appliquée au redresseur à MLI. De plus, du fait que ce dernier soit un convertisseur à états discrets (8 configurations possibles des trois interrupteurs). Il est possible de simplifier encore le problème d'optimisation. En effet, il suffit de trouver la configuration qui permet de minimiser la fonction de coût, parmi les 8 disponibles. Il est à noter que cette stratégie est appelée commande prédictive à ensemble de commande fini (FCS-MPC), du fait que les états de commutation du redresseur permettent un nombre fini d'actions possibles. Son schéma bloc est représenté par la figure 4.21.

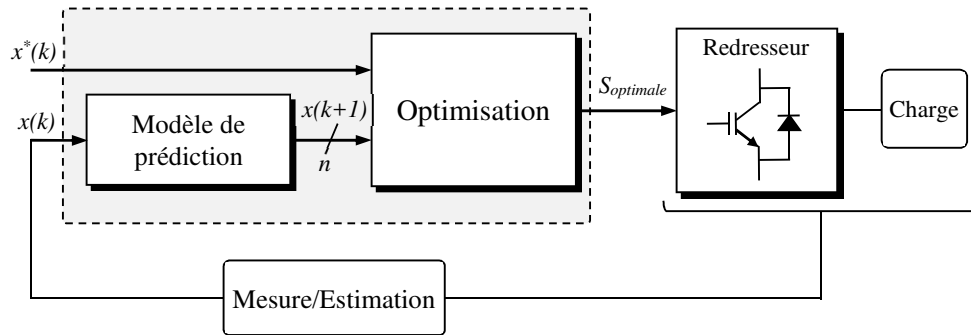


Figure 4.21 : Schéma bloc de la FCS-MPC appliquée au redresseur à MLI.

4.3.1.2 Principe de la commande Deadbeat

Une autre stratégie de commande basée sur la prédiction est la commande à réponse pile (*Deadbeat control*). Dans son concept de base, cette technique est caractérisée par sa rapidité, car la grandeur commandée atteint la valeur de sa référence à la fin de chaque période d'échantillonnage [18], [144]. La technique Deadbeat est très utilisée pour des applications nécessitant une grande dynamique, tant en repère fixe comme en repère tournant. Elle est souvent utilisée pour la commande en courant des convertisseurs statiques tels que les filtres actifs parallèles [81], [173] les convertisseurs continu-continu [174], [175], les redresseurs connectés au réseau [168], [169], [176], [177] et les systèmes d'entraînement des machines [178].

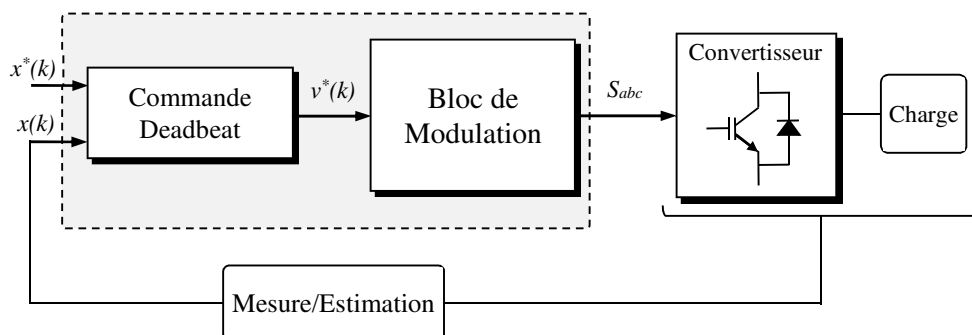


Figure 4.22 : Schéma bloc de la commande Deadbeat avec modulation.

Pour la commande du redresseur à MLI cette approche prédictive consiste à calculer un vecteur de commande moyen à appliquer pour annuler l'erreur de poursuite du courant ou de la puissance à la fin de chaque période de commutation (réponse pile). Le vecteur de commande moyen calculé est appliqué à l'entrée du pont redresseur via une technique de modulation. Généralement, la modulation vectorielle est utilisée. Le schéma général de la commande Deadbeat appliqué au redresseur à MLI est donné par la figure 4.22.

4.3.2 MPDPC conventionnelle

Dans cette section, nous allons présenter la commande directe de puissance prédictive à modèle de référence, elle sera désignée dans la suite de ce travail par MPDPC (*model predictive direct power control*). Cette approche est basée sur la minimisation d'une fonction de coût pour identifier le vecteur de commande optimal à appliquer durant chaque période de commutation.

Afin d'élaborer une stratégie de commande directe de puissance combinée avec une approche prédictive, il est indispensable d'établir un modèle prédictif du redresseur triphasé à MLI contrôlé à l'aide des puissances instantanées active et réactive. On rappelle le modèle du redresseur dans le repère stationnaire qui est donné par :

$$e_{\alpha\beta} = Ri_{\alpha\beta} + L \frac{di_{\alpha\beta}}{dt} + v_{\alpha\beta} \quad (4.25)$$

où $e_{\alpha\beta} = e_\alpha + j e_\beta$, $v_{\alpha\beta} = v_\alpha + j v_\beta$ et $i_{\alpha\beta} = i_\alpha + j i_\beta$ désignent respectivement, le vecteur tension du réseau, le vecteur tension d'entrée et le vecteur courant du réseau. En nous basant sur la théorie des puissances instantanées (*P-Q Theory*) proposée par Akagi [91], [93], nous pouvons écrire l'expression de la puissance apparente du redresseur à MLI, comme suit :

$$S = \frac{3}{2} (i_{\alpha\beta}^* e_{\alpha\beta}) \quad (4.26)$$

où * désigne le conjugué d'un vecteur complexe. Les puissances instantanées active et réactive peuvent être exprimées avec les relations suivantes :

$$P = \Re e(S) = \frac{3}{2} \Re e(i_{\alpha\beta}^* e_{\alpha\beta}) \quad (4.27)$$

$$Q = \Im m(S) = \frac{3}{2} \Im m(i_{\alpha\beta}^* e_{\alpha\beta}) \quad (4.28)$$

En supposant que les tensions du réseau sont sinusoïdales et équilibrées, tel que $e_{\alpha\beta} = |e_{\alpha\beta}| e^{j\omega t}$, la dérivée de la puissance apparente peut être obtenue à partir de (4.25) et (4.26), comme suit :

$$(4.29)$$

Dans ce qui suit, nous allons utiliser l'équation (4.29) pour déduire le modèle à temps discret du redresseur à MLI basée sur les puissances instantanées.

4.3.2.1 Modèle discrétisé basé sur les puissances instantanées

Le modèle à temps continu du redresseur basé sur les puissances instantanées, donné par l'équation (4.29), est discrétisé pour une période d'échantillonnage T_s . Le modèle à temps discret ainsi obtenu sera utilisé pour prédire la valeur future des puissances active et réactive à partir des tensions du réseau et des tensions d'entrée prises au $k^{\text{ème}}$ instant d'échantillonnage. Plusieurs méthodes de discrétisation peuvent être utilisées pour obtenir un modèle à temps discret adapté au calcul des prédictions. Ce modèle peut être obtenu par une simple approximation de la dérivée [18].

Pour une période d'échantillonnage suffisamment faible (dans notre cas, $T_s = 10 \mu s$), l'application de la méthode de discrétisation d'Euler du 1^{er} ordre donne une approximation assez précise des modèles à temps continu [124]. Cependant, même si la méthode d'Euler, représenté par (4.30) pour la puissance apparente, est très simple à mettre en œuvre, l'erreur induite peut être assez élevée si la période d'échantillonnage choisie est trop grande [124], [179]. D'autres

méthodes plus complexes peuvent être utilisées pour avoir une meilleure approximation (méthodes de Runge-Kutta), au prix d'une charge de calcul plus élevée.

$$\frac{dS}{dt} \approx \frac{S(k+1) - S(k)}{T_s} \quad (4.30)$$

La variation de la puissance apparente entre deux instants d'échantillonnage successifs est alors donnée par la formule suivante :

$$(4.31)$$

En séparant les composantes réelle (puissance active) et imaginaire (puissance réactive) dans l'expression (4.31), nous obtenons le modèle prédictif du redresseur à MLI, en fonction des puissances instantanées active et réactive, sous la forme matricielle présentée ci-dessous :

$$(4.32)$$

Sachant que 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 (figure 4.23), on aura la valeur des puissances active $P_i(k+1)$ et réactive $Q_i(k+1)$ prédites en appliquant chacun des sept vecteurs de commande $v_{\alpha\beta i}$ ($i = 0, 1, 2, \dots, 6$), durant une période de commutation. L'équation précédente peut donc s'écrire sous la forme suivante :

$$(4.33)$$

Cette écriture nous permet de prédire la valeur des puissances active et réactive à l'instant $k+1$ pour chaque vecteur de commande $v_{\alpha\beta i}$ appliqué. Ces puissances seront évaluées en utilisant une fonction de coût. Cette dernière est présentée dans la section suivante.

4.3.2.2 Fonction de coût

L'objectif de la stratégie MPDPC est de minimiser l'erreur entre les puissances réelles (calculées à partir des courants et tensions côté source) et les puissances de références. Ceci peut s'écrire sous la forme d'une fonction de coût. Pour aboutir à une commande performante et simultanée des deux puissances (active et réactive), il est indispensable de définir une fonction de coût, relative aux deux erreurs de puissances à optimiser. Cette dernière peut avoir plusieurs expressions analytiques. Dans notre travail, nous proposons trois expressions pour cette fonction. La fonction de coût donnée par l'expression (4.34) est définie par la somme des valeurs absolues des deux erreurs de puissance. L'expression (4.35) est définie par une forme quadratique des erreurs. Ces deux expressions donnent des résultats similaires dans le cas du redresseur à MLI et pour des grandeurs semblables (puissances active et réactive). La fonction de coût donnée par l'équation (4.36) considère la trajectoire de l'erreur entre les instants k et $k + 1$, et

pas seulement la valeur finale à l'instant $k + 1$, ce qui permet de minimiser les valeurs moyennes des erreurs. Dans ce cas, on obtient une meilleure précision dans le suivi des références de puissance. Toutefois, l'évaluation de la fonction (4.36) induit une charge de calcul plus importante.

$$g_i = |P_{ref}(k+1) - P_i(k+1)| + |Q_{ref}(k+1) - Q_i(k+1)| \quad (4.34)$$

$$g_i = (P_{ref}(k+1) - P_i(k+1))^2 + (Q_{ref}(k+1) - Q_i(k+1))^2 \quad (4.35)$$

$$g_i = \left| \int_k^{k+1} (P_{ref}(k+1) - P_i(k+1)) dt \right| + \left| \int_k^{k+1} (Q_{ref}(k+1) - Q_i(k+1)) dt \right| \quad (4.36)$$

où $P_i(k+1)$ et $Q_i(k+1)$ sont les puissances active et réactive prédites à partir de l'équation (4.33) et $P_{ref}(k+1)$ et $Q_{ref}(k+1)$ sont les puissances active et réactive de référence prédites avec une période d'échantillonnage en avance. Pour avoir un bon compromis entre performance et rapidité nous allons utiliser la fonction de coût donnée par (4.34) dans ce qui suit. Le minimum de cette fonction est calculé au début de chaque période de commutation. Cela permet d'identifier le vecteur de commande optimal (figure 4.23), à appliquer pour obtenir une bonne convergence de $P(k+1)$ et $Q(k+1)$ vers leurs valeurs de référence à la fin de la période de commutation. Le processus de prédiction de $P_{ref}(k+1)$ et $Q_{ref}(k+1)$ sera présenté dans la section suivante.

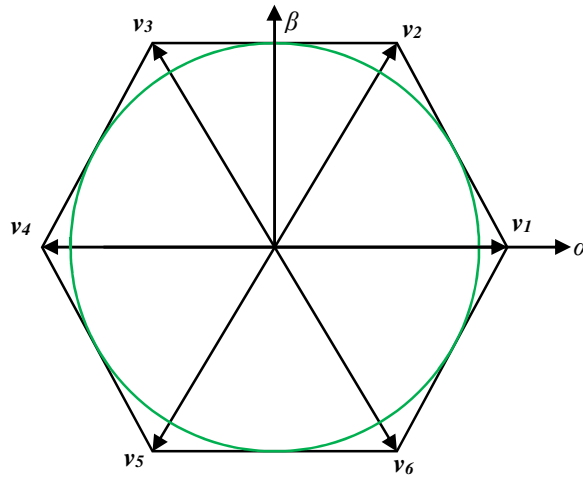


Figure. 4.23 : Représentation vectorielle des tensions de commande du redresseur à MLI deux niveaux.

4.3.2.3 Prédiction des références des puissances instantanées

Dans les stratégies MPC, l'évaluation de la fonction de coût est basée sur l'erreur future, c'est-à-dire l'erreur entre la variable prédite et la référence au prochain instant d'échantillonnage, dans notre cas $P_{ref}(k+1)$ et $Q_{ref}(k+1)$. Cela signifie que les références futures doivent être connues. En général, les références futures ne sont pas connues, elles doivent donc être estimées. Une approche très simple, basée sur l'hypothèse que la fréquence d'échantillonnage est beaucoup plus élevée que la fréquence du signal de référence, considère que la valeur future de la référence est approximativement égale à la valeur actuelle de la référence. Cette approximation entraînera un retard d'une période échantillon dans le suivi des références de puissance. Cependant, vu que la référence de la puissance réactive est fournie de l'extérieur sans passer

par une boucle de régulation, elle est souvent imposée constante, voir nulle pour le fonctionnement à facteur de puissance unitaire. L'estimation de cette référence au prochain instant d'échantillonnage est donnée par :

$$Q_{ref}(k+1) = Q_{ref}(k) \quad (4.37)$$

L'approximation présentée par (4.37) donne des résultats satisfaisants pour une référence constante. De plus, pour une éventuelle variation de la puissance réactive de référence, la prédiction ne sera incorrecte que pour le premier échantillon qui suit l'instant de la variation.

D'autre part, la référence de la puissance active est fournie par le régulateur de tension du bus continu. Elle s'ajuste donc continuellement pour éliminer l'erreur de suivi de référence de cette dernière en régime permanent. Il est alors inadmissible d'avoir un retard dans la référence prédite. L'utilisation d'une méthode d'extrapolation de la référence peut compenser ce retard. La solution proposée consiste à prédire la puissance active de référence à un pas d'échantillonnage en avance en utilisant la formule d'extrapolation de Lagrange [180], [181]. La référence future $P_{ref}(k+1)$ est alors donnée par :

$$P_{ref}(k+1) = 2P_{ref}(k) - P_{ref}(k-1) \quad (4.38)$$

4.3.2.4 Principe de sélection du vecteur de commande optimal

L'approche MPDPC est basée sur l'application d'un seul vecteur de commande optimal durant chaque période de commutation. Pour illustrer le choix du vecteur de commande à appliquer, un exemple détaillé est présenté par la figure 4.24. Ici, les puissances instantanées et leurs références sont représentées. De plus, les puissances $P_i(k+1)$ et $Q_i(k+1)$ prédites à partir de l'équation (4.33), pour chaque vecteur de commande, sont données pour une période d'échantillonnage.

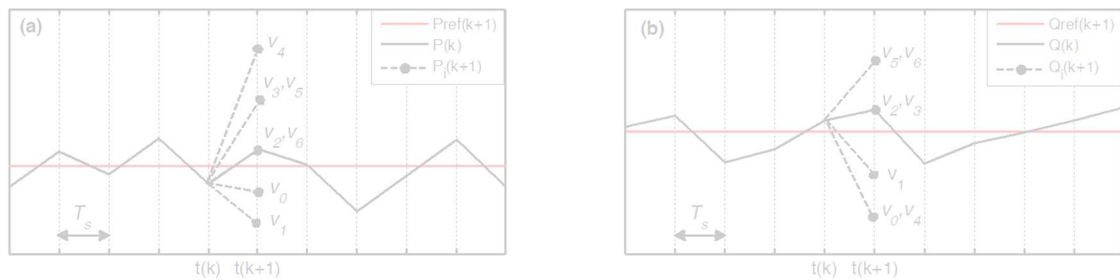


Figure 4.24 : sélection du vecteur de commande optimal ; (a) puissance active et (b) puissance réactive.

D'après la figure 4.24a, on peut voir que la puissance $P_i(k+1)$, prédite pour les deux vecteurs de commande v_2 et v_6 , est celle qui se rapproche le plus de la référence $P_{ref}(k+1)$. Ainsi, l'application de l'un des deux vecteurs v_2 ou v_6 permettra d'obtenir une erreur minimale entre la puissance active et sa référence à l'instant $t(k+1)$. D'autre part, on peut voir à partir de la figure 4.24b que l'application des vecteurs v_2 et v_3 permet d'obtenir une erreur minimale entre la puissance réactive et sa référence à l'instant $t(k+1)$. Dans cet exemple, il est évident que le vecteur de commande optimal, qui minimise la fonction de coût g_i , est le vecteur v_2 .

D'une manière générale, le vecteur de commande optimal à appliquer durant la période de commutation $[kT_s, (k+1)T_s]$, doit correspondre aux valeurs des puissances $P_i(k+1)$ et $Q_i(k+1)$ les

plus proches des valeurs de références, $P_{ref}(k+1)$ et $Q_{ref}(k+1)$, souhaitée. Alors, la fonction de coût, donné par (4.34), à optimiser consiste à chercher la distance la plus petite entre les points $(P_{ref}(k+1), Q_{ref}(k+1))$ et les points $(P_i(k+1), Q_i(k+1))$. Lorsque la fonction de coût est minimale pour un vecteur de commande donnée, cela signifie que l'application de ce dernier permet d'avoir des puissances de sortie très proches des puissances de références souhaitées. Il est à noter que les deux vecteurs nuls (v_0 et v_7) provoquent la même variation. Alors seul le vecteur v_0 sera pris en compte dans cette optimisation.

La figure 4.25 présente le schéma bloc de la MPDPC conventionnelle. Cette stratégie de commande appliquée au redresseur triphasé deux niveaux, nécessite $7 \times$ la prédiction des puissances (équation (4.33)) et $7 \times$ le calcul de la fonction de coût (équation (4.34)), ce qui correspond aux 7 vecteurs de commande $v_{\alpha\beta i}$. Afin de réduire le nombre de calculs nécessaire à l'implémentation de la MPDPC, nous allons proposer une stratégie simplifiée dans la section suivante.

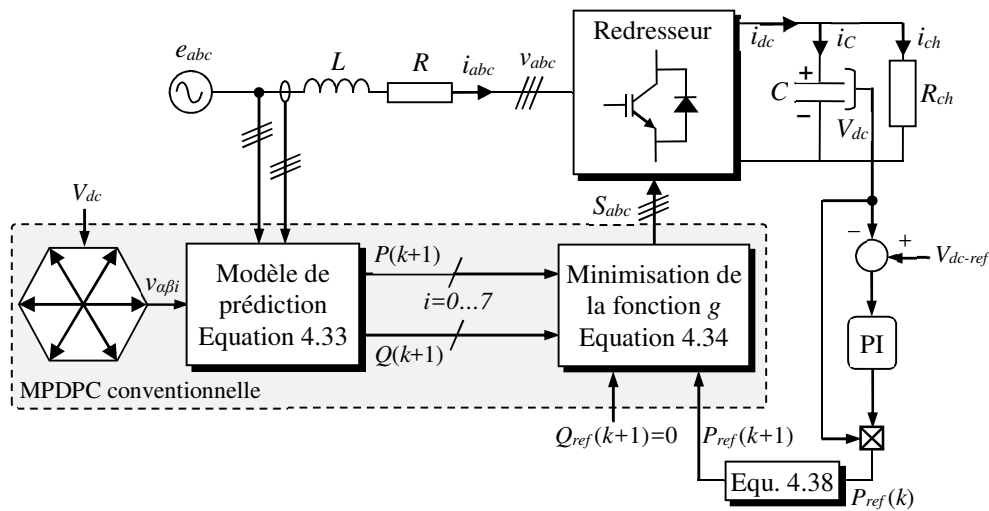


Figure 4.25 : Schéma bloc de la commande MPDPC conventionnelle.

4.3.3 MPDPC simplifiée

Afin de réduire le nombre d'équations à manipuler, nous allons proposer une stratégie MPDPC simplifiée. Pour ce faire, nous nous sommes inspirés des travaux de [167], [182]. En effet, dans notre travail nous avons adapté et étendu l'idée de la commande prédictive des courants présentée dans [167], pour la commande prédictive des puissances du redresseur à MLI. Dans cette méthode, au lieu d'utiliser la prédiction des puissances instantanées à l'instant $k+1$, qui nécessite le calcul de $P_i(k+1)$ et $Q_i(k+1)$ pour chacun des 7 vecteurs de commande, nous allons directement calculer le vecteur de tension $v_{\alpha\beta}(k)$ qui sera appliqué à l'entrée du redresseur. Un seul calcul est alors nécessaire.

L'expression de $v_{\alpha\beta}(k)$ peut être aisément déduite en procédant de la manière suivante. En remplaçant la puissance apparente prédite $S(k+1)$ par la référence prédite $S_{ref}(k+1)$ dans l'expression (4.31) et en réarrangeant cette dernière, on obtient :

$$(4.39)$$

En séparant les composantes réelle et imaginaire dans l'expression (4.39), nous obtenons la forme matricielle présentée ci-dessous :

$$(4.40)$$

L'expression (4.40), indique que les puissances $P(k+1)$ et $Q(k+1)$ seront exactement égales à leurs références $P_{ref}(k+1)$ et $Q_{ref}(k+1)$ à l'instant $k+1$ si le vecteur de commande $v_{\alpha\beta i}$ appliqué à l'instant k est proche du vecteur de tensions $v_{\alpha\beta}(k)$ calculé à partir de (4.40). Pour garantir que cette condition soit satisfaite, nous allons présenter une nouvelle fonction de coût.

$$g_i = |v_\alpha(k) - v_{\alpha i}(k)| + |v_\beta(k) - v_{\beta i}(k)| \quad (4.41)$$

Grâce à cette nouvelle approche, un seul calcul est nécessaire pour déterminer le vecteur de référence $v_{\alpha\beta}(k)$ souhaité. Ensuite, l'évaluation de la fonction g_i pour chacun des vecteurs de commande (v_0, v_1, \dots, v_6) permettra de trouver le vecteur de commande optimal à appliquer (le vecteur de commande $v_{\alpha\beta i}$ le plus proche de $v_{\alpha\beta}$).

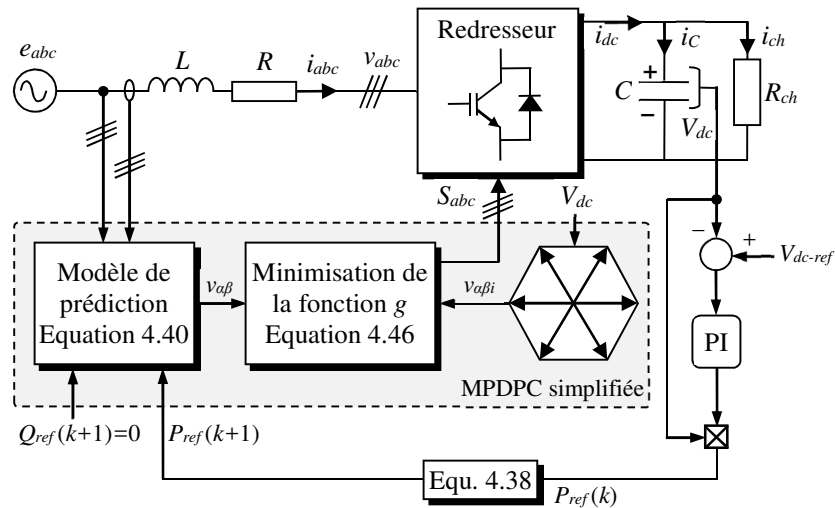


Figure 4.26 : Schéma bloc de la commande MPDPC simplifiée.

La nouvelle stratégie représentée par (4.40) et (4.41) permet une réduction importante de la charge de calcul tout en assurant des performances équivalentes à la MPDPC conventionnelle. Ceci sera vérifié par simulation dans la section suivante.

4.3.4 Résultats de comparaison entre MPDPC conventionnelle et MPDPC simplifiée

Pour évaluer les performances de la MPDPC simplifiée, nous allons la comparer à la MPDPC conventionnelle. Pour ce faire, les deux commandes sont simulées sous les mêmes conditions. Les paramètres utilisés pour la simulation sont donnés par le tableau 4.1. Les résultats de la figure 4.27 sont obtenus pour des tensions d'alimentation de forme d'onde purement sinusoïdale. Durant la simulation, la puissance réactive Q est maintenue nulle, afin d'assurer un

fonctionnement à facteur de puissance unitaire. En vue de comparer les performances des boucles internes, la boucle externe de régulation de la tension du bus continu n'a pas été implémentée. Ainsi, la puissance de référence est imposée de l'extérieur. Durant ce test, P_{ref} est fixé à 600 W puis un échelon de 300 W est appliqué (P_{ref} passe de 600 W à 1000 W).

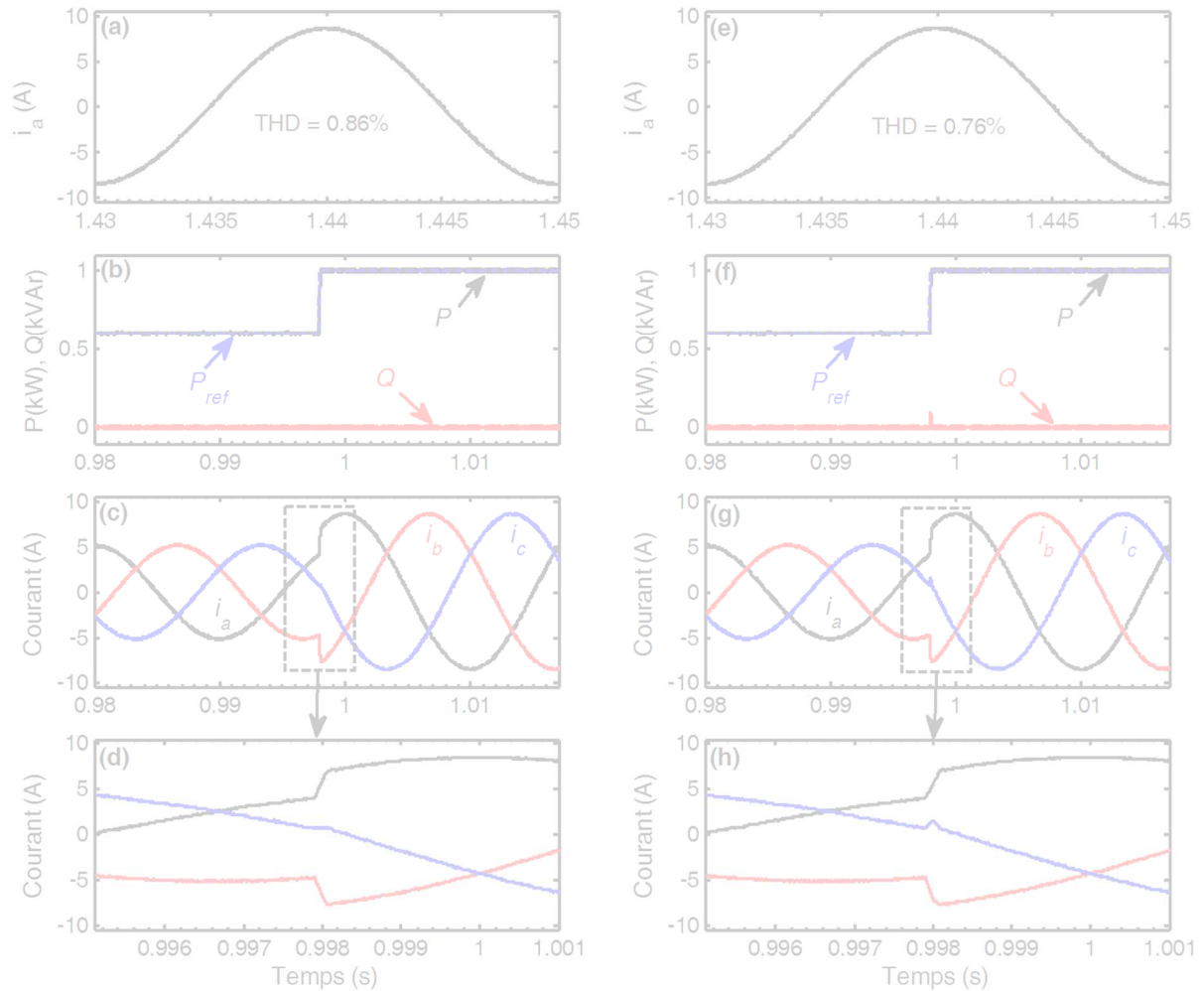


Figure 4.27 : Test de comparaison ; (a)–(d) MPDPC conventionnelle, (e)–(h) MPDPC simplifiée.

La figure 4.27 montre les résultats de simulation comparative entre la MPDPC conventionnelle et la MPDPC simplifiée. Les figures 4.27a et 4.27e montrent que, pour chaque une des deux méthodes, les formes d'onde du courant obtenu en régime permanent sont similaires, avec un THD inférieur à 1%.

Les résultats présentés sur la figure 4.27f montrent que la stratégie développée permet d'obtenir un bon contrôle des puissances active et réactive. En effet, lors de l'application d'un échelon à la référence de la puissance active (P_{ref} varie de 600 à 1000), nous notons que la puissance active suit sa nouvelle référence avec une bonne précision et que la puissance réactive est maintenue nulle durant ce transitoire. Ces résultats sont comparables à ceux obtenus par la MPDPC conventionnelle (figure 4.27b). D'après les figures 4.27c et 4.27g, on peut voir que les réponses transitoires des deux algorithmes sont similaires. Ici l'amplitude des courants passe de 5 à 8.5 A. Le temps de réponse est très faible (figures 4.27d, 4.27h).

4.3.5 Techniques de commande prédictive avec estimation du flux virtuel

En se basant sur la MPDPC simplifiée, qui a été proposée dans la section 4.3.3 ainsi que l'estimateur du flux virtuel présenté à la section 4.2.3, deux algorithmes de commande prédictive sans capteurs de tensions seront développés dans la suite de ce travail :

- VF-MPDPC à fréquence de commutation variable, basée sur le principe de commande prédictive à modèle de référence.
- VF-PDPC à fréquence de commutation fixe, développée au sens de la commande prédictive à réponse pile (*Deadbeat control*).

Afin d'éliminer les capteurs de tension du réseau utilisés dans la commande MPDPC conventionnelle, il faut écrire la relation entre le flux virtuel estimé et la tension du réseau. En nous basant sur le principe du flux virtuel présenté à la section 4.2 et en considérant les tensions du réseau sinusoïdales et équilibrées, nous pouvons écrire l'équation du flux dans le repère stationnaire comme suite [70] :

$$\begin{cases} \psi_\alpha = \frac{e_b}{\omega} \\ \psi_\beta = -\frac{e_\alpha}{\omega} \end{cases} \quad (4.42)$$

En réarrangeant l'équation (4.42), on obtient les relations suivantes :

$$e_\alpha = -\omega\psi_\beta \quad (4.43)$$

$$e_\beta = \omega\psi_\alpha \quad (4.44)$$

4.3.5.1 VF-MPDPC

Afin de compenser la charge de calcul additionnelle engendré par l'estimateur du flux virtuel, nous allons exploiter la MPDPC simplifiée pour réaliser un schéma de commande sans capteurs de tensions du redresseur à MLI.

En remplaçant (4.43), (4.44) dans le système (4.40), nous obtenons le modèle à temps discret basé sur les flux. Ce modèle peut être exprimé comme suit :

$$(4.45)$$

Pour implémenter la stratégie de commande représentée par l'équation (4.45), nous allons utiliser la fonction de coût donnée ci-dessous :

$$g_i = |v_\alpha(k) - v_{\alpha i}(k)| + |v_\beta(k) - v_{\beta i}(k)| \quad (4.46)$$

L'utilisation de la fonction de coût g_i défini par (4.46) permet de sélectionner un seul vecteur de commande optimale $v_{\alpha\beta i}$ à appliquer durant chaque période de commutation. Ce qui implique que cette période est variable. Le schéma de la commande VF-MPDPC est représenté par la figure 4.28.

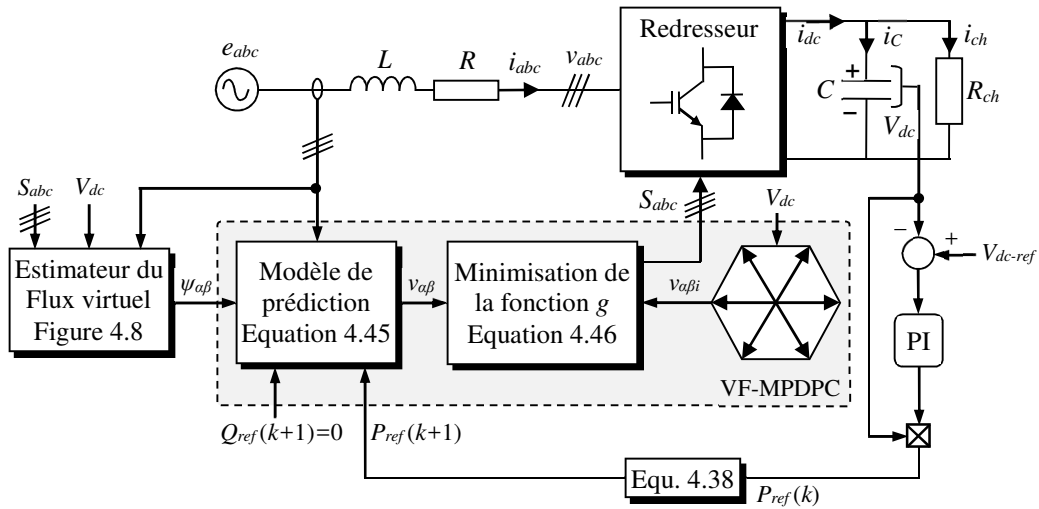


Figure 4.28 : Schéma bloc de la commande VF-MPDPC.

Dans la section suivante nous allons proposer une commande prédictive à réponse pile, qui consiste à calculer le vecteur de commande moyen à appliquer durant chaque période d'échantillonnage, ce qui permet un fonctionnement à fréquence de commutation constante.

4.3.5.2 VF-PDPC

La commande à réponse pile ou Deadbeat est connue pour sa simplicité de mise en œuvre et sa rapidité en régime dynamique. A partir de l'équation (4.40), il est très simple de trouver une analogie entre la MPDPC simplifiée que nous avons développée et la commande Deadbeat. Cette dernière consiste à contrôler les interrupteurs à IGBT du redresseur à MLI afin d'annuler les erreurs de suivi de références des puissances active et réactive à chaque instant d'échantillonnage. Ceci peut être représenté par l'écriture suivante :

$$\begin{cases} P(k+1) = P_{ref}(k+1) \\ Q(k+1) = Q_{ref}(k+1) \end{cases} \quad (4.47)$$

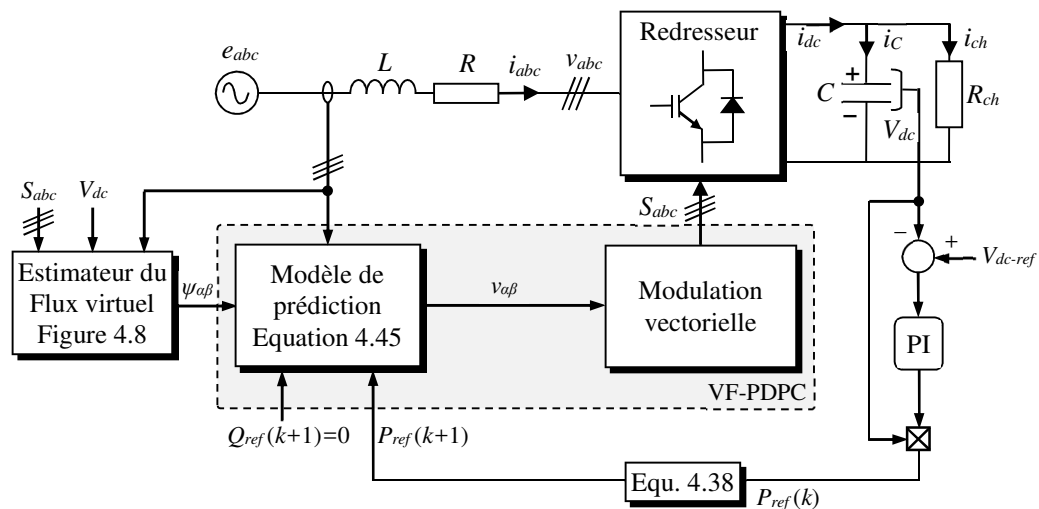


Figure 4.29 : Schéma bloc de la VF-PDPC.

Le vecteur de commande moyen $v_{\alpha\beta}$ à appliquer est alors donné par l'équation (4.40). Dans le cas de la MPDPC simplifiée ce vecteur est évalué grâce à une fonction de coût, qui permet de choisir le vecteur de commande $v_{\alpha\beta i}$ optimal à appliquer, parmi les sept possibles. Par contre, dans le cas de la commande Deadbeat proposée, le vecteur de commande moyen est reproduit par un bloc de modulation vectorielle. En effet, au début de chaque période de commutation, le vecteur de commande moyen calculé est reconstitué en effectuant une moyenne temporelle qui résulte de la combinaison linéaire des deux vecteurs adjacents correspondant à deux états de commutation du redresseur à MLI. Ce qui fait que les interrupteurs du redresseur sont commandés avec une fréquence de commutation constante dans cette approche prédictive.

Pour réaliser la commande prédictive à réponse pile tout en éliminant les capteurs de tensions du réseau, nous allons directement implémenter l'équation (4.45) en utilisant la technique de modulation vectorielle. La stratégie VF-PDPC ainsi obtenue est illustrée par la figure 4.29.

4.3.6 Etude comparative

Nous comparons dans cette section les deux approches de commande directe de puissance prédictive proposées (VF-MPDPC basée sur un modèle de référence et VF-PDPC à réponse pile), à la DPC classique [26] utilisant une table de commutation prédéfinie et à la MPDPC conventionnelle [40]. Les quatre stratégies de commande sont simulées sous les mêmes conditions. Les paramètres utilisés pour la simulation sont donnés par le tableau 4.1. Durant la simulation, la puissance réactive Q est maintenue à une valeur nulle, afin d'assurer un fonctionnement à facteur de puissance unitaire et la tension V_{dc} est régulée à 220 V. Les simulations sont réalisées dans différentes conditions de fonctionnement telles que : un fonctionnement en régime permanent pour des tensions du réseau idéales, une variation de la charge et un fonctionnement sous des tensions du réseau déformées.

4.3.6.1 Fonctionnement en régime permanent

Les figures 4.30–4.32 présentent les résultats de comparaison obtenus en régime permanent pour des tensions du réseau idéales. Durant ce test R_{ch} est fixé à 60Ω .

D'après les figures 4.30a, 4.30c et 4.30d, il est clair que les trois stratégies de commande prédictives permettent une absorption de courant quasi sinusoïdale. Les taux de distorsion harmonique sont de 0.92%, 0.97% et 1.16%, respectivement, pour la MPDPC conventionnelle, la VF-MPDPC et la VF-PDPC. La forme d'onde du courant absorbé dans le cas de la DPC classique, illustrée par la figure 4.30b, est distordue et possède un taux de distorsion harmonique conséquent et inadmissible (THD = 7.89%). La distorsion du courant et dans une moindre mesure de la tension V_{dc} (figure 4.32b) sont dues au mauvais contrôle des deux puissances instantanées active et réactive, qui sont représentées par la figure 4.31b. Dans ce cas, le vecteur de commande obtenu à partir de la table de commutation prédéfinie n'est pas optimal et ne permet pas de commander simultanément les puissances active et réactive. D'autre part, on peut voir que les trois stratégies de commande prédictives présentent de très bonnes performances. Les puissances active et réactive sont constantes. Il est clair dans ce cas que le contrôle simultané des puissances active et réactive est réalisé de manière satisfaisante. La tension du bus continue est maintenue à sa valeur de référence (220 V), comme illustrée par les figures 4.31, 4.32.

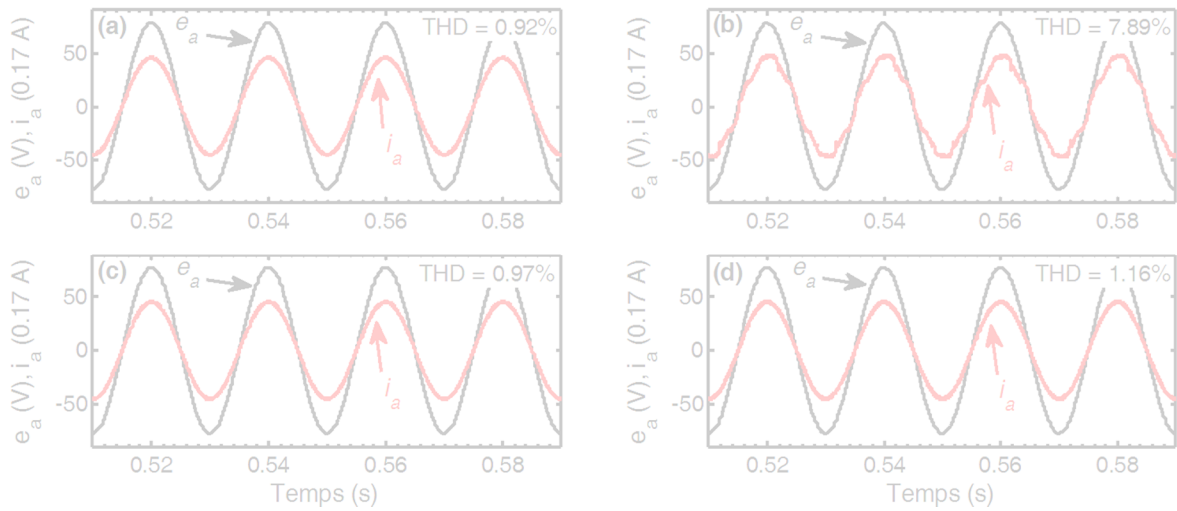


Figure 4.30 : Tension e_a et courant i_a en régime permanent ; (a) MPDPC conventionnelle, (b) DPC classique, (c) VF-MPDPC proposée et (d) VF-PDPC proposée.

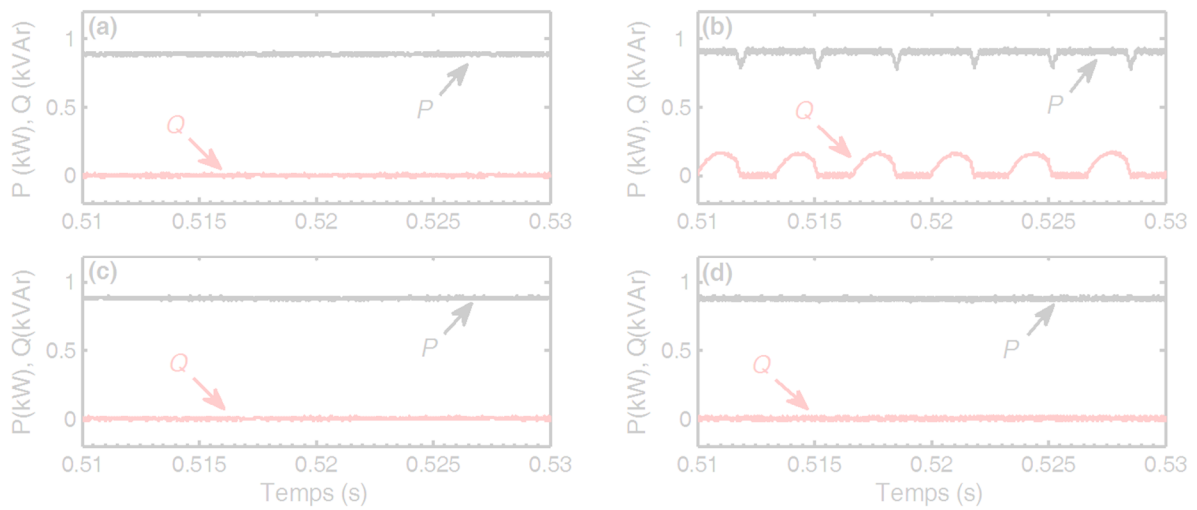


Figure 4.31 : Puissances active et réactive en régime permanent ; (a) MPDPC conventionnelle, (b) DPC classique, (c) VF-MPDPC proposée et (d) VF-PDPC proposée.

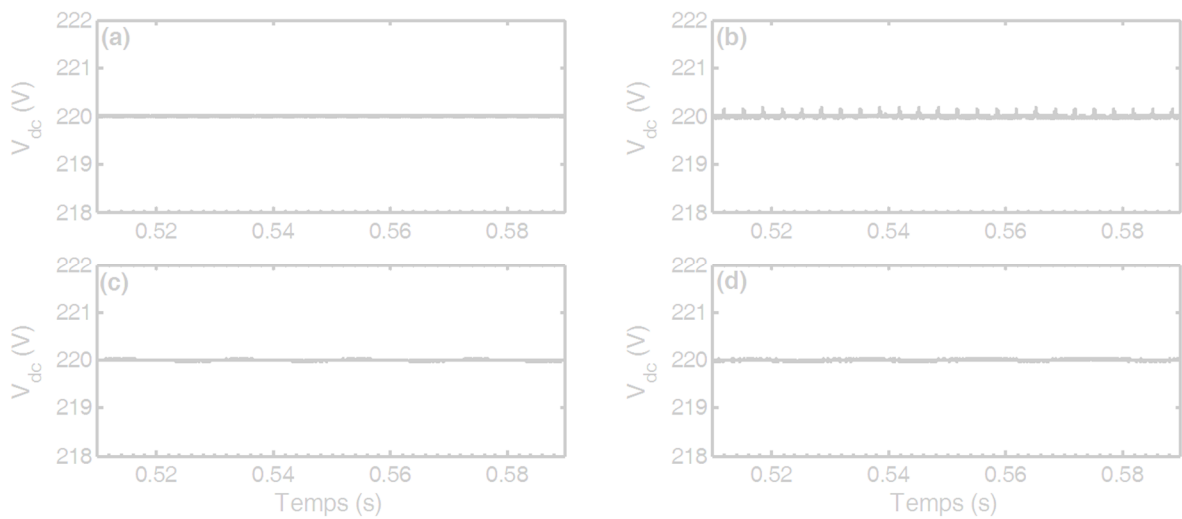


Figure 4.32 : Tension du bus continu en régime permanent ; (a) MPDPC conventionnelle, (b) DPC classique, (c) VF-MPDPC proposée et (d) VF-PDPC proposée.

4.3.6.2 Fonctionnement pour des tensions du réseau distordues

Dans cette simulation, R_{ch} est fixé à 60Ω , V_{dc-ref} est maintenue à 220 V et les tensions du réseau contiennent les composantes harmoniques d'ordre 5 et 7 (10% du 5^{ème} harmonique et 10% du 7^{ème} harmonique).

Comme on peut le voir sur les figures 4.33a et 4.33b, le courant absorbé est excessivement distordu avec un THD de 14.74 % et 13.63 % dans le cas de la MPDPC conventionnelle et de la DPC classique, respectivement. Ce qui est supérieur à la recommandation [4] fixant la limite du THD du courant à 5%. L'utilisation des stratégies de commande proposées assure l'absorption d'un courant de forme d'onde quasi sinusoïdale, avec un THD, respectivement, de 1.21 % et 1.31% pour la VF-MPDPC et la VF-PDPC proposées. Ces valeurs sont le résultat de l'utilisation de l'estimateur de flux virtuel neuronal au lieu de la mesure des tensions du réseau. Car l'estimateur proposé permet d'estimer uniquement le fondamental du flux virtuel. Ainsi, les harmoniques présents dans les tensions du réseau sont largement atténués.

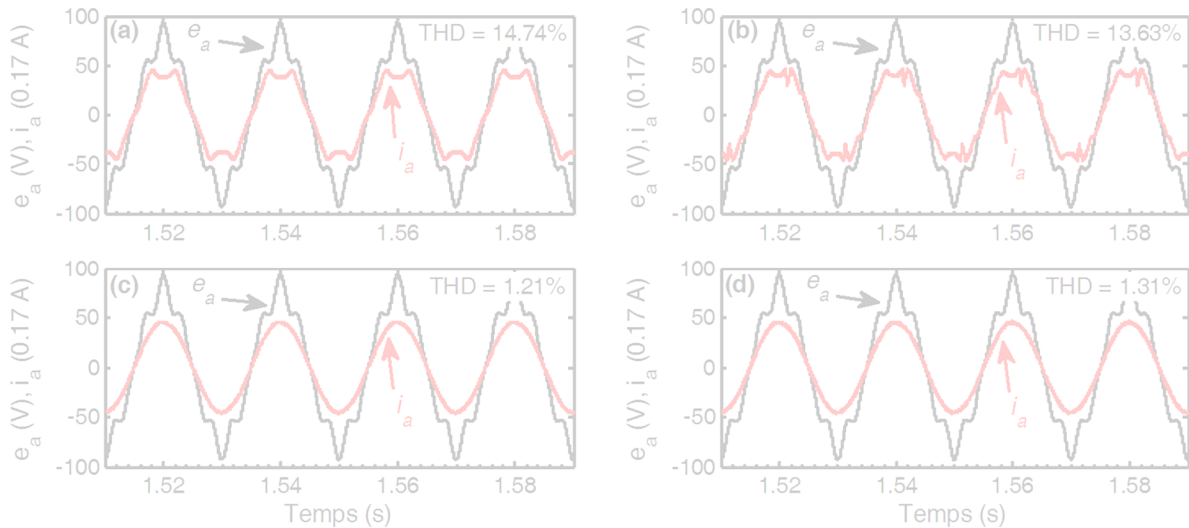


Figure 4.33 : Tension e_a et courant i_a pour des tensions du réseau distordues ; (a) MPDPC conventionnelle, (b) DPC classique, (c) VF-MPDPC proposée et (d) VF-PDPC proposée.

4.3.6.3 Variation de la charge

Durant ce test, une variation de 30% est appliquée sur R_{ch} qui varie de 60 à 42Ω à $t = 0.7$ s, puis revient à 60Ω à $t = 0.9$ s. La tension V_{dc-ref} est maintenue constante à 220 V.

Les figures 4.34a et 4.34b présentent le courant i_a et la tension e_a durant la variation de la charge. On peut voir que le courant i_a passe de 7.5 à 12 A. De plus, le courant et la tension restent en phase. Le fonctionnement à facteur de puissance unitaire est maintenu même durant les transitoires. Ceci est confirmé par les résultats des figures 4.34c et 4.34d. On peut voir ici que la puissance réactive est maintenue à une valeur nulle, quelle que soit la variation que subit la puissance active. Il est donc clair que les deux stratégies de commande prédictives proposées réalisent un découplage parfait entre puissances active et réactive.

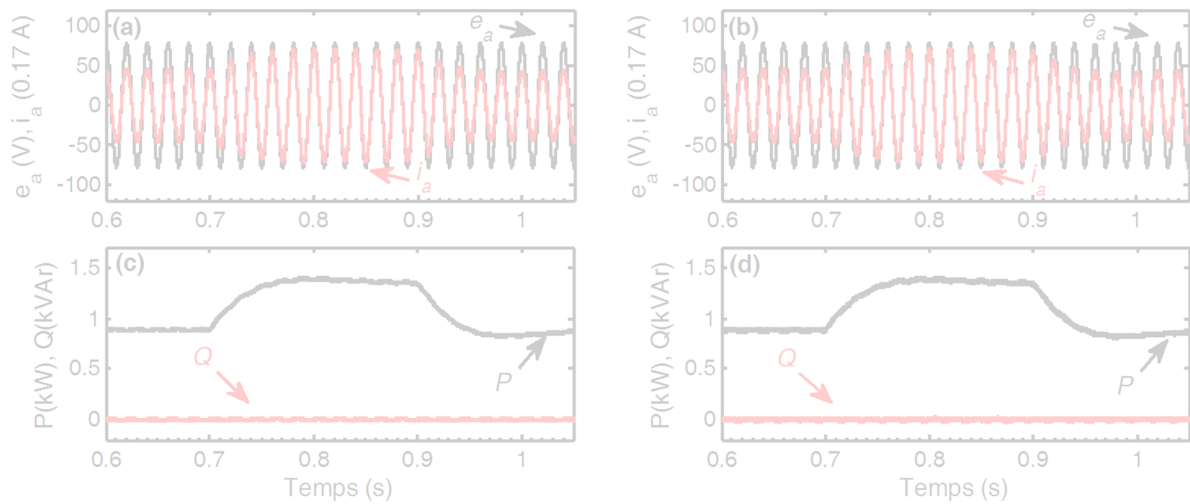


Figure 4.34 : Variation de la charge ; (a), (b) tension e_a et courant i_a avec VF-MPDPC et VF-PDPC, respectivement, et (c), (d) puissances active et réactive avec VF-MPDPC et VF-PDPC, respectivement.

4.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposé une combinaison entre le principe de commande prédictive et celui d'estimation du flux virtuel. A cet effet, deux stratégies de commande directe de puissance prédictives ont été développées. Ces dernières permettent une commande du redresseur à MLI sans capteurs de tensions côté réseau. Le travail a été divisé en deux étapes essentielles.

En premier lieu, un nouvel estimateur du flux virtuel, basé sur un filtre neuronal de type ADALINE, a été proposé pour supprimer la mesure des tensions du réseau. L'algorithme proposé permet une estimation simple, robuste et fiable du flux virtuel. Les performances dynamiques de l'estimateur proposé ont été comparées à celles obtenues avec d'autres stratégies basées sur l'estimation du flux (FPB du 1^{er} ordre, FPB adaptatif et filtre coupe-bande neuronal). Trois essais de simulation sous Matlab/Simulink ont été effectués ; un test de démarrage sans initialisation ; une chute triphasée symétrique et un test d'alimentation avec des tensions distordues. L'estimateur proposé s'est révélé être plus performant par rapport aux autres estimateurs étudiés. En effet, il assure une estimation très rapide. En outre, il n'est pas affecté par la pollution harmonique des tensions du réseau.

En second lieu, en se basant sur la stratégie MPDPC conventionnelle, une stratégie de commande prédictive simplifiée, qui permet une réduction de la charge de calcul, a été proposée. Cette dernière a par la suite été combinée avec le nouvel estimateur du flux virtuel que nous avons développé. Ainsi, deux stratégies de commande prédictive directe de puissance sans capteurs de tensions ont été proposées. La première, VF-MPDPC, est basée sur le concept de la commande prédictive à modèle de référence. Où l'évaluation d'une fonction de coût permet la sélection du vecteur de commande optimal qui doit être appliqué durant chaque période de commutation. La seconde, VF-PDPC, est élaborée au sens de la technique de commande Dead-beat ou réponse pile. Elle consiste à calculer, au début de chaque période de commutation, le vecteur de commande moyen à appliquer durant cette période, via la modulation vectorielle. Contrairement à la première approche qui est à fréquence de commutation variable, la seconde

est à fréquence de commutation fixe, grâce à l'utilisation d'un bloc de modulation. Les deux stratégies proposées ont été comparées à la MPDPC conventionnelle et à la DPC classique avec table de commutations prédéfinie. Les résultats de simulation obtenus en régime permanent ont montré que les deux approches prédictives développées présentaient des performances similaires à celles de la MPDPC conventionnelle. De plus, les deux stratégies proposées ont démontré leur supériorité par rapport à la MPDPC conventionnelle et la DPC classique dans le cas d'un réseau pollué.

Conclusion générale

Contribution et bilan de la thèse

Le travail présenté dans cette thèse s'inscrit dans le cadre de l'amélioration des performances du redresseur MLI connecté au réseau. Nous avons exploité les techniques d'intelligence artificielle basées sur les réseaux de neurones linéaires pour l'identification et la commande sans capteurs du redresseur à MLI.

Dans le premier chapitre, après avoir proposé un état de l'art sur la commande du redresseur à MLI ainsi que les contraintes spécifiques au redresseur connecté au réseau, nous avons introduit les techniques neuronales. Puis, nous avons étudié en détail les deux algorithmes d'apprentissage qui ont été exploités dans la suite de notre travail. Ces algorithmes ont l'avantage d'être puissants et simples à mettre en œuvre.

Le second chapitre a été consacré à la commande vectorielle adaptative du redresseur à MLI. Pour élaborer cette stratégie, nous avons développé une méthode à base de réseaux ADALINE pour l'identification de la résistance et l'inductance équivalentes du redresseur. Les valeurs identifiées comprennent les paramètres du filtre d'entrée, la résistance associée aux pertes Joule et l'impédance vue au point de connexion au réseau. Les paramètres équivalents identifiés à partir des poids de l'ADALINE sont utilisés pour réaliser une adaptation en temps réel des termes de découplage et des gains des régulateurs de courant. La commande vectorielle ainsi obtenue a l'avantage d'être très simple à mettre en œuvre. Par la suite, des tests expérimentaux ont été menés. Les résultats obtenus ont démontré la robustesse de la commande proposée en cas de variation de l'inductance et de la résistance du filtre d'entrée.

Dans le but d'améliorer la structure du système étudié, la commande sans capteurs a été abordée dans le troisième chapitre. Deux structures d'un estimateur de tensions du réseau ont été développées. Pour des considérations pratiques, une nouvelle procédure de démarrage a aussi été proposée. La 1^{ère} structure utilise un ANN pour l'estimation des tensions du réseau et un bloc de pré-filtrage avec deux ANF pour le filtrage des grandeurs à l'entrée de l'ANN. La 2^{ème} structure est une optimisation de la première, où un seul filtre ANF est utilisé pour filtrer les tensions estimées par l'ANN. Deux stratégies commande sans capteurs ont été obtenues en insérant les estimateurs neuronaux dans un schéma de commande vectorielle. Des tests expé-

rimentaux ont été menés pour valider les techniques proposées. Les résultats obtenus ont prouvé l'efficacité de la procédure de démarrage utilisée ainsi que les très bonnes performances des deux estimateurs proposés, pour différentes conditions de fonctionnement.

Le quatrième chapitre est dédié à la commande directe de puissance du redresseur à MLI avec estimation du flux virtuel. Les techniques proposées ont l'avantage de ne pas utiliser de capteurs de tension du réseau tout en offrant de très bonnes performances dynamiques. Tout d'abord, un nouvel estimateur du flux virtuel, exploitant la propriété de filtrage du réseau ADALINE, a été développé. Les résultats de comparaison avec d'autres techniques d'estimation du flux virtuel ont démontré la supériorité de l'estimateur proposé en termes de réponse dynamique et de stabilité. Ensuite, une combinaison entre l'estimateur neuronal de flux virtuel et l'approche de commande prédictive a été explorée. Deux commandes prédictives directes de puissance avec estimation du flux virtuel ont ainsi été obtenues. La première consiste à trouver le vecteur de commande optimal à appliquer durant chaque période de commutation en évaluant une fonction de coût prédéfinie (VF-MPDPC). La seconde est basée sur l'application d'un vecteur de commande moyen durant la période d'échantillonnage par l'intermédiaire de la modulation vectorielle (VF-PDPC). Ces deux approches ont été comparées à la DPC classique et à la MPDPC conventionnelle. Les techniques proposées ont donné des résultats similaires à ceux de la MPDPC conventionnelle dans le cas idéal, avec l'avantage de ne pas nécessiter de capteurs de tension du réseau. De plus, elles ont montré des performances supérieures à celles de la DPC classique et de la MPDPC conventionnelle pour des tensions distordues.

Perspectives

Ces perspectives sont susceptibles d'apporter des contributions intéressantes dans de futurs travaux :

- Même si les stratégies de commande sans capteurs développées dans cette thèse peuvent fonctionner en régime déséquilibré, les courants absorbés côté réseau sont très déformés. Il faut alors concevoir une technique de commande adaptée au fonctionnement en régime déséquilibré. Des solutions basées sur l'utilisation des composantes symétriques ou la théorie des puissances instantanées étendue sont envisageables.
- On peut envisager l'utilisation du redresseur à MLI pour la connexion des sources d'énergies renouvelables au réseau tout en remplissant la fonction de filtre actif pour les récepteurs voisins. Il serait alors intéressant d'adapter les algorithmes développés dans cette thèse pour une telle application. Il sera alors nécessaire d'ajouter une boucle d'identification des harmoniques de courants qui pourrait elle aussi exploiter les propriétés des réseaux de neurones.

Annexe A

Matrices de transformation

A.1 Repère stationnaire

Le passage d'un système triphasé en abc à un système diphasé en $\alpha\beta$ est réalisé en utilisant les transformations de Clarke et de Concordia. Contrairement à la transformation de Concordia qui permet une conservation des puissances, la transformation de Clarke assure la conservation des amplitudes. Pour un système triphasé équilibré x_a, x_b et x_c sans neutre raccordé (Composante homopolaire nulle), où x représente un courant ou une tension, la transformation de Clarke est donnée par :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}}_{C_{\alpha\beta}} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{A.1})$$

Dans la plupart des applications industrielles, la synchronisation au réseau du convertisseur à MLI est basée sur la mesure des deux tensions composées au lieu des tensions simples. Les composantes $\alpha\beta$ des tensions triphasées seront alors calculées directement à partir de la mesure des tensions composées par le biais de la matrice suivante :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{ab} \\ x_{bc} \end{bmatrix} \quad (\text{A.2})$$

Le passage inverse, du repère $\alpha\beta$ au repère triphasé abc , s'effectue à l'aide de la matrice donnée par :

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}}_{C_{\alpha\beta}^{-1}} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{A.3})$$

A.2 Repère tournant

Afin de simplifier l'analyse et la commande des systèmes d'électronique de puissance, la transformation de Park permet le passage d'un système sinusoïdal triphasé à un système continu. Ce passage se fait du repère abc vers le repère $\alpha\beta$ puis vers le repère dq . Le repère dq forme avec le repère $\alpha\beta$ un angle appelé angle de la transformation de Park. La matrice de rotation de Park P_{dq} avec un angle de rotation θ est donnée comme suit :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}}_{P_{dq}} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{A.4})$$

Le passage inverse, du repère dq au repère triphasé $\alpha\beta$, est réalisé par la matrice suivante :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}}_{P_{dq}^{-1}} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (\text{A.5})$$

L'association de la transformation de Clark (A.1) à la transformation de Park (A.4) donne la transformation de Park-Clark, qui permet le passage direct du repère abc au repère dq , comme suite :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{A.6})$$

Le passage inverse est exprimé par :

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (\text{A.7})$$

Annexe B

Banc d'essai expérimental

B.1 Description du banc d'essai expérimental et contraintes techniques

Dans le cadre de notre travail de recherche au sein de l'équipe Energies Renouvelables du Laboratoire de Conception et Conduite des Systèmes de Production (L2CSP), nous avons réalisé le prototype d'un redresseur à MLI deux niveaux connecté au réseau, qui nous a permis de valider expérimentalement les différentes stratégies de commande développées. Le redresseur étudié est un dispositif relativement complexe de l'électronique de puissance, car il exige des aspects de supervision, de surveillance et de protection liés à la particularité d'être connecté au réseau électrique. Dans ce qui suit, nous allons présenter le cahier des charges et les différentes parties constituant le banc d'essai.

B.1.1 Cahier des charges

Vu que le prototype que nous avons réalisé a été exploité par Mesbah Koussaila dans le cadre de sa thèse (Etude du générateur asynchrone et coordination des puissances dans une ferme éolienne connectée au réseau), nous avons dû respecter le cahier des charges dont les principales caractéristiques sont résumées par le tableau B.1.

Fréquence de la MLI f_{sw} (kHz)	1 ~ 20
Valeur efficace de la tension du réseau (V)	55
Fréquence de la tension du réseau f (Hz)	50
Tension du bus continu V_{dc} (V)	220
Puissance nominale (W)	900

Tableau B.1 : Cahier des charges.

B.1.2 Structure générale du banc d'essai

La figure B.1 montre la disposition des éléments de la plateforme expérimentale utilisée pour la validation de nos algorithmes de commande, qui est constitué de :

1. Source de tension triphasée variable (50Hz, 0 ~ 400 V).
2. Transformateur d'isolation.
3. Filtre d'entrée (R, L).
4. Redresseur à MLI + filtre de sortie (Condensateur).
5. Charge résistive variable (R_{ch}).
6. Capteurs de tensions du réseau (type LV25P).
7. Capteurs de courants du réseau (type LA55P).
8. Panneau de connexion des différents signaux d'entrées/sorties (*Connector Panel*).
9. Unité de traitement (PC+dSPACE DS1104+ControlDesk+Matlab/Simulink).
10. Capteur de tension du bus continu (type LV25P).

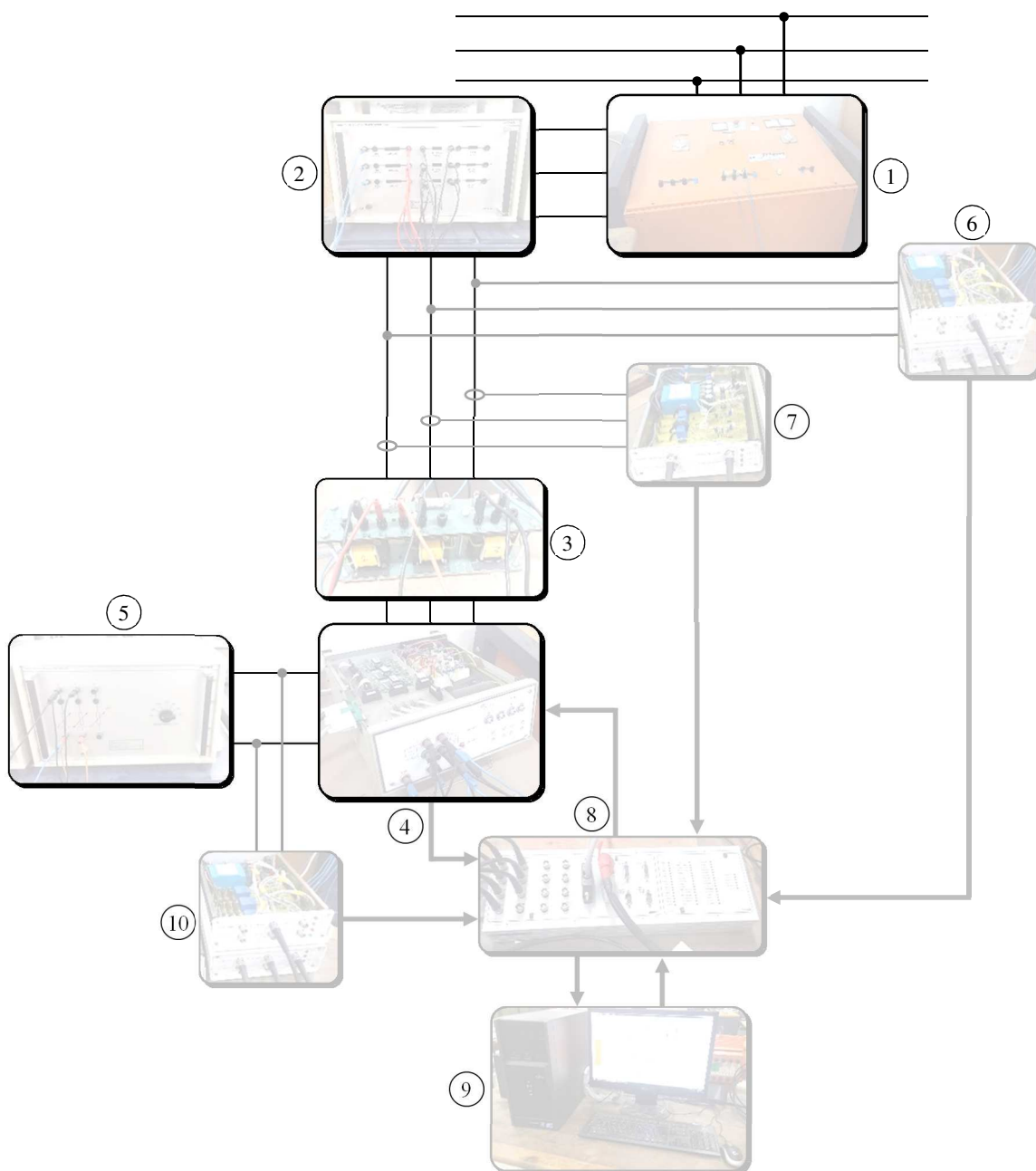


Figure B.1 : Schéma de principe de la plateforme expérimentale.

Bibliographie

- [1] R. Teodorescu, M. Liserre, P. Rodriguez, *Grid converters for photovoltaic and wind power systems*. John Wiley & Sons, 2011.
- [2] A.-R. Haitham, M. Malinowski, K. Al-Haddad, *Power electronics for renewable energy systems, transportation and industrial applications*. John Wiley & Sons, 2014.
- [3] K. T. Chau, *Electric vehicle machines and drives: design, analysis and application*. John Wiley & Sons, 2015.
- [4] IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems, IEEE Std 519-2014 (Revision of IEEE Std 519-1992), 2014.
- [5] IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems, IEEE Std 1547-2003 (Reaffirmed 26-9-2008), 2003.
- [6] M. Benadja, A. Chandra, “Adaptive sensorless control of PMSGs-based offshore wind farm and VSC-HVDC stations,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 3, no. 4, pp. 918–931, December 2015.
- [7] A. Chaoui, “Filtrage actif triphasé pour charges non linéaires,” Thèse de Doctorat, École nationale supérieure d’ingénieurs, Poitiers, Octobre 2010.
- [8] M. K. Mishra, K. Karthikeyan, “A Fast-Acting DC-Link Voltage Controller for Three-Phase DSTATCOM to Compensate AC and DC Loads,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 24, no. 4, pp. 2291–2299, October 2009.
- [9] K. J. Aaström, T. Hägglund, *PID controllers: theory, design and tuning*. Instrument Society of America, 1995.
- [10] L. Baghli, “Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques,” Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy I, Janvier 1999.
- [11] M. Cirrincione, M. Pucci, G. Vitale, *Power converters and AC electrical drives with linear neural networks*. CRC Press, 2012.
- [12] Annual Energy Outlook 2017 with projections to 2050. <https://www.eia.gov/outlooks/aeo>.
- [13] REN21–Renewables 2016 Global Status Report, Mai 2016. <http://www.ren21.net>.

-
- [14] D. Tran Khanh Viet, "Interconnexion des sources d'énergie renouvelable au réseau de distribution électrique," Thèse de Doctorat, Université du Québec à Trois-Rivières, Canada, Novembre 2009.
- [15] IEEE Application Guide for IEEE Std 1547(TM), IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems, IEEE Std 1547.2-2008, 2009.
- [16] A. Kulka, "Sensorless digital control of grid connected three phase converters for renewable sources," Thèse de Doctorat, Université norvégienne de sciences et de technologie, Trondheim, Norvège, Mars 2009.
- [17] H. P. Beck, R. Hesse, "Virtual synchronous machine," *In 9th International Conference on Electrical Power Quality and Utilisation (EPQU 2007)*, pp. 1–6, Barcelona, Spain, October 2007.
- [18] J. Rodriguez, P. Cortes, Predictive control of power converters and electrical drives. John Wiley & Sons, 2012.
- [19] S. Fernandez, "Comparaison des performances électriques d'un onduleur triphasé deux niveaux à commandes directes et indirectes connecté au réseau," Thèse de Doctorat, Université de Lille 1, Octobre 2013.
- [20] F. Blaabjerg, M. Liserre, K. Ma, "Power electronics converters for wind turbine systems," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, no. 2, pp. 708–719, March/April 2012.
- [21] J. M. Carrasco, L. G. Franquelo, J. T. Bialasiewicz, E. Galvan, R. C. PortilloGuisado, M. A. M. Prats, J. I. Leon, N. Moreno-Alfonso, "Power-electronic systems for the grid integration of renewable energy sources: A survey," *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 53, no 4, pp. 1002–1016, June 2006.
- [22] M. AIMÉ, "Evaluation et optimisation de la bande passante des convertisseurs statiques : application aux nouvelles structures multicellulaires," Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, Novembre 2003.
- [23] K. Jalili, S. Bernet, "Design of LCL filters of active-front-end two-level voltage-source converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 5, pp. 1674–1689, May 2009.
- [24] M. Liserre, F. Blaabjerg, S. Hansen, "Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier," *IEEE Transactions on industry applications*, vol. 41, no. 5, pp. 1281–1291, September/October 2005.
- [25] M. Huang, "Control Strategies for Trap Filter Interfaced Three-Phase Grid Connected Converters," Thèse de Doctorat, Université d'Aalborg, Danemark, Décembre 2015.
- [26] T. Noguchi, H. Tomiki, S. Kondo, I. Takahashi, "Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, no. 3, pp. 473–479, May/June 1998.
- [27] I. Takahashi, T. Noguchi, "A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-22, no. 5, pp. 820–827, September/October 1986.
-

-
- [28] M. Malinowski, M. Jasinski, M. P. Kazmierkowski “Simple Direct Power Control of Three-Phase PWM Rectifier Using Space Vector Modulation,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, no. 2, pp. 447–454, April 2004.
- [29] F. Blaschke, “The principle of field-orientation applied to transvector closed-loop control system for rotating field machines,” *Siemens Review*, vol. XXXIX, no. 5, pp. 217–219, 1972.
- [30] M. Kazmierkowski, L. Malesani, “Current control techniques for three-phase voltage-source pwm converters: a survey,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 45, no. 5, pp. 691–703, October 1998.
- [31] M. Malinowski, M. P. Kazmierkowski, A. M. Trzynadlowski, “A comparative study of control techniques for PWM rectifiers in AC adjustable speed drives,” *IEEE Transactions on power electronics*, vol. 18, no. 6, pp. 1390–1396, November 2003.
- [32] M. Malinowski, M. P. Kazmierkowski, S. Hansen, F. Blaabjerg, G. D. Marques, “Virtual-flux-based direct power control of three-phase PWM rectifiers,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, no. 4, pp. 1019–1027, July/August 2001.
- [33] L. A. Serpa, S. Ponnaluri, P. M. Barbosa, J. W. Kolar, “A modified direct power control strategy allowing the connection of three-phase inverters to the grid through LCL filters,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 43, no. 5, pp. 1388–1400, September/October 2007.
- [34] L. A. Serpa, S. D. Round, J. W. Kolar, “A virtual-flux decoupling hysteresis current controller for mains connected inverter systems,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 5, pp. 1766–1777, September 2007.
- [35] M. Malinowski, S. Bernet, “A simple voltage sensorless active damping scheme for three-phase PWM converters with LCL filter,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 4, pp. 1976–1880, April 2008.
- [36] J. H. Kim, S. T. Jou, D. K. Choi, K. B. Lee, “Direct power control of three-phase boost rectifiers by using a sliding-mode scheme,” *Journal of Power Electronics*, vol. 13, no. 6, pp. 1000–1007, November 2013.
- [37] J. Korelic, K. Jezernik, “Predictive variable-structure system control of unity power factor rectifiers,” *IET Power Electronics*, vol. 6, no. 8, pp. 1608–1617, September 2013.
- [38] D. Ould Abdeslam, P. Wira, J. Mercklé, D. Flieller, Y.-A. Chapuis, “A unified artificial neural network architecture for active power filters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 1, pp. 61–76, February 2007.
- [39] N. K. Nguyen, “Approche neuromimétique pour l’identification et la commande des systèmes électriques : Application au filtrage actif et aux actionneurs synchrones,” Thèse de Doctorat, Université de Haute Alsace, Décembre 2010.
- [40] P. Cortés, J. Rodriguez, P. Antoniewicz, M. Kazmierkowski, “Direct power control of an AFE using predictive control,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 5, pp. 2516–2523, September 2008.
- [41] Z. Zhang, F. Wang, T. Sun, J. Rodriguez, R. Kennel, “FPGA-based experimental investigation of a quasi-centralized model predictive control for back-to-back converters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 1, pp. 662–674, January 2016.
-

-
- [42] V. Kaura, V. Blasko, “Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, no.1, pp. 58–63, January/February 1997.
- [43] M. Malinowski, G. Marques, M. Cichowlas, M. P. Kazmierkowski, “New direct power control of three-phase PWM boost rectifiers under distorted and imbalanced line voltage conditions,” *In IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE '03)*, pp. 438–443, June 2003.
- [44] A. Woinowsky-Krieger, “Adaptive Phase Synchronization Techniques for Unbalanced and Distorted Three-Phase Voltage System,” Thèse de Doctorat, Université de l’Alberta, Canada, Automne 2010.
- [45] P. Rodriguez, A. Luna, R. S. Munoz-Aguilar, I. Etxeberria-Otadui, R. Teodorescu, F. Blaabjerg, “A stationary reference frame grid synchronization system for three-phase grid-connected power converters under adverse grid conditions,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no 1, pp. 99–112, January 2012.
- [46] S. Golestan, E. Ebrahimzadeh, J. Guerrero, J. C. Vasquez, F. Blaabjerg, “An Adaptive Least-Error Squares Filter-Based Phase-Locked Loop for Synchronization and Signal Decomposition Purposes,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 1, pp. 336–346, January 2017.
- [47] P. Rodriguez, J. Pou, J. Bergas, J. I. Candela, R. P. Burgos, D. Boroyevich, “Decoupled double synchronous reference frame PLL for power converters control,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 2, pp. 584–592, March 2007.
- [48] P. Rodríguez, A. Luna, I. Candela, R. Mujal, R. Teodorescu, F. Blaabjerg, “Multiresonant frequency-locked loop for grid synchronization of power converters under distorted grid conditions,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 1, pp. 127–138, January 2011.
- [49] A. Edpuganti, A. K. Rathore, “A survey of low switching frequency modulation techniques for medium-voltage multilevel converters,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, no. 5, pp. 4212–4228, September/October 2015.
- [50] J. Holtz, “Pulse width modulation - a survey,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 39, no. 5, pp. 410–420, October 1992.
- [51] R. M. Milasi, A. F. Lynch, Y. W. Li, “Adaptive vector control for voltage source converters,” *IET Control Theory & Applications*, vol. 7, no. 8, pp. 1110–1119, May 2013.
- [52] Y. A.-R. I. Mohamed, E. F. El-Saadany, “A control scheme for PWM voltage-source distributed-generation inverters for fast load-voltage regulation and effective mitigation of unbalanced voltage disturbances,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 5, pp. 2072–2084, May 2008.
- [53] H. Gaztanaga Arantzamendi, “Etude de structures d’intégration des systèmes de génération décentralisée : Application aux microréseaux,” Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, Décembre 2006.
- [54] Y. A.-R. I. Mohamed, “New control algorithms for the distributed generation interface in grid-connected and micro-grid systems,” Thèse de Doctorat, Université de Waterloo, Canada, Novembre 2008.
-

-
- [55] G. Abad, J. Lopez, M. Rodríguez, L. Marroyo, G. Iwanski, *Doubly fed induction machine: modeling and control for wind energy generation*. John Wiley & Sons. 2011.
- [56] D. Ould Abdeslam, “Techniques neuromimétiques pour la commande dans les systèmes électriques : application au filtrage actif parallèle dans les réseaux électriques basse tension,” Thèse de Doctorat, Université de Haute Alsace, Mulhouse, Décembre 2005.
- [57] A. Moukadem, D. Ould Abdeslam, A. Dieterlen, *Time-Frequency Domain for Segmentation and Classification of Non-stationary Signals: The Stockwell Transform Applied on Bio-signals and Electric Signals*. John Wiley & Sons, 2014.
- [58] P. Wira, “Approches neuromimétiques pour l’identification et la commande,” Habilitation à Diriger des Recherches, Université de Haute Alsace, Mulhouse, Novembre 2009.
- [59] D. Ould Abdeslam, “Contribution aux techniques avancées de traitement du signal pour l’identification des variations et des évènements électriques,” Habilitation à diriger des recherches, Université de Haute Alsace, Mulhouse, Décembre 2014.
- [60] B. K. Bose, “Neural network applications in power electronics and motor drives – an introduction and perspective,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 1, pp. 14–33, February 2007.
- [61] H. B. Demuth, M. H. Beale, O. De Jess, M. T. Hagan, *Neural network design 2nd edition*. Martin Hagan, 2014.
- [62] B. Widrow, S. D. Stearns, *Adaptive signal processing*. Prentice-Hall, Inc. Upper Saddle River, NJ, USA, 1985.
- [63] B. Widrow, E. Wallace, *Adaptive Inverse Control—A Signal Processing Approach*. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2008.
- [64] S. S. Haykin, *Neural networks and learning machines*. Upper Saddle River, NJ, USA: Pearson, 2009.
- [65] K. J. Astrom, B. Wittenmark, *Adaptive Control*. New York: Addison-Wesley, 1995.
- [66] S. Haykin, B. Widrow, *Least-mean-square adaptive filters*. John Wiley & Sons, 2003.
- [67] M. Zarif, M. Monfared, “Step-by-step design and tuning of VOC control loops for grid connected rectifiers,” *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 64, pp. 708–713, January 2015.
- [68] A. Vidal, A. G. Yepes, F. D. Freijedo, Ó. López, J. Malvar, J. Doval-Gandoy, “A technique to estimate the equivalent loss resistance of grid-tied converters for current control analysis and design,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 3, pp. 1747–1761, March 2015.
- [69] A. Vidal, A. G. Yepes, F. D. Freijedo, Ó. López, J. Malvar, F. Baneira, J. Doval-Gandoy, “A method for identification of the equivalent inductance and resistance in the plant model of current-controlled grid-tied converters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 12, pp. 7245–7261, December 2015.
- [70] P. Antoniewicz, M. P. Kazmierkowski, “Virtual-flux-based predictive direct power control of ac/dc converters with online inductance estimation,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 12, pp. 4381–4390, December 2008.
-

-
- [71] J. G. Norriella, J. M. Cano, G. A. Orcajo, C. H. Rojas Garcia, J. F. Pedrayes, M. F. Cabanas, M. G. Melero, "Analytic and iterative algorithms for online estimation of coupling inductance in direct power control of three-phase active rectifiers," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 11, pp. 3298–3307, November 2011.
- [72] S. Kwak, U. C. Moon, J. C. Park, "Predictive-control-based direct power control with an adaptive parameter identification technique for improved AFE performance," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 11, pp. 6178–6187, November 2014.
- [73] J. G. Norriella, J. M. Cano, G. A. Orcajo, C. H. Rojas Garcia, J. F. Pedrayes, M. F. Cabanas, M. G. Melero, "Coupling inductor fault detection and estimation in three-phase adjustable-speed drives with direct power control-based active front-end rectifiers," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 3, pp. 1955–1963, March 2015.
- [74] C. Xia, M. Wang, Z. Song, T. Liu, "Robust model predictive current control of three-phase voltage source PWM rectifier with online disturbance observation," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 8, no. 3, pp. 459–471, August 2012.
- [75] K.-J. Lee, B.-G. Park, R.-Y. Kim, D.-S. Hyun, "Robust predictive current controller based on a disturbance estimator in a three-phase grid-connected inverter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 1, pp. 276–283, January 2012.
- [76] C. Gombert, "Simulation temps-réel des dispositifs d'Electronique de Puissance dédiés aux réseaux d'énergie électrique," Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, Grenoble, Septembre 2005.
- [77] P. Antoniewicz, "Predictive control of three phase AC/DC converters," Thèse de Doctorat, École polytechnique de Varsovie, Pologne, 2009.
- [78] B. Arif, L. Tarisciotti, P. Zanchetta, J. C. Clare, M. Degano, "Grid parameter estimation using model predictive direct power control," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, no. 6, pp. 4614–4622, November/December 2015.
- [79] T. Liu, C. Xia, T. Shi, "Robust model predictive current control of grid-connected converter without alternating current voltage sensors," *IET Power Electronics*, vol. 7, no. 12, pp. 2934–2944, December 2014.
- [80] M. Cespedes, J. Sun, "Adaptive control of grid-connected inverters based on online grid impedance measurements," *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 5, no. 2, pp. 516–523, April 2014.
- [81] A. López de Heredia, Commandes avancées des systèmes dédiés à l'amélioration de la qualité de l'énergie : de la basse tension à la montée en tension, Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, Grenoble, Novembre 2006.
- [82] A. M. Gole, A. Keri, C. Nwankpa, E. W. Gunther, H. W. Dommel, I. Hassan, J. R. Marti, J. A. Martinez, K. G. Fehrle, L. Tang (Chairman), M. F. McGranaghan, O. B. Nayak, P. F. Ribeiro, R. Iravani, R. Lasseter, "Guidelines For Modeling Power Electronics In Electric Power Engineering Applications," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 12, no. 1, pp. 505–514, 1997.
- [83] E. Monmasson, Power electronic converters: PWM strategies and current control techniques. John Wiley & Sons, 2013.
- [84] B. K. Bose, *Modern Power Electronics and AC Drives*. Prentice Hall, 2002.
-

-
- [85] H. Bühler, *Réglage de systèmes d'électronique de puissance, Vol. 3*. PPUR presses polytechniques, 1999.
- [86] P. Barrade, *Électronique de puissance : méthodologie et convertisseurs élémentaires*. PPUR presses polytechniques, 2006.
- [87] E. Clarke, *Circuit analysis of AC power systems*. Wiley, 1943.
- [88] R. H. Park, "Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part I," *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, vol. 48, no. 3, pp. 716–727, July 1929.
- [89] J. L. Willems, "Budeanu's Reactive Power and Related Concepts Revisited," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 60, no. 4, pp. 1182–1186, April 2011.
- [90] A. E. Emanuel, J. A. Orr, "Fryze's power definition: Some limitations," *In 15th IEEE International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP 2012)*, pp. 518–522, Hong Kong, China, June 2012.
- [91] H. Akagi, Y. Kanazawa, A. Nabae, "Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 20, no. 3, pp. 625–630, May/June 1984.
- [92] H. Akagi, S. Ogasawara, H. Kim, "The theory of instantaneous power in three phase four wire systems: a comprehensive approach," *Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference, 34th IAS Annual Meeting*, vol. 1, pp. 431–439, Phoenix, AZ, USA, October 1999.
- [93] H. Akagi, E. H. Watanabe, M. Aredes, *Instantaneous power theory and applications to power conditioning*. John Wiley & Sons, 2007.
- [94] L. Wang, S. Chai, D. Yoo, L. Gan, K. Ng, *PID and Predictive Control of Electrical Drives and Power Converters Using MATLAB/Simulink*. John Wiley & Sons, 2015.
- [95] N. P. Quang, J.-A. Dittrich, *Vector control of three-phase AC machines*. Berlin, Heidelberg: Springer, 2015.
- [96] A. Bechouche, *Techniques avancées pour la commande des machines asynchrones : Application à la génération de l'énergie éolienne*. Editions universitaires européennes, 2016.
- [97] J. A. Suul, S. D'Arco, P. Rodríguez, M. Molinas, "Impedance-compensated grid synchronisation for extending the stability range of weak grids with voltage source converters," *IET Generation, Transmission & Distribution*, vol. 10, no. 6, pp. 1315–1326, May 2016.
- [98] J. Ögren, "PLL design for inverter grid connection: Simulations for ideal and non-ideal grid conditions," Rapport, Université d'Uppsala, Suède, July 2011.
- [99] A. Vidal, "Transient response analysis and design of current-controlled grid-tied converters," Thèse de Doctorat, Université de Vigo, Espagne, Mai 2015.
- [100] Y. A.-R. I. Mohamed, E. F. El-Saadany, "Adaptive discrete-time grid-voltage sensorless interfacing scheme for grid-connected DG-inverters based on neural-network identification and deadbeat current regulation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no 1, pp. 308–321, January 2008.
-

-
- [101] M. Liserre, R. Teodorescu, F. Blaabjerg, “Stability of photovoltaic and wind turbine grid-connected inverters for a large set of grid impedance values,” *IEEE transactions on power electronics*, vol. 21, no. 1, pp. 263–272, January 2006.
- [102] L. Yacoubi, “Contribution à l’étude, la modélisation et la commande des redresseurs triphasés non-polluants : application au convertisseur trois-niveaux à point neutre calé,” Thèse de Doctorat, École de technologie supérieure, Québec, Février 2004.
- [103] R. M. Milasi, “Adaptive and nonlinear control of a voltage source converter,” Thèse de Doctorat, Université de l’Alberta, Canada, Septembre 2012.
- [104] A. Kaddouri, “Étude d’une commande non-linéaire adaptative d’une machine synchrone à aimants permanents,” Thèse de Doctorat, Université Laval, Canada, 2000.
- [105] A. J. Arriagada, J. R. Espinoza, J. R. Rodriguez, L. A. Moran, “On-line filtering reactance identification in voltage-source three-phase active-front-end rectifiers,” *In 29th Annual Conference of the IEEE on Industrial Electronics Society (IECON '03)*, vol. 1, pp. 192–197, November 2003.
- [106] F. Huerta, S. Stýnski, S. Cóbreces, M. Malinowski, F. J. Rodríguez, “Novel control of three-phase active-front-end rectifier with compensation of unknown grid-side inductance,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 8, pp. 3275–3286, August 2011.
- [107] N. Hoffmann, F. W. Fuchs, “Minimal invasive equivalent grid impedance estimation in inductive–resistive power networks using extended kalman filter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 2, pp. 631–641, February 2014.
- [108] T. Roinila, M. Vilkkö, J. Sun, “Online grid impedance measurement using discrete-interval binary sequence injection,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 2, no. 4, pp. 985–993, December 2014.
- [109] **Ali Bechouche, Djaffar Ould Abdeslam, Hamid Seddiki, Adel Rahoui, “Estimation of equivalent inductance and resistance for adaptive control of three-phase PWM rectifiers,” *In 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON'16)*, pp. 1336–1341, Florence, Italy, October 2016.**
- [110] M. Hernandez-Gomez, R. Ortega, F. Lamnabhi-Lagarrigue, G. Escobar, “Adaptive PI stabilization of switched power converters,” *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 18, no. 3, pp. 688–698, May 2010.
- [111] T. Friedli, M. Hartmann, J. W. Kolar, “The essence of three-phase PFC rectifier systems—Parte II,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 2, pp. 543–560, February 2014.
- [112] M. B. Ketzer, C. B. Jacobina, “Sensorless control technique for PWM rectifiers with voltage disturbance rejection and adaptive power factor,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 2, pp. 1140–1151, February 2015.
- [113] H. Gholami-Khesht, M. Monfared, S. Golestan, “Low computational burden grid voltage estimation for grid connected voltage source converter-based power applications,” *IET Power Electronics*, vol. 8, no. 5, pp. 656–664, April 2015.
- [114] H. Gholami-Khesht, M. Monfared, “Novel grid voltage estimation by means of the Newton–Raphson optimisation for three-phase grid connected voltage source converters,” *IET Power Electronics*, vol. 7, no. 12, pp. 2945–2953, December 2014.
-

-
- [115] A. A. Ghodke, K. Chatterjee, “One-cycle-controlled bidirectional three-phase unity power factor ac–dc converter without having voltage sensors,” *IET Power Electronics*, vol. 5, no. 9, pp. 1944–1955, November 2012.
- [116] M. B. Ketzer, C. B. Jacobina, “Virtual flux sensorless control for shunt active power filters with quasi-resonant compensators,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 7, pp. 4818–4830, July 2016.
- [117] J. A. Suul, A. Luna, P. Rodriguez, T. Undeland, “Virtual-flux-based voltage-sensor-less power control for unbalanced grid conditions,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 9, pp. 4071–4087, September 2012.
- [118] S. G. Jorge, C. A. Busada, J. Solsona, “Low computational burden grid voltage sensorless current controller,” *IET Power Electronics*, vol. 6, no. 8, pp. 1592–1599, September 2013.
- [119] J. Kukkola, M. Hinkkanen, “State observer for grid-voltage sensorless control of a converter equipped with an LCL filter: direct discrete-time design,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 4, pp. 3133–3145, July/August 2016.
- [120] A. Mallik, A. Khaligh, “Control of a three-phase boost PFC converter using a single DC link voltage sensor,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 8, pp. 6481–6492, August 2017.
- [121] Y. Cho, K.-B. Lee, “Virtual-flux-based predictive direct power control of three-phase PWM rectifiers with fast dynamic response,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 4, pp. 3348–3359, April 2016.
- [122] J. G. Normiella, J. M. Cano, G. A. Orcajo, C. H. Rojas, J. F. Pedrayes, M. F. Cabanas, M. G. Melero, “Improving the dynamics of virtual-flux-based control of three-phase active rectifiers,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 1, pp. 177–187, January 2014.
- [123] A. M. Razali, M. A. Rahman, G. George, N. A. Rahim, “Analysis and design of new switching lookup table for virtual flux direct power control of grid-connected three-phase PWM AC–DC converter,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, no. 2, pp. 1189–1200, March/April 2015.
- [124] Z. Zhang, H. Xu, M. Xue, Z. Chen, T. Sun, R. Kennel, C. M. Hackl, “Predictive control with novel virtual-flux estimation for back-to-back power converters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 5, pp. 2823–2834, May 2015.
- [125] Y. Tao, Q. Wu, L. Wang, W. Tang, “Voltage sensorless predictive direct power control of three-phase PWM converters,” *IET Power Electronics*, vol. 9, no. 5, pp. 1009–1018, April 2016.
- [126] K. H. Ahmed, A. M. Massoud, S. J. Finney, B. W. Williams, “Sensorless current control of three-phase inverter-based distributed generation,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 24, no. 2, pp. 919–929, April 2009.
- [127] R. Guzman, L. G. de Vicuña, J. Morales, M. Castilla, J. Miret, “Model-based control for a three-phase shunt active power filter,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 7, pp. 3998–4007, July 2016.
- [128] H. Yoo, J.-H. Kim, S.-K. Sul, “Sensorless operation of a PWM rectifier for a distributed generation,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 3, pp. 1014–1018, May 2007.
-

-
- [129] H. Gholami-Khesht, M. Monfared, "Deadbeat direct power control for grid connected inverters using a full-order observer," *In 4th International Conference on Electric Power and Energy Conversion Systems (EPECS)*, pp. 1–5, Sharjah, United Arab Emirates, November 2015.
- [130] J. Kukkola, M. Hinkkanen, K. Zenger, "Observer-Based State-Space Current Controller for a Grid Converter Equipped With an LCL Filter: Analytical Method for Direct Discrete-Time Design," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, no. 5, pp. 4079–4090, September/October 2015.
- [131] Y. A.-R. I. Mohamed, E. F. El-Saadany, "A robust natural-frame-based interfacing scheme for grid-connected distributed generation inverters," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 26, no. 3, pp. 728–736, September 2011.
- [132] Y. A.-R. I. Mohamed, E. F. El-Saadany, M. M. A. Salama, "Adaptive grid-voltage sensorless control scheme for inverter-based distributed generation," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 24, no. 3, pp. 683–694, September 2009.
- [133] Adel RAHOUI, Hamid SEDDIKI, Ali BECHOUCHE, Djaffar Ould Abdeslam, "Adaptive Neural Networks for AC Voltage Sensorless Control of Three-Phase PWM Rectifiers," *International Journal of Modelling, Identification and Control*, 2017 (accepté).
- [134] Adel RAHOUI, Ali BECHOUCHE, Hamid SEDDIKI, Djaffar Ould Abdeslam, "Grid Voltages Estimation for Three-Phase PWM Rectifiers Control Without AC Voltage Sensors," *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2017. DOI : 10.1109/TPEL.2017.2669146, disponible en ligne : <http://ieeexplore.ieee.org/document/7855835/>.
- [135] M. Cirrincione, M. Pucci, G. Vitale, "A single-phase DG generation unit with shunt active power filter capability by adaptive neural filtering," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no 5, pp. 2093–2110, May 2008.
- [136] D.-C. Lee, D.-S. Lim, "AC voltage and current sensorless control of three-phase PWM rectifiers," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, no. 6, pp. 883–890, November 2002.
- [137] J.-J. Jung, E. Jung, J.-I. Ha, S.-K. Sul, "Initial voltage angle detection method of a PWM converter without any grid voltage measurement using conduction state of diodes for smooth starting," *In 7th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC)*, Harbin, China, pp. 730–734, June 2012.
- [138] I. Agirman, V. Blasko, "A novel control method of a VSC without ac line voltage sensors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, no. 2, pp. 519–524, March/April 2003.
- [139] P. Barrass, M. Cade, "PWM rectifier using indirect voltage sensing," *Proc. IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 146, no. 5, pp. 539–544, September 1999.
- [140] B. H. Kwon, J. H. Youm, J. W. Lim, "A line-voltage-sensorless synchronous rectifier," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 14, no. 5, pp. 966–972, September 1999.
- [141] H. S. Song, I. W. Joo, K. Nam, "Source voltage sensorless estimation scheme for PWM rectifiers under unbalanced conditions," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 50, no. 6, pp. 1238–1245, December 2003.
-

-
- [142] G. D. Marques, "A simple and accurate system simulation of three-phase diode rectifiers," *Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON '98)*, pp. 416–421, September 1998.
- [143] S. S. Lee, Y. E. Heng, "Optimal VF-PDPC of grid connected inverter under unbalanced and distorted grid voltages," *Electric Power Systems Research*, vol. 140, pp. 1–8, November 2016.
- [144] A. Bouafia, J.-P. Gaubert, *Techniques de Commande Prédicative et Floue du Redresseur à MLI : Redresseur à MLI de Tension à Absorption de Courant Sinusoïdal et Facteur de Puissance Unitaire*. Editions universitaires européennes, 2012.
- [145] A. Bouafia, J.-P. Gaubert, F. Krim, "Analysis and design of new switching table for direct power control of three-phase PWM rectifier," *In 13th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-EPESC 2008)*, Poznan, Poland, September 2008.
- [146] A. Bouafia, F. Krim, J.-P. Gaubert, "Fuzzy-logic-based switching state selection for direct power control of three-phase PWM rectifier," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 6, pp. 1984–1992, June 2009.
- [147] J. Huang, A. Zhang, H. Zhang, Z. Ren, J. Wang, L. Zhang, C. Zhang, "Improved direct power control for rectifier based on fuzzy sliding mode," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 22, no. 3, pp. 1174–1180, May 2014.
- [148] A. Bouafia, J.-P. Gaubert, F. Krim "Predictive direct power control of three-phase PWM rectifier using space-vector modulation (SVM)," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 1, pp. 228–236, January 2010.
- [149] W. Song, J. Ma, L. Zhou, X. Feng, "Deadbeat predictive power control of single-phase three-level neutral-point-clamped converters using space-vector modulation for electric railway traction," *IEEE Transactions on power electronics*, vol. 31, no. 1, pp. 721–732, January 2016.
- [150] J. A. Suul, A. Luna, P. Rodríguez, T. Undeland, "Voltage-sensor-less synchronization to unbalanced grids by frequency-adaptive virtual flux estimation," *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 59, no. 7, pp. 2910–2923, July 2012.
- [151] J. A. Suul, "Control of Grid Integrated Voltage Source Converters under Unbalanced Conditions: Development of an On-line Frequency-adaptive Virtual Flux-based Approach," Thèse de Doctorat, Université norvégienne de sciences et de technologie, Trondheim, Norvège, Mars 2012.
- [152] R. Pöllänen, "Converter-Flux-Based Current Control of Voltage Source PWM Rectifiers – Analysis and Implementation," Thèse de Doctorat, Université de technologie de Lappeenranta, Lappeenranta, Finlande, Décembre 2003.
- [153] J. L. Duarte, A. van Zwam, C. Wijnands, A. Vandenput, "Reference Frames Fit for Controlling PWM Rectifiers," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 46, no. 3, pp. 628–630, June 1999.
- [154] M. Malinowski, "Sensorless control strategies for three-phase PWM rectifiers," Thèse de Doctorat, École polytechnique de Varsovie, Pologne, 2001.
- [155] M. Cirrincione, M. Pucci, G. Cirrincione, G.-A. Capolino, "A new adaptive integration methodology for estimating flux in induction machine drives," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 1, pp. 25–34, January 2004.
-

-
- [156] N. R. N. Idris, A. H. M. Yatim, "An improved stator flux estimation in steady-state operation for direct torque control of induction machines," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 38, no. 1, pp. 110–116, January/February 2002.
- [157] S. Bhattacharya, A. Veltman, D. M. Divan, R. D. Lorenz, "Flux based active filter controller," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, no. 3, pp. 491–502, May/June 1996.
- [158] P. Dai, S. Dong, X. Fu, Y. Li, "Vector Control of PWM Rectifier Based on A Novel Virtual Flux Observer," *In Proceedings of the IEEE International Conference on Mechatronics and Automation (ICMA 2011)*, pp. 1641–1645, Beijing, China, August 2011.
- [159] P. Rodríguez, R. Teodorescu, I. Candela, A. V. Timbus, M. Liserre, F. Blaabjerg, "New positive-sequence voltage detector for grid synchronization of power converters under faulty grid conditions," *In 37th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 1–7, Jeju, Korea, June 2006.
- [160] L. E. B. de Silva, B. K. Bose, J. O. P. Pinto, "Recurrent-neuralnetwork- based implementation of a programmable cascaded low-pass filter used in stator flux synthesis of vector-controlled induction motor drive," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 46, pp. 662–665, June 1999.
- [161] J. O. P. Pinto, B. K. Bose, L. E. B. de Silva, "A stator-flux-oriented vector-controlled induction motor drive with space-vector PWM and flux-vector synthesis by neural network," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, no. 5, pp. 1308–1318, September/October 2001.
- [162] **Ali Bechouche, Djaffar Ould Abdeslam, Hamid Seddiki, Adel Rahoui, "Neural Filter Based Integrator for Virtual Flux Estimation in Direct Power Control of Three-Phase PWM Rectifiers," *In 20th World Congress of the International Federation of Automatic Control (IFAC 2017)*, Toulouse, France, July 2017 (accepté).**
- [163] M. I. Marei, E. F. El-Saadany, M. M. A. Salama, "A processing unit for symmetrical components and harmonics estimation based on a new adaptive linear combiner structure," *IEEE Transactions on power delivery*, vol. 19, no. 3, pp. 1245–1252, July 2004.
- [164] P. Cortés, M. P. Kazmierkowski, R. M. Kennel, D. E. Quevedo, J. Rodriguez, "Predictive control in power electronics and drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 12, pp. 4312–4324, December 2008.
- [165] X. Zhang, Y. Wang, C. Yu, L. Guo, R. Cao, "Hysteresis model predictive control for high-power grid-connected inverters with output LCL filter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 1, pp. 246–256, January 2016.
- [166] Wang, Liuping, *Model predictive control system design and implementation using MATLAB®*. Springer Science & Business Media, 2009.
- [167] C. Xia, T. Liu, T. Shi, Z. Song, "A simplified finite-control-set model-predictive control for power converters," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 10, no. 2, pp. 991–1002, May 2014.
- [168] Y. A.-R. I. Mohamed, R. Seethapathy, "Robust line-voltage sensorless control and synchronization of LCL-filtered distributed generation inverters for high power quality grid connection," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 1, pp. 87–98, January 2012.
-

-
- [169] Y. A.-R. I. Mohamed, E. F. El-Saadany, “Robust high bandwidth discrete-time predictive current control with predictive internal model—A unified approach for voltage-source PWM converters,” *IEEE Transactions on Power electronics*, vol. 23, no. 1, pp. 126–136, January 2008.
- [170] J. Rodriguez, M. P. Kazmierkowski, J. R. Espinoza, P. Zanchetta, H. Abu-Rub, H. A. Young, C. A. Rojas, “State of the art of finite control set model predictive control in power electronics,” *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 9, no. 2, pp. 1003–1016, May 2013.
- [171] S. Vazquez, J. I. Leon, L. G. Franquelo, J. Rodriguez, H. A. Young, A. Marquez, P. Zanchetta, “Model predictive control: A review of its applications in power electronics,” *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 8, no. 1, pp. 16–31, March 2014.
- [172] F. Blaabjerg, J. Rodríguez, *Advanced and intelligent control in power electronics and drives*. Springer, 2014.
- [173] S.-G. Jeong, M.-H. Woo. “DSP-based active power filter with predictive current control,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 44, no. 3, pp. 329–336, June 1997.
- [174] C. Vlad, “Commande prédictive des systèmes hybrides et application à la commande de systèmes en électronique de puissance,” Thèse de Doctorat, Supélec Sciences des Systèmes, Gif-sur-Yvette, France, Mars 2013.
- [175] S. Saggini, W. Stefanutti, E. Tedeschi, P. Mattavelli, “Digital deadbeat control tuning for dcdc converters using error correlation,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 4, pp. 1566–1570, July 2007.
- [176] G. H. Bode, P. C. Loh, M. J. Newman, D. G. Holmes, “An improved robust predictive current regulation algorithm,” *IEEE transactions on industry applications*, vol. 41, no. 6, pp. 1720–1733, November/December 2005.
- [177] A. Bouafia, J.-P. Gaubert, F. Krim, “Design and implementation of predictive current control of three-phase PWM rectifier using space-vector modulation (SVM),” *Energy Conversion and Management*, vol. 51, no. 12, pp. 2473–2481, December 2010.
- [178] P. Correa, M. Pacas, J. Rodriguez, “Predictive torque control for inverter-fed induction machines,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 2, pp. 1073–1079, April 2007.
- [179] P. Cortes, J. Rodriguez, C. Silva, A. Flores, “Delay compensation in model predictive current control of a three-phase inverter,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 2, pp. 1323–1325, February 2012.
- [180] O. Kukrer, “Discrete-time current control of voltage-fed three-phase PWM inverters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 11, no. 2, pp. 260–269, March 1996.
- [181] M. P. Kazmierkowski, R. Krishnan, *Control in power electronics: selected problems*. Academic press, 2002.
- [182] Z. Zhang, C. Hackl, R. Kennel, “Computationally Efficient DMPC for Three-level NPC Back-to-Back Converters in Wind Turbine Systems With PMSG,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, DOI: 10.1109/TPEL.2016.2637081, 2017.
-

THÈSE DE DOCTORAT

Adel RAHOU

Titre :

Techniques avancées pour la commande et l'observation d'un redresseur MLI

Résumé : Cette thèse traite de l'utilisation des techniques avancées pour l'identification et la commande du redresseur à modulation de largeurs d'impulsions (MLI) connecté au réseau.

Une nouvelle stratégie d'identification des paramètres équivalents du redresseur à MLI, utilisant un ADALINE (*adaptive linear neuron*), a été développée. Les paramètres équivalents identifiés ont été utilisés pour réaliser une commande vectorielle (VOC) adaptative. Cette stratégie a été validée par des tests expérimentaux.

Ensuite, une nouvelle stratégie de commande sans capteurs de tensions du réseau ainsi qu'une nouvelle procédure de démarrage, ont été proposées. La stratégie de commande sans capteurs utilise un estimateur neuronal inséré dans une VOC. Deux structures de l'estimateur neuronal ont été développées. Elles exploitent la capacité d'estimation d'un ANN (*adaptive neural network*) et la propriété de filtrage d'un ANF (*adaptive neural filter*). Des tests de simulation et une validation expérimentale ont été effectués. Il a été démontré que la procédure de démarrage a permis de réduire le transitoire lors l'enclenchement de la commande, et que l'estimateur neuronal présente de bonnes performances mêmes sous des tensions du réseau déséquilibrées et distordues.

Finalement, deux stratégies de commande directe de puissances (DPC) sans capteurs ont été proposées. Tout d'abord, un nouvel estimateur de flux virtuel basé sur un ANF a été développé pour estimer les tensions du réseau. Une étude comparative a illustré les bonnes performances de l'estimateur proposé. Ensuite, deux approches combinant la DPC prédictive avec l'estimateur neuronal de flux virtuel ont été proposées. La première est basée sur la commande prédictive à modèle de référence ; la deuxième est basée sur la réponse pile. Une étude comparative entre les dites commandes et deux autres stratégies de commande directe de puissance a démontré la supériorité des techniques proposées.

Mots-clés : ADALINE, filtre neuronal adaptatif, estimation des tensions du réseau, réseaux de neurones, identification des paramètres, commande prédictive, redresseur à modulation de largeur d'impulsion, commande sans capteurs, flux virtuel.

Title:

Advanced techniques for control and observation of a PWM rectifier

Abstract: This thesis deals with the use of advanced strategies for identification and control of a grid connected pulse width modulation (PWM) rectifier.

A new method for identifying the PWM rectifier equivalent parameters using adaptive linear neuron (ADALINE) was developed. The obtained equivalent parameters have been exploited to realize an adaptive voltage oriented control (VOC). The adaptive VOC has been validated through experimental tests.

Thereafter, a new grid voltages sensorless control strategy and a new start-up procedure have been proposed. The sensorless control strategy uses a neural estimator inserted in a VOC scheme. Two variants of the neural estimator have been developed. They both exploit the estimation capability of an adaptive neural network (ANN) and the filtering property of an adaptive neural filter (ANF). Experimental and simulation tests were carried out. It has been demonstrated that the start-up procedure reduces the transient state when the control strategy is switched on. Moreover, the neuronal estimator gives good results even under unbalanced and distorted grid voltages.

Finally, two direct power control strategies with virtual flux estimation have been proposed. Firstly, a new ANF-based virtual flux estimator has been developed to estimate the grid voltages. A comparative study illustrates the good performances of the proposed estimator. Secondly, two approaches combining predictive direct power control and the neural virtual flux estimator have been presented. The first strategy is based on model predictive control; the second strategy is based on deadbeat control. A comparative study, between the cited strategies and two other direct power control methods, demonstrated the superiority of the proposed ones.

Keywords: ADALINE, adaptive neural filter, grid voltages estimation, neural networks, parameters identification, predictive control, pulse width modulation rectifier, sensorless control, virtual flux.