

CONVERTISSEUR DE FRÉQUENCE INDIRECT À RAPPORT DE TENSION FIXE: INTERFACE ENTRE TURBO-ALTERNATEURS À HAUTE VITESSE ET RÉSEAU ÉLECTRIQUE

THÈSE N° 3733 (2006)

PRÉSENTÉE LE 30 MARS 2007

À LA FACULTÉ DES SCIENCES ET TECHNIQUES DE L'INGÉNIEUR
Laboratoire d'électronique industrielle
SECTION DE GÉNIE ÉLECTRIQUE ET ÉLECTRONIQUE

ÉCOLE POLYTECHNIQUE FÉDÉRALE DE LAUSANNE

POUR L'OBTENTION DU GRADE DE DOCTEUR ÈS SCIENCES

PAR

Aziza BENABOUD

Diplôme des Études Supérieures Approfondies en Génie Électrique
ENSEM, Casablanca, MAROC
de nationalité marocaine

acceptée sur proposition du jury:

Prof. J. R. Mosig, président du jury
Prof. A. Rufer, directeur de thèse
Dr A. Lacaze, rapporteur
Prof. S. Saadate, rapporteur
Prof. J.-J. Simond, rapporteur



ÉCOLE POLYTECHNIQUE
FÉDÉRALE DE LAUSANNE

Lausanne, EPFL

2007

Remerciements

Au terme de ce travail, je présente mes sincères remerciements en particulier au Professeur Alfred Rufer, mon Directeur de thèse, qui m'a acceptée comme assistante-doctorante dans son équipe et qui m'a fait part de ses remarques et ses précieux conseils, au fur et à mesure de l'avancement du travail. Sa grande disponibilité et sa meilleure compétence scientifique ainsi que son ouverture aux idées nouvelles ont contribué à la réalisation de cette thèse et l'obtention de ces résultats.

Je remercie le président de Jury Monsieur le Professeur J.R.Mosig, et les rapporteurs : le Docteur A. Lacaze, le Professeur S. Saadate et le Professeur J.-J. Simond, qui ont accepté de faire partie du jury et qui m'ont aidée par leurs critiques constructives à améliorer la qualité de ce rapport de thèse.

Je remercie également la Commission pour la Technologie et l'Innovation, CTI, et le partenaire industriel ALSTOM (Switzerland) d'avoir financé ce projet de thèse et en particulier Monsieur Reinhard Joho pour sa collaboration et ses conseils.

J'exprime ma parfaite reconnaissance à Monsieur Martin Veenstra pour ses encouragements, son aide et ses remarques pertinentes depuis le début de ce travail jusqu'à la lecture du rapport final.

Mes sincères remerciements, à Madame Fabienne Vionnet qui a effectué très aimablement la correction du manuscrit, à mes collègues anciens et actuels et en particulier Monsieur Yves Birbaum qui m'a souvent aidée au laboratoire pour monter le rack électronique et pour tous ses conseils techniques, et à Monsieur Roberto Zoia pour son appui informatique.

Je remercie infiniment toute ma famille, mes frères et ma sœur, et en particulier mes parents qui méritent mon immense gratitude pour leur soutien, leurs petites prières et leurs encouragements tout au long de mes études. Je remer-

cie également tous mes amis et connaissances, un peu partout dans le monde, pour leurs encouragements. Sans oublier mes amis en Suisse qui m'ont offert un environnement agréable pour accomplir ce travail.

Résumé

Les alternateurs entraînés par des turbines à gaz sont souvent couplés par l'intermédiaire d'un réducteur mécanique afin d'adapter la vitesse de la turbine à la vitesse synchrone de l'alternateur. Ce réducteur mécanique permet de faire fonctionner la turbine à haute vitesse de rotation, sa vitesse d'optimisation de rendement. Cependant, à cause de la connexion directe entre l'alternateur et le réseau électrique, cette vitesse reste invariante et dépendante du réseau électrique.

D'une manière classique, pour une telle structure, l'utilisation d'un réducteur électronique de fréquence offre une grande flexibilité d'adaptation de vitesse et un meilleur rendement énergétique. Dans ce contexte, la turbine est directement reliée au générateur synchrone qui est connecté au réseau électrique à travers un convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire. Cependant, jusqu'à présent, les convertisseurs indirects n'ont pas été intensément utilisés pour cette application, principalement à cause des pertes produites par des phénomènes de commutation à fréquence élevée relatives aux techniques de modulation de largeur d'impulsion généralement utilisées.

Dans la présente thèse, nous proposons une nouvelle stratégie de commande en mode rectangulaire d'un convertisseur de fréquence à trois niveaux à circuit intermédiaire à tension continue, intervenant sur un décalage angulaire uniquement, et nécessitant une adaptation de la tension continue du circuit intermédiaire. L'avantage principal de ce mode est la quasi absence des pertes de commutation. En revanche, le rapport de tension ne peut plus être modifié librement à l'intérieur de ce convertisseur. Le contrôle des puissances active et réactive est réalisé par le déphasage entre la tension du réseau et la tension de l'onduleur d'un côté, et la tension du redresseur et celle de la machine de l'autre côté. L'adaptation de la tension continue dans le circuit intermédiaire est réalisée à travers l'excitation de la machine synchrone. La conversion indirecte à circuit intermédiaire offre l'avantage d'un découplage des composantes harmoniques de la génératrice et celles du réseau électrique.

Une méthode de réglage est proposée pour résoudre certaines difficultés issues de la nouvelle stratégie de commande, elle permet notamment de réduire le taux de distorsion harmonique de la tension de sortie de l'onduleur commandé en mode rectangulaire, et d'améliorer ainsi la qualité du courant injecté dans le réseau électrique.

Comme deuxième résultat important, cette thèse propose une méthode inédite pour l'élimination rapide de la composante continue typique du régime transitoire du courant alternatif. En comparaison avec le régime transitoire lent caractérisé par un courant alternatif symétrique avec une composante continue négligeable, nous démontrons qu'il est aussi possible, par un choix judicieux de la période de transition, de varier rapidement le courant alternatif sans générer de composante continue.

Les résultats de simulation, ainsi que les vérifications expérimentales dans différents modes de fonctionnement, montrent qu'avec cette nouvelle technique de commande il est possible de contrôler les puissances active et réactive, de permettre un fonctionnement avec un facteur de puissance unitaire, et d'injecter dans le réseau électrique un courant de bonne qualité sans composante continue et avec moins d'harmoniques.

Le présent travail de thèse a pu être réalisé grâce au soutien de la Commission pour la Technologie et l'Innovation, CTI, ainsi qu'avec le soutien du partenaire industriel ALSTOM (Switzerland) Ltd.

Mots-clés : réducteur électronique, convertisseur indirect, onduleur NPC à trois niveaux, commande rectangulaire, décalage angulaire, excitation d'une génératrice synchrone.

Abstract

Many electric power generators use gas turbines as power sources. Typically they are connected to the turbines through a mechanical gearbox in order to adapt their synchronous speed to the optimal rotation speed of the turbine, which is very often much higher than the synchronous speed. However, due to direct network connection, the generator speed cannot be variable : it is imposed by the network and constant. To overcome this problem, we propose to replace the mechanical gearbox by a flexible electronic solution which offers a high efficiency. Using this approach, the turbine is directly connected to the synchronous generator, which is connected to the grid through an indirect static frequency converter with an intermediary DC circuit. However, this type of converter is not common in this application because of very high switching losses due to the high frequency of the PWM technique normally used for its control.

In this dissertation, a new control strategy is proposed for the three level Neutral Point Clamped converter, characterized by its high efficiency due to the use of square-wave operation mode. The main advantage of this mode is the quasi absence of switching losses. In this mode, only the frequency can be varied between the input and the output voltage, but their magnitudes are not freely controllable. A voltage magnitude adaptation can be done by the generator's excitation. The produced active and reactive power can be controlled by the generator excitation as well as both the angle shift between the generator and rectifier voltages and between the inverter and network voltages. The capacitive intermediary circuit brings the advantage of decoupling of harmonics between the generator and the network currents.

A control method is also proposed to resolve some problems incurred by using square wave operation mode, in particular to reduce the harmonics distortion of the output inverter voltage and current.

As second important contribution, this thesis proposes a new fast-ramping DC-component elimination strategy for AC currents. In comparison to the usually

slow transient that characterizes a DC component free current transient, we achieve that much faster transients also without DC-component, simply by choosing a well defined transition period.

Simulation and experimental results for different operating points and transitions between them highlight the capabilities of the proposed control strategy. These include the ability to operate with unity power factor and better current quality without continuous component and less harmonics.

Key words : electronic reducer, indirect converter, NPC three level converter, square wave modulation SWM, angle shift, generator excitation.

Table des matières

1	Introduction générale	1
1.1	Introduction	1
1.2	Objectifs du travail de thèse	3
1.3	Organisation des différents chapitres de la thèse	5
2	Adaptation de vitesse et électronique de puissance, état de l'art	7
2.1	Introduction	7
2.2	Chaîne de production d'énergie électrique	7
2.2.1	Turbine à gaz	7
2.2.2	Réducteur mécanique	9
2.2.3	Machine synchrone	10
2.2.4	Turbo-alternateurs à haute vitesse	11
2.2.5	Convertisseurs de fréquence	11
2.3	Solutions proposées	15
3	Onduleur NPC à niveaux multiples : propriétés énergétiques	17
3.1	Introduction	17
3.2	Onduleur NPC à trois niveaux	18
3.2.1	Introduction	18
3.2.2	Génération des trois niveaux dans un onduleur NPC	18
3.2.3	Tension de blocage des interrupteurs	21
3.3	Propriétés énergétiques	21
3.3.1	Modélisation des pertes en conduction	22
3.3.2	Simulation des pertes en conduction	24
3.3.3	Modélisation des pertes en commutation	28
3.3.4	Simulation des pertes en commutation	30
3.3.5	Pertes totales et rendement énergétique d'un onduleur NPC à trois niveaux	33
3.4	Convertisseurs recommandés	35

3.4.1	Mise en série d'interrupteurs identiques dans un onduleur NPC à trois niveaux	36
3.4.2	Mise en série d'interrupteurs identiques dans un onduleur NPC à cinq niveaux	40
3.4.3	Comparaison	46
3.5	Conclusion	47
4	Propriétés du convertisseur relié au réseau électrique	49
4.1	Introduction	49
4.2	Stratégie de réglage proposée	49
4.2.1	Description	49
4.2.2	Imposition des puissances en boucle ouverte	50
4.2.3	Simulation et résultats	55
4.2.4	Limitation de la méthode proposée	61
4.2.5	Réglage en boucle fermée	62
4.3	Commande rectangulaire	65
4.3.1	Introduction	65
4.3.2	Critère du choix de l'angle de commutation	65
4.3.3	Comparaison	74
4.4	Dimensionnement des inductances	80
4.5	Filtre de sortie	82
4.5.1	Onduleur à cinq niveaux connecté au réseau via un filtre	83
4.5.2	Conclusion	86
4.6	Régime dynamique et constante de temps	86
4.6.1	Régime dynamique	86
4.6.2	Influence de la période de transition sur la qualité du courant	87
4.7	Observateur pour la tension du réseau	95
4.7.1	Introduction	95
4.7.2	Filtre multi-variable	96
4.7.3	Commande de l'onduleur	101
4.7.4	Circuit de la PLL	102
4.8	Conclusion	104
5	Propriétés du convertisseur relié à la machine électrique	105
5.1	Introduction	105
5.2	Choix du redresseur relié à la machine électrique	105
5.3	Stratégie de réglage proposée	106
5.3.1	Etude comparative par simulation	107
5.3.2	Conclusion	113
5.4	Circuit intermédiaire à tension continue	114
5.4.1	Dimensionnement des condensateurs à la sortie d'un redresseur à trois niveaux	114

5.4.2	Dimensionnement des condensateurs à la sortie d'un onduleur à cinq niveaux	116
5.4.3	Stabilisation de la tension continue aux bornes des condensateurs	117
5.5	Machine synchrone	119
5.5.1	Principe de fonctionnement	119
5.5.2	Démarrage de la machine synchrone	121
5.5.3	Convertisseur statique de démarrage	121
5.5.4	Modulation de largeur d'impulsion	122
5.5.5	Transition PWM-SWM	123
5.6	Conclusion	124
6	Simulation et résultats	125
6.1	Introduction	125
6.2	Convertisseur complet à trois niveaux	125
6.2.1	Circuit électrique de simulation	125
6.2.2	Circuits de réglage et de commande	126
6.2.3	Résultats de simulation	130
6.3	Convertisseur complet à cinq niveaux	134
6.4	Modèle de simulation avec une machine synchrone	138
6.4.1	Réglage et commande des convertisseurs	139
6.4.2	Résultats de simulation	141
6.5	Conclusion	145
7	Vérification pratique par modèle réduit	147
7.1	Introduction	147
7.2	Description détaillée	150
7.2.1	Description	150
7.2.2	Logiciel de réglage sur le DSP	153
7.3	Résultats expérimentaux	153
7.3.1	Synchronisation par asservissement de phase (PLL)	153
7.3.2	Réglage de la tension du circuit intermédiaire	154
7.3.3	Démarrage en mode pulsé du générateur synchrone et transition en mode rectangulaire	161
7.3.4	Fonctionnement en injection de puissance et conversion de fréquence	163
7.4	Conclusion	165
8	Conclusion	167
8.1	Contribution	167
8.2	Résultats obtenus	168
8.3	Recommandations	170

A	Liste des symboles utilisés	171
B	Index des abréviations	175
C	Paramètres et relations équivalentes de la machine synchrone	177
C.1	Paramètres de la machine synchrone	177
C.2	Relations équivalentes de la machine synchrone	178

Chapitre 1

Introduction générale

1.1 Introduction

Parmi les principaux modes de production d'énergie électrique, on trouve les centrales thermiques, destinées à convertir de l'énergie thermique en énergie électrique. Le principe de cette conversion d'énergie consiste à soumettre un certain débit gazeux successivement à une compression et à une détente, ces deux opérations sont séparées par un réchauffage à l'aide de la chaleur fournie par un combustible (gaz, huile lourde, charbon...etc). Le gaz brûlé entraîne la turbine à haute vitesse accouplée à un alternateur transformant l'énergie cinétique produite en énergie électrique. La turbine à gaz est très fréquemment utilisée pour la production d'énergie électrique, principalement grâce à son prix compétitif, son installation rapide et sa facilité d'adaptation aux besoins locaux. Elle doit fonctionner à haute vitesse de rotation qui est sa vitesse d'optimisation du rendement. Les alternateurs entraînés par des turbines à gaz sont souvent couplés par l'intermédiaire d'un réducteur mécanique afin d'adapter la vitesse de la turbine à la vitesse synchrone de l'alternateur, (voir figure 1.1).

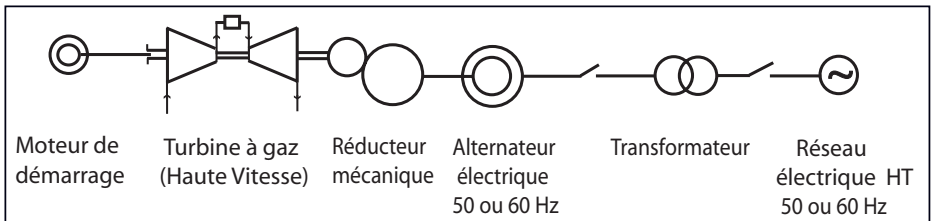


FIG. 1.1: Schéma actuel de la chaîne de production de l'énergie électrique utilisant un réducteur mécanique.

1.1. INTRODUCTION

Le réducteur mécanique permet donc de faire fonctionner la turbine à grande vitesse. Cependant, à cause de la connexion directe entre l'alternateur et le réseau électrique, cette vitesse reste imposée par le réseau et est invariante.

D'une manière classique, pour une telle structure, l'utilisation d'un réducteur électronique de fréquence sera une bonne solution pour améliorer le rendement énergétique, et supprimer le réducteur mécanique placé traditionnellement entre la turbine et le générateur (voir figure 1.2).

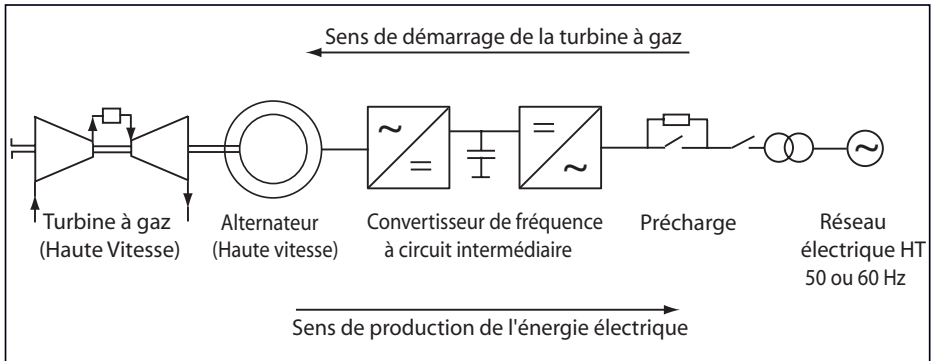


FIG. 1.2: Schéma de la chaîne de production de l'énergie électrique utilisant un convertisseur à circuit intermédiaire.

La tendance de remplacer les réducteurs mécaniques par des convertisseurs statiques, dotés de semi-conducteurs de puissance, existait depuis longtemps en raison des avantages fournis par l'électronique de puissance :

- frais d'investissement plus bas.
- meilleur rendement.
- maintenance plus faible et donc des temps d'arrêt réduits et une disponibilité accrue.

En effet, les progrès réalisés ces dernières années en électronique numérique industrielle, et la mise à disposition de composants d'électronique de puissance, permettent de réaliser des convertisseurs statiques très compacts et d'implémenter sans difficulté les algorithmes d'automatique et de contrôle les plus évolués, grâce à des circuits numériques très performants.

La figure 1.2 montre le schéma d'une future chaîne de production d'énergie électrique utilisant un réducteur électronique. Il s'agit d'un convertisseur de fréquence indirect à rapport de tension fixe utilisé comme interface entre turbo-

alternateur à haute vitesse et réseau électrique [1]. Ce réducteur électronique est constitué de deux convertisseurs interconnectés via un circuit intermédiaire à tension continue. Le premier convertisseur fonctionne comme redresseur, connecté à une génératrice synchrone à haute fréquence, afin de maintenir une tension continue dans le circuit intermédiaire. Le deuxième convertisseur, appelé onduleur, alimenté par la tension continue, permet d'injecter dans le réseau électrique un courant alternatif de fréquence 50 ou 60Hz.

Comme le montre la figure 1.2, ce convertisseur intègre aussi la fonction de démarrage du groupe turbo-générateur. En effet, la turbine à gaz doit être amenée à environ 60% de sa vitesse nominale afin de pouvoir fournir elle-même la puissance nécessaire pour terminer le processus de démarrage du turbo-groupe à gaz [2]. Avec le réducteur mécanique, le démarrage de la turbine à gaz nécessite des organes auxiliaires de lancement, ce qui rend l'installation plus encombrante (voir figure 1.1).

Cependant, jusqu'à présent, ce convertisseur indirect n'a pas été intensément utilisé pour cette application, principalement à cause des pertes produites par les phénomènes de commutations à fréquence élevée relative aux techniques de modulation de largeur d'impulsion généralement utilisées.

1.2 Objectifs du travail de thèse

C'est un convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire à tension continue qui fera l'objet du travail présenté dans cette thèse. Plus précisément, on propose d'utiliser le convertisseur à trois niveaux en topologie NPC : *Neutral-Point-Clamped*, étant donné que la forme d'ondes est plus favorable du point de vue des harmoniques produites. On supposera qu'il est possible de réaliser dans un futur assez proche des convertisseurs allant jusqu'à plusieurs dizaines de MW.

Dans cette thèse, nous proposons une nouvelle stratégie de commande en mode rectangulaire d'un convertisseur de fréquence à trois niveaux à circuit intermédiaire à tension continue, intervenant sur un décalage angulaire uniquement, et nécessitant une adaptation d'alimentation en continu du circuit intermédiaire. L'avantage principal de ce mode est la quasi absence des pertes de commutation. Par contre, le rapport de tension ne peut plus être changé à l'intérieur de ce convertisseur. L'adaptation de l'amplitude de la tension de sortie du convertisseur de fréquence doit être réalisée par l'intermédiaire du circuit d'excitation du générateur (voir figure 1.3). Il s'agira ensuite de contrôler le transfert en puissances active et réactive et leur dépendance de la commande et de l'excitation du générateur.

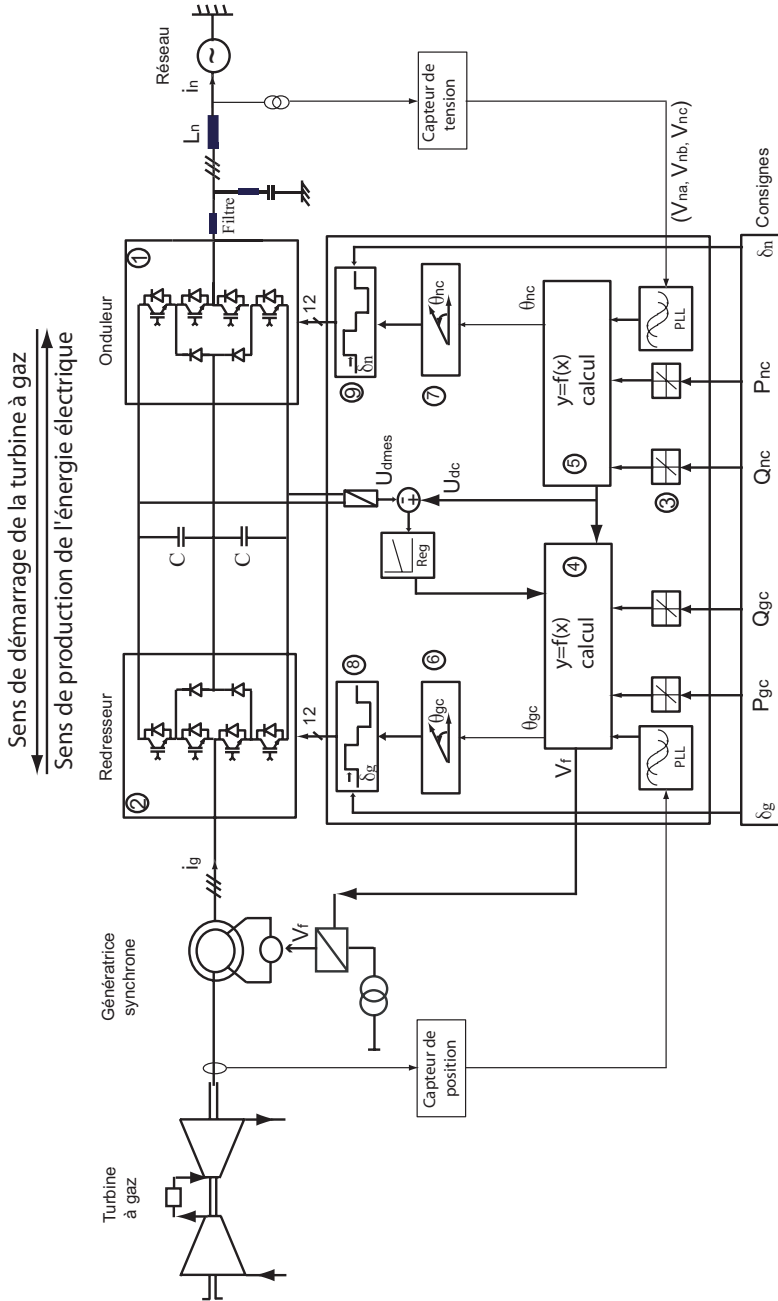


FIG. 1.3: Schéma global du système avec un onduleur NPC à trois niveaux.

1.3 Organisation des différents chapitres de la thèse

Dans le chapitre 2, nous donnerons un aperçu sur l'état de l'art des différents éléments constituant la chaîne de production d'énergie électrique. Puis, nous citerons quelques solutions qui ont été proposées pour l'adaptation de vitesse par des moyens basés sur l'électronique de puissance. Nous discuterons ensuite des principaux avantages et désavantages de ces solutions.

Dans le chapitre 3, une étude détaillée sera réalisée pour un convertisseur NPC à trois niveaux, principe et propriété énergétique en mode rectangulaire, ainsi que la modélisation et la simulation des pertes en conduction et en commutation pour un cas d'une puissance réduite. Pour des puissances élevées, différentes topologies de convertisseurs à niveaux multiples seront proposées.

Dans le chapitre 4, l'accent sera mis sur différentes propriétés du convertisseur relié au réseau électrique, notamment des contraintes imposées par la nouvelle stratégie de commande :

- l'amélioration, du point de vue harmonique, de la tension à la sortie de l'onduleur commandé en mode rectangulaire.
- l'élimination rapide de la composante continue typique du régime transitoire du courant alternatif injecté dans le réseau électrique.
- la synchronisation de la tension du réseau avec la tension générée par l'onduleur.

Ces contraintes peuvent également être imposées par le convertisseur relié à la génératrice synchrone, vu que les deux convertisseurs seront commandés de la même manière.

Dans le chapitre 5, nous allons traiter quelques propriétés du convertisseur relié à la machine électrique. Avant d'étudier la stratégie de commande proposée pour ce convertisseur, nous commencerons par un aperçu sur le choix du redresseur relié à la machine, nous présenterons un dimensionnement des condensateurs dans le circuit intermédiaire. Ensuite nous étudierons quelques propriétés de la machine synchrone et son démarrage à l'aide du convertisseur de fréquence.

Le chapitre 6 sera consacré à une étude par simulation de l'ensemble machine synchrone, convertisseur de fréquence et réseau électrique. Des formes d'ondes seront établies pour des régimes stationnaires ainsi que pour les régimes dynamiques.

Dans le chapitre 7, une phase d'expérimentation et de vérification par modèle réduit sera décrite, et plusieurs résultats de tests seront présentés.

Le dernier chapitre de cette thèse présente une conclusion générale du travail réalisé ainsi que des perspectives de travaux de recherche futurs.

Chapitre 2

Adaptation de vitesse et électronique de puissance, état de l'art

2.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous décrivons les différents éléments constituant la chaîne de production d'énergie électrique, depuis la turbine à gaz jusqu'au réseau électrique, passant par un convertisseur de fréquence. Puis, nous citons quelques solutions qui ont été publiées pour l'adaptation de vitesse par des moyens basés sur l'électronique de puissance. Nous discutons ensuite des principaux avantages et désavantages de ces solutions.

2.2 Chaîne de production d'énergie électrique

2.2.1 Turbine à gaz

La turbine à gaz, appelée aussi turbine à combustion, est une machine tournante thermodynamique. Son rôle est de produire de l'énergie mécanique (rotation d'un arbre) à partir de l'énergie contenue dans un hydrocarbure (fuel, gaz,....). La première turbine à combustion destinée à la production d'énergie électrique a été construite par Brown Boveri et Cie (BBC). Elle a été présentée à l'Exposition Nationale Suisse de 1939 à Zurich et installée l'année suivante dans un abri souterrain de Neuchâtel [3]. Elle était alimentée par des gaz à la température de 550°C, sa puissance utile était de 4 MW et son rendement était d'environ 17%. Aujourd'hui, certaines turbines à gaz ont des puissances unitaires qui atteignent 300MW, et leur rendement avoisine 38%.

Toutes ces turbines à gaz fonctionnent suivant le cycle de thermodynamique le plus simple : cycle de Joule (voir la figure 2.1).

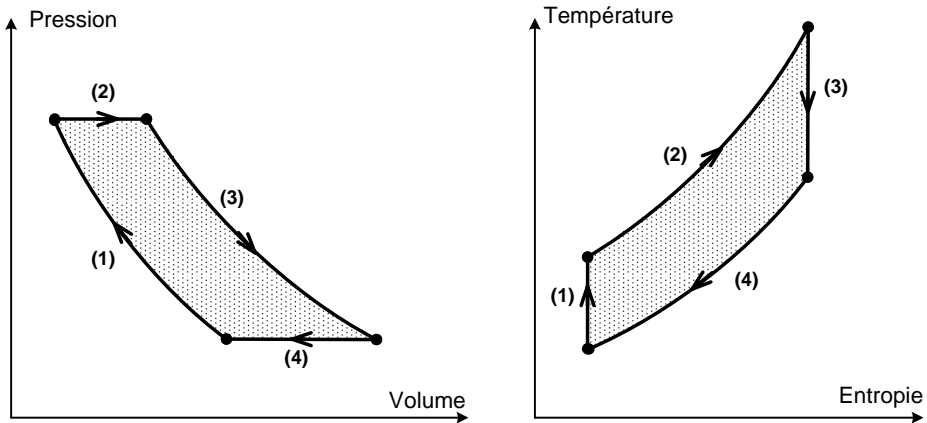


FIG. 2.1: Cycle de joule d'une turbine à gaz.

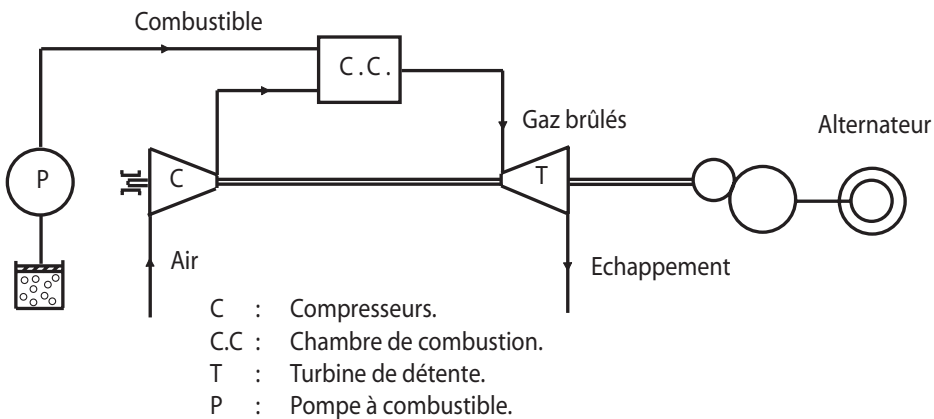


FIG. 2.2: Schéma de l'installation d'une turbine à gaz.

Dans une installation classique d'une turbine à gaz, l'air est comprimé au moyen de compresseurs. Comme le montre la figure 2.1, cette compression (1) de l'air est isentropique. L'accroissement de la température des gaz s'effectue dans la chambre à combustion à pression constante (2), il s'agit donc d'un chauffage isobare. Enfin, il y a la détente isentropique (3) dans la turbine et le refroidissement isobare du gaz échappé. Le gaz brûlé sous pression entraîne la turbine (rotation à haute vitesse) qui est elle-même accouplée à un alternateur transformant l'énergie cinétique de la turbine en énergie électrique (voir la figure 2.2). L'énergie électrique ainsi produite est une énergie triphasée alternative à haute tension.

Dans une centrale thermique, la turbine à gaz présente les avantages suivants :

- prix compétitif.
- une installation rapide et une facilité d'adaptation aux besoins locaux.
- démarrage rapide de 5 à 15 min, (pour une turbine à vapeur, la durée de démarrage est entre 7 à 8 heures).
- haute vitesse de rotation.

Malgré ces avantages, la turbine à gaz présente quelques inconvénients :

- sa puissance maximale ne dépasse pas 300MW (1300MW pour une turbine à vapeur).
- un rendement maximum de 38%, inférieur à celui de la turbine à vapeur (46%).

Pour des systèmes plus puissants, on peut trouver des installations combinées gaz-vapeur, où on peut utiliser l'énergie résiduelle contenue dans les gaz d'échappement d'une turbine à gaz pour faire fonctionner la turbine à vapeur. Le rendement énergétique est alors augmenté jusqu'à 58% et la puissance délivrée en sortie peut être aussi augmentée jusqu'à 450MW.

Afin d'optimiser son rendement, la turbine à gaz doit fonctionner à haute vitesse de rotation (5000 à 6000 tr/min dans une gamme de puissance de 10 à 40 MW). Pour cette gamme de puissance, un réducteur mécanique est inséré entre la turbine et le générateur afin d'injecter de la puissance dans le réseau électrique (50 ou 60 Hz).

Cependant, pour des puissances supérieures de 80 à 100 MW, le réducteur mécanique fait beaucoup de bruit, produit plus de pertes mécaniques, et sa fiabilité n'est plus assurée. Le fonctionnement de la turbine n'est donc pas optimal.

2.2.2 Réducteur mécanique

Ces dernières années, les réducteurs mécaniques connaissent un grand progrès dans le domaine de la grande puissance.

En effet, les nouveaux réducteurs de type HET (*High Efficiency Turbo gear*) présentent un rendement de 99.4%, et sont destinés à délivrer des puissances entre 80 à 90 MWatt. Les réducteurs de type standards SG (*Standard Gear unit*), destinés aux applications d'une puissance d'environ 140 MW, présentent un rendement qui avoisine 98.5% [4][5].

Cependant, malgré ces progrès et des raisons économiques convaincantes, le réducteur mécanique présente des inconvénients majeurs :

- la présence d'huile de lubrification augmente le risque d'incendie
- il nécessite beaucoup de maintenance
- encombrement important
- un niveau sonore problématique
- au-delà de 150 MW, la fiabilité ne serait plus aussi sûre
- rapport de vitesse fixe.

Son élimination est alors souhaitée.

2.2.3 Machine synchrone

Le terme de machine synchrone regroupe toutes les machines électriques dont la vitesse de rotation de l'arbre est égale à la vitesse de rotation du champ tournant. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. La position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ce qui impose en fonctionnement normal une vitesse de rotation identique entre le rotor et le champ tournant statorique. La machine synchrone se caractérise par la relation qui lie la vitesse de rotation N du rotor exprimée en tr/min et la fréquence des courants alternatifs, soit $N = \frac{60 \times f}{p}$, où p est le nombre de paires de pôles.

Avantages et inconvénients de la machine synchrone

La machine synchrone présente différents avantages, nous en citons ici quelques uns :

- facteur de puissance réglable : on peut réaliser un fonctionnement à $\cos\varphi = 1$ ou même fournir de l'énergie réactive au réseau en agissant sur le courant inducteur.
- rendement excellent (aucun autre type de moteur ne présente un meilleur rendement), surtout lorsque la puissance dépasse le megawatt.
- elle peut supporter, sans décrocher, des chutes de tension relativement importantes de l'ordre de 50% en raison de ses possibilités de surexcitation. Cela tient au fait que le couple moteur de la machine synchrone est proportionnel à la tension à ces bornes, alors que celui de la machine asynchrone, par exemple, est proportionnel au carré de cette tension [6].
- l'entrefer mécanique peut être choisi et sa valeur peut être relativement importante lorsque des conditions de stabilité du réseau l'exigent.

Malgré les avantages présentés par la machine synchrone, on trouve aussi des inconvénients :

- nécessité d'un excitateur débitant le courant inducteur.
- elle présente des difficultés de démarrage.
- risque de décrochage : elle peut décrocher si le couple résistant dépasse son couple électromagnétique maximum et dans ce cas, il faut la déclencher du réseau et reprendre tout le processus de démarrage [6].

2.2.4 Turbo-alternateurs à haute vitesse

Les turbo-alternateurs sont des machines à grande vitesse de rotation entraînées par des turbines à gaz ou à vapeur. Du fait des contraintes mécaniques très élevées provoquées par la vitesse de rotation, notamment les effets centrifuges à la périphérie du rotor, ce dernier ne peut être que massif.

La vitesse de rotation élevée exige que, pour réduire les effets centrifuges à la périphérie du rotor, le diamètre de l'entrefer soit limité ; d'autre part, le champ magnétique étant fixe par rapport au rotor, celui-ci n'a pas besoin d'être feuilleté.

En conséquence le rotor se présente comme un cylindre d'acier **massif** solidaire de l'arbre, dont le diamètre admissible est de l'ordre du mètre pour une vitesse de rotation de 3000tr/min. Sur la surface cylindrique, des encoches fraisées, parallèlement à l'axe, permettent de recevoir l'enroulement inducteur. L'alternateur est alors à **pôles lisses**.

2.2.5 Convertisseurs de fréquence

Grâce aux progrès réalisés ces dernières décennies dans le domaine de l'électronique de puissance, les applications à vitesse variable par des convertisseurs statiques deviennent de plus en plus nombreuses. En effet, les convertisseurs statiques de fréquence permettent de convertir le réseau triphasé à fréquence constante (50Hz ou 60Hz) en un autre système triphasé à fréquence et tension variables (sens de démarrage de la machine). Ils permettent également de délivrer une fréquence fixe au réseau à partir d'un entraînement à vitesse variable (sens de production de l'énergie électrique).

Parmi les convertisseurs de fréquence les plus connus dans le domaine de la variation de vitesse, on trouve les convertisseurs directs et les convertisseurs indirects.

Convertisseurs directs : le **cyclo-convertisseur** (voir figure 2.3) est le premier convertisseur direct connu dans le domaine d'électronique de puissance, il

est composé de trois convertisseurs de courant bidirectionnels. Pour une sortie triphasée, le montage complet nécessite donc 36 thyristors.

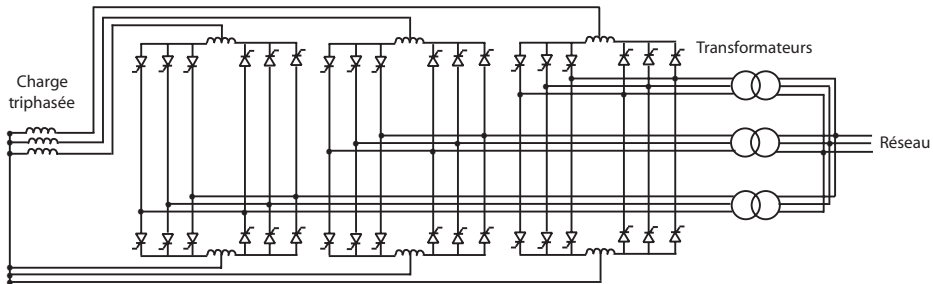


FIG. 2.3: Convertisseur direct : cyclo-convertisseur de fréquence.

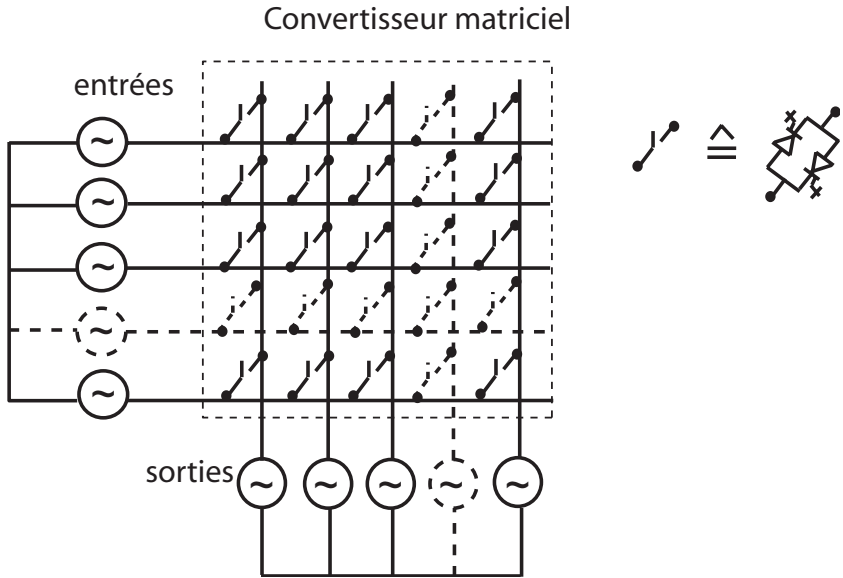
Chaque convertisseur de courant est alimenté par un transformateur séparé. On peut aussi utiliser un seul transformateur possédant trois enroulements triphasés secondaires.

Le cyclo-convertisseur présente l'avantage d'effectuer une conversion directe de fréquence, il délivre une tension sinusoïdale de qualité acceptable, principalement pour des fréquences faibles de quelques Hertz et il possède un système de commutation simple avec moins de pertes car la commutation est naturelle au lieu d'être forcée.

En revanche, le cyclo-convertisseur présente une limitation en fréquence, la fréquence de sortie est généralement inférieure à environ $1/3$ de la fréquence d'entrée. Le nombre de thyristors est élevé, ce qui rend coûteuse la logique assurant la commande des gâchettes [7]. On peut ainsi conclure que le cyclo-convertisseur est bien adapté aux faibles fréquences (entraînement réversible à faibles vitesses).

Un autre type de convertisseur direct est le **convertisseur matriciel** (voir figure 2.4). Il peut apparaître comme une généralisation du cyclo-convertisseur, bien que généralement conçu sur la base d'enclenchement et déclenchement actifs, c'est-à-dire selon le principe du fonctionnement dit "à pulsation" [8][9][10][11]. Il génère des tensions polyphasées variables en amplitude et en fréquence à partir des tensions polyphasées d'entrée.

La figure 2.4 montre un convertisseur matriciel réalisé à partir d'une matrice de $n \times m$ commutateurs de puissance bidirectionnels reliant chaque phase d'entrée à chaque phase de sortie, d'où l'utilisation du terme *matrice*.


 FIG. 2.4: Convertisseur direct : convertisseur matriciel à n entrées et m sorties.

Convertisseurs indirects : il s'agit de convertisseurs de fréquence à circuit intermédiaire permettant de réaliser la variation de fréquence en deux étages.

Le **convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire à courant continu**, possède deux convertisseurs de courant (1) et (3) en cascade (voir figure 2.5). L'un fonctionne comme redresseur, l'autre fonctionne comme onduleur. Au circuit intermédiaire, se trouve une bobine d'induction (2). Elle sert à lisser le courant continu dans le circuit intermédiaire et à séparer les deux convertisseurs de courant.

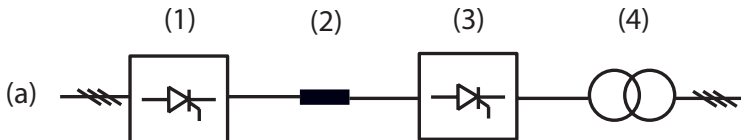


FIG. 2.5: Convertisseur indirect à circuit intermédiaire à courant continu.

Ce convertisseur possède l'avantage d'un montage pour les circuits de puissance relativement simples. Aussi, sa commande est assez simple. Par contre, l'inconvénient est qu'on doit mentionner l'ondulation en puissance très pronon-

cée. De plus, l'intervention sur l'onduleur n'étant normalement possible que tous les 60° , il apparaît un retard non négligeable lors de phénomènes transitoires rapides [7].

Un autre type de convertisseur de fréquence, ayant un montage plus compliqué, permet d'éviter ces inconvénients. Il s'agit d'un **convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire à tension continue** (voir figure 2.6).

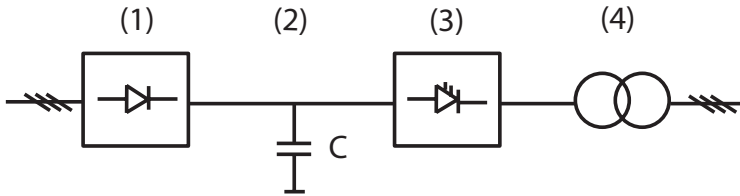


FIG. 2.6: Convertisseur indirect à circuit intermédiaire à tension continue.

Il est composé d'un redresseur à l'entrée qui alimente le circuit intermédiaire à tension continue constante. Au circuit intermédiaire, il y a cette fois-ci, un condensateur (2) permettant de lisser la tension continue redressée. De plus, il sert de condensateur-tampon et prend en charge les variations rapides du courant dans le circuit intermédiaire. Le convertisseur (3) fonctionne comme onduleur. Il doit être équipé d'éléments semi-conducteurs commandables à l'enclenchement et au déclenchement.

De plus, il existe une autre solution pour réaliser des entraînements à vitesse variable, appelée "**cascade hypo- et hyper-synchrone**"

Elle est basée sur l'utilisation d'une machine spéciale alimentée par le stator et le rotor appelée aussi machine à double alimentation. L'alimentation du circuit rotorique à fréquence limitée implique que la puissance du convertisseur utilisé ici ne correspond qu'à une fraction de la puissance totale convertie.

Un exemple de cascade hypo- et hyper-synchrone est illustré à la figure 2.7, et permet la réversibilité de la puissance de glissement. Cette dernière est convertie à travers un redresseur et un onduleur pour être injectée ou prélevée du réseau primaire à travers un transformateur.

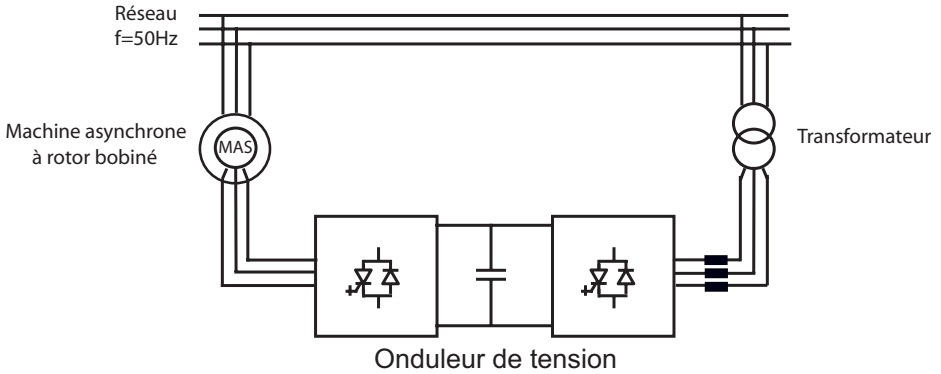


FIG. 2.7: Montage de la cascade hypo- et hyper-synchrone.

2.3 Solutions proposées pour l'adaptation de vitesse par des moyens basés sur l'électronique de puissance

Plusieurs travaux et solutions ont été publiés sur différentes topologies de convertisseurs de fréquences. Comme premier exemple de la production d'électricité, les générateurs éoliens sont très utilisés grâce à leur simplicité, intégrant des systèmes stables qui fournissent de l'énergie avec un haut niveau de fiabilité et de faibles pertes. Cette simplicité peut se résumer dans l'utilisation d'un convertisseur de fréquence, basé sur des onduleurs de tension conventionnels dos à dos [12] [13].

Dans un autre domaine de génération de l'énergie électrique, les petites turbines ou prétendues micro turbines [14] [15] emploient également l'adaptation statique de la fréquence élevée de générateur à la fréquence du réseau, et permettent ainsi une injection flexible de puissance active et réactive dans le réseau électrique. En raison de leur niveau de puissance relativement bas, et aussi de par leur contexte d'utilisation comme sources de cogénération, ces systèmes n'ont pas beaucoup souffert des pertes causées par la conduction et la commutation des dispositifs d'électroniques de puissance.

En opposition à cette situation, l'utilisation des convertisseurs statiques pour une conversion pleine puissance de la turbine à gaz a été évaluée en comparant les pertes entre un convertisseur statique et un réducteur mécanique. Les résultats obtenus pour un fonctionnement classique des dispositifs statiques ont jusqu'à maintenant découragé les utilisateurs à employer une telle solution plus moderne et plus flexible.

Une exception dans laquelle les convertisseurs statiques sont utilisés pour la production d'énergie électrique est donnée par le VARSPEED Hydrogénération, où les avantages sur le fonctionnement hydraulique de la turbine présentés par la vitesse variable ont permis le développement d'installations sophistiquées, avec grande flexibilité, particulièrement dans le mode de pompage [16][17]. La topologie de la cascade hypo et hyper-synchrone de la machine, doublement alimentée a été également proposée avec comme convertisseur rotorique un montage dos-à-dos de deux onduleurs de tension [18][19].

Une étude récente a prouvé qu'un convertisseur direct à une seule étape basée sur les thyristors à commutation naturelle [20][21] pourrait être concurrentiel en comparaison avec les réducteurs mécaniques. Mais jusqu'à aujourd'hui, le problème des harmoniques de courant n'est pas encore résolu, particulièrement pour une petite différence de fréquence entre l'entrée et la sortie.

Le convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire à tension continue peut être considéré par sa topologie comme une solution bien connue. Dans le domaine des puissances élevées, ce montage n'a pourtant pu être construit de manière économiquement raisonnable que lorsque les thyristors bloquables (thyristors GTO) de haute puissance sont devenus disponibles [22]. Cependant, jusqu'à présent, il n'a pas été utilisé intensément pour cette application, principalement à cause des pertes produites par les phénomènes de commutations à fréquence élevée relative aux techniques de modulation de largeur d'impulsion généralement utilisées.

Un des buts recherchés par ce travail de thèse est de pouvoir faire fonctionner un convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire à tension continue de façon à limiter des pertes par commutation.

Chapitre 3

Onduleur NPC à niveaux multiples : propriétés énergétiques

3.1 Introduction

A cause de la valeur limitée de la tension de blocage des semi-conducteurs de puissance, les onduleurs traditionnels à deux niveaux ne peuvent plus du tout être utilisés. En effet, dans un onduleur à deux niveaux, la tension supportée par un interrupteur est la tension maximale qui peut apparaître aux bornes du condensateur à l'entrée de l'onduleur. Malheureusement, jusqu'à présent cette valeur de tension reste inférieure à quelques kV (environ 3kV). Cependant, dans le domaine de la grande puissance, la tension utilisée est beaucoup plus grande que la tension admissible par les semi-conducteurs.

Pour augmenter la tension de sortie des convertisseurs statiques au-delà des limites des semi-conducteurs, il est nécessaire d'utiliser des méthodes permettant de répartir cette tension sur plusieurs semi-conducteurs. La solution la plus connue consiste à réaliser des convertisseurs multi-niveaux [23] permettant d'échelonner sur plusieurs niveaux la tension et ainsi aboutir à des dispositifs de forte tension à partir des semi-conducteurs à tension réduite. Le niveau de tension est réglé par l'intermédiaire d'une capacité ou d'une source de tension correctement réglée.

Dans ce chapitre, nous proposons une étude détaillée d'un onduleur à trois niveaux en topologie NPC : Neutral-Point-Clamped, principe et propriétés énergétiques en mode rectangulaire, ainsi que la modélisation et la simulation des pertes en conduction et en commutation pour un cas d'une puissance réduite. Pour le cas de la haute puissance (70MVA), différentes topologies de convertisseurs à niveaux multiples peuvent être recommandées.

3.2 Principe de la topologie NPC dans un onduleur à trois niveaux

3.2.1 Introduction

Cette structure d'onduleur a été brevetée pour la première fois en 1981 par R. Baker [24], et ensuite a été publiée dans [25] par A. Nabae. L'objectif était de réduire le taux de la distorsion harmonique du courant injecté dans la charge, pour des applications de type alimentation des moteurs électriques.

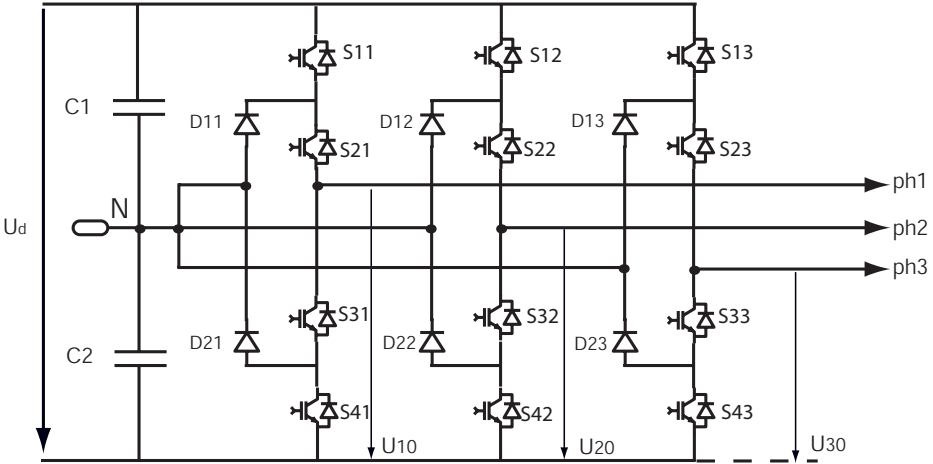


FIG. 3.1: Onduleur NPC à trois niveaux.

La figure 3.1 illustre un montage possible pour un onduleur NPC à trois niveaux. Chaque branche de cet onduleur comporte 4 IGBT et 6 diodes. Suivant l'état de conduction des éléments semi-conducteurs, la tension de branche U_{k0} ($k=1,2,3$) peut atteindre trois valeurs, à savoir U_d , $U_d/2$ ou 0, d'où la dénomination onduleur à trois niveaux.

3.2.2 Génération des trois niveaux dans un onduleur NPC

Pour des raisons de simplification, seule une branche de l'onduleur est représentée à la figure 3.2. Elle est constituée principalement de quatre transistors (S_{1+} , S_{2+} , S_{1-} et S_{2-}). Chaque point milieu entre (S_{1+} et S_{2+}) et entre (S_{1-} et S_{2-}) est relié à un point neutre "N" via une diode supplémentaire (D_1 et D_2). Ce point neutre est formé par la subdivision d'une source de tension continue U_d en deux sources égales à $U_d/2$. Ces sources peuvent être remplacées par deux condensateurs. (voir figure 3.1) [25].

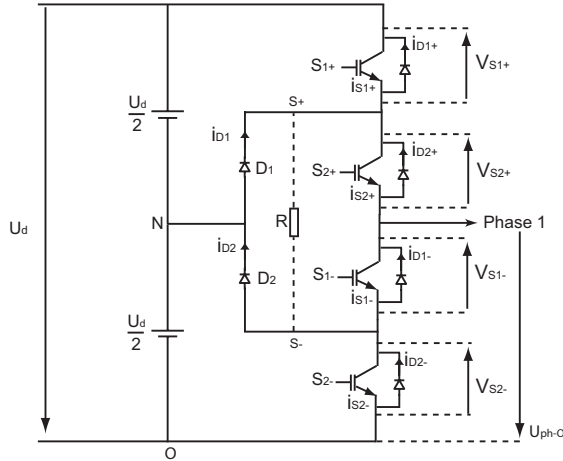


FIG. 3.2: Une branche dans un onduleur NPC à trois niveaux.

Les trois niveaux de l'onduleur NPC peuvent être générés comme présenté aux figures (3.3 et 3.4) avec $S_{1-} = \overline{S_{1+}}$ et $S_{2-} = \overline{S_{2+}}$.

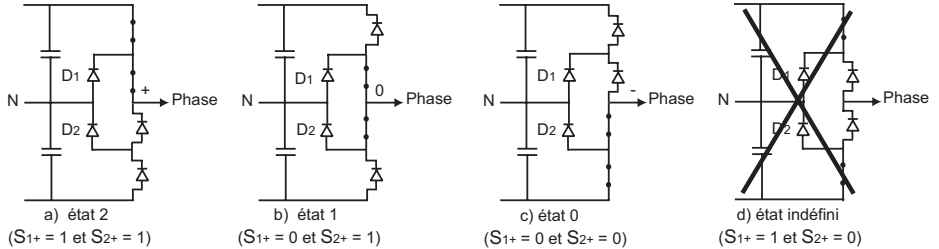


FIG. 3.3: États des interrupteurs dans un onduleur à trois niveaux.

- a) Quand S_{1+} et S_{2+} sont fermés, les diodes D_1 et D_2 ne conduisent pas et la phase est connectée au potentiel positif du circuit intermédiaire (voir figure 3.3.a). Ainsi, l'onduleur génère l'état maximum : état 2 de la figure 3.4.
- b) Quand S_{2+} et S_{1-} sont fermés, et par conséquent S_{2-} et S_{1+} sont bloqués, la phase est connectée au point milieu N via les diodes supplémentaires D_1 et D_2 indépendamment du signe du courant (voir figure 3.3.b). Cela permet de générer le niveau intermédiaire : état 1 de la figure 3.4. Ainsi, grâce aux diodes supplémentaires D_1 et D_2 , l'onduleur peut générer le niveau intermédiaire, d'où le nom Neutral-Point-Clamped.

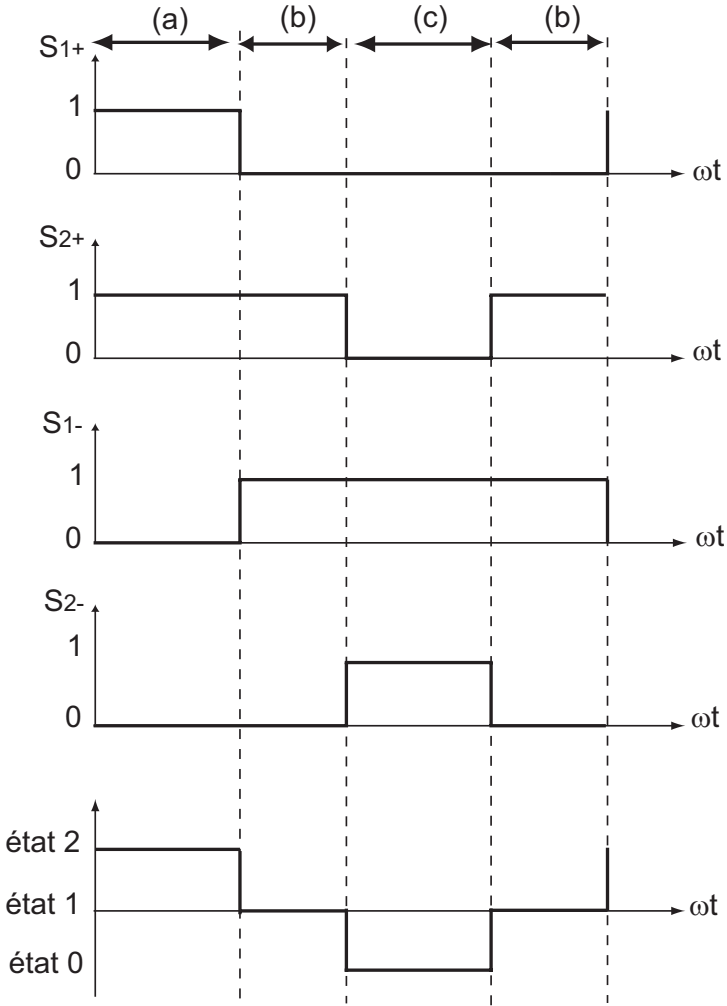


FIG. 3.4: Génération des trois niveaux dans un onduleur NPC.

- c) Quand S_{1-} et S_{2-} sont fermés, les diodes D_1 et D_2 ne conduisent pas. La phase est connectée au potentiel négatif du circuit intermédiaire (voir figure 3.3.c). Ainsi, l'onduleur génère l'état minimum : état 0 de la figure 3.4.
- d) Par contre, quand S_{1+} et S_{2-} sont fermés, et par conséquent S_{2+} et S_{1-} sont bloqués, cet état est indéfini et donc interdit dans un fonctionnement normal de l'onduleur.

Le tableau 3.1 résume les tensions possibles en sortie et les éléments conducteurs pour chaque état de commutation.

état de commutation					éléments conducteurs	
S_{1+}	S_{2+}	S_{1-}	S_{2-}	U_{ph-O}	$i > 0$	$i < 0$
1	1	0	0	U_d	S_{1+}, S_{2+}	D_{1+}, D_{2+}
0	1	1	0	$\frac{U_d}{2}$	D_1, S_{2+}	D_2, S_{1-}
0	0	1	1	0	D_{1-}, D_{2-}	S_{1-}, S_{2-}
1	0	0	1		état indéfini	

TAB. 3.1: Éléments enclenchés dans un onduleur NPC à trois niveaux.

3.2.3 Tension de blocage des interrupteurs

Lors de la mise en série des interrupteurs de puissance, un certain nombre d'imperfections peuvent intervenir et perturber le bon fonctionnement de l'onduleur, comme le retard entre les signaux de commande ou la différence des vitesses de commutations.

Ces éléments peuvent créer un déséquilibre dans la répartition des tensions aux bornes des interrupteurs mis en série.

En effet, dans l'onduleur NPC à trois niveaux de la figure 3.2, lorsque les interrupteurs S_{1+} et S_{2+} sont bloqués, le potentiel au point S_+ entre ces deux interrupteurs est maintenu normalement à une tension qui est égale à celle du point milieu. Cependant, ce potentiel peut monter plus haut que le potentiel du point milieu, ceci conduit au claquage du transistor S_{2+} puisqu'il est dimensionné pour bloquer juste la moitié de la tension continue d'alimentation du circuit intermédiaire, de même pour le transistor S_{1-} [26].

Afin d'éviter cette contrainte et d'assurer un bon équilibrage des tensions aux bornes des interrupteurs, une résistance est ajoutée entre les deux points S_+ et S_- comme le montre la figure 3.2 [27].

3.3 Propriétés énergétiques du convertisseur à trois niveaux en mode rectangulaire

Dans le domaine de la grande puissance, la commande rectangulaire reste une bonne solution pour commander les onduleurs où on utilise des interrupteurs généralement lents. Cette solution présente l'avantage de faibles pertes de commutation dans les semi-conducteurs de puissance, puisqu'ils commutent en faible fréquence.

Afin que le rendement des convertisseurs soit le plus élevé possible, les pertes en conduction dans les interrupteurs doivent aussi être réduites. Pour cela à l'état passant, les interrupteurs doivent présenter une chute de tension la plus faible possible, et à l'état bloqué, un courant de fuite négligeable [28], ce qui donne moins de pertes, et donc un bon rendement des convertisseurs.

3.3.1 Modélisation des pertes en conduction

Pour un point de fonctionnement donné, les pertes par conduction apparaissent à la fin d'une commutation en fermeture jusqu'au début d'une commutation d'ouverture d'un semi-conducteur de puissance. Dans cette section, nous allons utiliser comme exemple des transistors IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) fournis par ABB Switzerland [29]. Il s'agit d'un 5SNR20H2500. Cet IGBT peut bloquer une tension Collecteur-émetteur $V_{CES} = 2.5 \text{ kV}$, la valeur maximale du courant pouvant traverser le collecteur, pour une température donnée, est d'environ $I_C = 2 \text{ kA}$.

La figure 3.5 montre la caractéristique de l'IGBT (2.5 kV/2 kA). A gauche, 5SNR 20H2500, et à droite la figure montre une linéarisation approximative de la caractéristique (voir l'équation 3.1) [30].

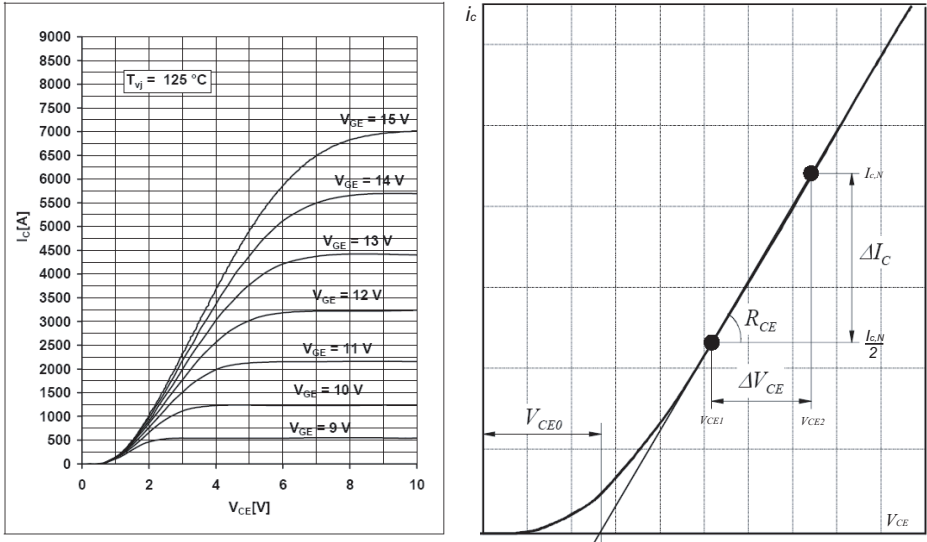


FIG. 3.5: Linéarisation de $I_c = f(V_{CE})$.

$$V_{CE}(t) = V_{CE0} + R_{CE}I_C(t) \quad (3.1)$$

A la figure 3.5 V_{CE2} et V_{CE1} sont des tensions accordées respectivement aux courants $I_{C,N}$ et $\frac{I_{C,N}}{2}$. La tension V_{CE0} peut s'écrire comme le montre l'équation 3.2

$$V_{CE0} = 2V_{CE1} - V_{CE2} \quad (3.2)$$

et la résistance R_{CE} peut être écrite selon l'équation 3.3.

$$R_{CE} = 2 \frac{V_{CE2} - V_{CE1}}{I_{C,N}} \quad (3.3)$$

D'autre part, les pertes en conduction dans un transistor peuvent s'écrire selon l'équation 3.4

$$P_{cS} = \frac{1}{T_f} \int_{T_f} V_{CE}(t) \cdot I(t) dt \quad (3.4)$$

avec T_f la période du fondamental de la tension.

En utilisant la relation 3.1 issue d'une linéarisation de la courbe $I_c = f(V_{CE})$ (voir la figure 3.5 à droite), les pertes en conduction dans un transistor peuvent être écrites selon les équations 3.5 et 3.6.

$$P_{cS} = \frac{1}{T_f} \int_{T_f} [V_{CE0} \cdot I_C(t) + R_{CE} \cdot I_C^2(t)] dt \quad (3.5)$$

$$P_{cS} = V_{CE0} \cdot I_{Cmoy} + R_{CE} \cdot I_{Crms}^2 \quad (3.6)$$

Sachant que I_{Cmoy} et I_{Crms}^2 sont exprimés selon l'équation 3.7

$$\begin{cases} I_{Cmoy} = \frac{1}{T_f} \int_{T_f} I_C(t) dt \\ \text{et} \\ I_{Crms}^2 = \frac{1}{T_f} \int_{T_f} I_C^2(t) dt \end{cases} \quad (3.7)$$

I_{Cmoy} : courant moyen dans le collecteur.

I_{Crms} : courant efficace dans le collecteur.

De la même manière, et en utilisant la caractéristique de la diode $I_F = f(V_F)$ donnée par la fiche technique du composant 5SNR 20H2500, nous avons calculé les pertes en conduction dans une diode comme montré par l'équation 3.8.

$$P_{cD} = V_{FD} \cdot I_{Fmoy} + R_D \cdot I_{Frms}^2 \quad (3.8)$$

$I_{F_{moy}}$: courant moyen dans une diode.

$I_{F_{rms}}$: courant efficace dans une diode.

Ainsi, les pertes en conduction dans une phase d'un onduleur NPC à trois niveaux peuvent être écrites sous la forme de l'équation 3.9

$$P_{c/phase} = \sum_{S_i} P_{cS_i} + \sum_{D_i} P_{cD_i} + \sum_{D'_i} P_{cD'_i} \quad (3.9)$$

avec :

$S_i = [S_{i+}, S_{i-}]$: transistors et $i=1,2$.

$D_i = [D_{i+}, D_{i-}]$: diodes de roue libre associées aux transistors.

$D'_i = [D'_i]$: clamping diodes.

Les pertes en conduction dans un pont triphasé sont exprimées selon l'équation 3.10 :

$$P_c = 3 \times P_{c/phase} = 3 \times \left(\sum_{S_i} P_{cS_i} + \sum_{D_i} P_{cD_i} + \sum_{D'_i} P_{cD'_i} \right) \quad (3.10)$$

3.3.2 Simulation des pertes en conduction

Dans le but d'avoir une estimation des pertes en conduction dans un convertisseur à trois niveaux, nous avons réalisé un circuit de simulation présenté à la figure 3.6.

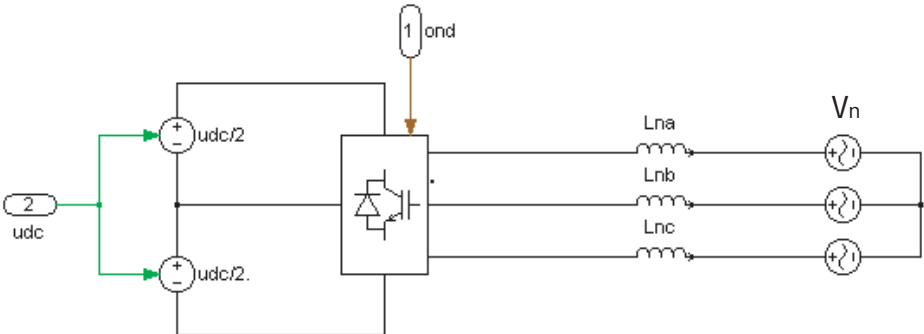


FIG. 3.6: Schéma bloc du circuit de simulation.

Le circuit est composé d'un onduleur NPC à trois niveaux, alimenté par une source de tension continue réglable, et connecté au réseau via une inductance

L_n . Nous avons utilisé le modèle détaillé de l'onduleur proposé par PLECS [31], et nous avons défini les paramètres nécessaires donnés ou calculés à partir des fiches techniques (data sheets) des composants. Le tableau 3.2 représente les valeurs de ces paramètres. Ces dernières peuvent être corrigées en fonction de la température de jonction réelle.

V_{CE0}	1.2 V	IGBT forward voltage
R_{CE}	$0.738m\Omega$	IGBT on-resistance
V_{fD}	1.22 V	diode forward voltage
R_D	$0.32m\Omega$	diode on-resistance

TAB. 3.2: Paramètres de l'onduleur calculés à partir des fiches techniques.

Le modèle présenté à la figure 3.6 est simulé en utilisant les caractéristiques données dans le tableau 3.3, pour trois modes de fonctionnement : à vide ($P_{ref} = Q_{ref} = 0$), puis après la première transition quand $\cos \varphi = 0.8$ ($P_{ref} \neq 0$ et $Q_{ref} \neq 0$), ensuite après la deuxième transition quand $\cos \varphi = 1$ ($P_{ref} \neq 0$ et $Q_{ref} = 0$).

V_n	3kV	valeur de crête de la tension de phase du réseau
I_n	1.5kA	valeur de crête du courant dans le réseau
L_n	1.3mH	inductance entre l'onduleur et le réseau
$S_n = \frac{3}{2}V_n I_n$	6.75MVA	puissance apparente du réseau
U_{dcN}	4.98kV	tension continue nécessaire pour un fonctionnement à $\cos \varphi$ unitaire

TAB. 3.3: Caractéristiques du modèle de la simulation.

Les figures 3.7 et 3.8 représentent, pour différents modes de fonctionnement ($\cos \varphi = 0.8$ et $\cos \varphi = 1$), les tensions et les courants dans chaque interrupteur dans une phase d'un onduleur NPC à trois niveaux (voir figure 3.2).

Selon le cas présenté dans les figures 3.7 et 3.8, les courants circulant dans les diodes D_{1+} , D_{2+} , D_{1-} et D_{2-} sont très faibles, ce qui résulte de faibles pertes en conduction dans ces diodes.

Dans ce qui suit, nous n'allons donc prendre en considération que les pertes dans les transistors S_{1+} , S_{2+} , S_{1-} et S_{2-} et les pertes dans les clamping diodes D_1 et D_2 .

3.3. PROPRIÉTÉS ÉNERGÉTIQUES

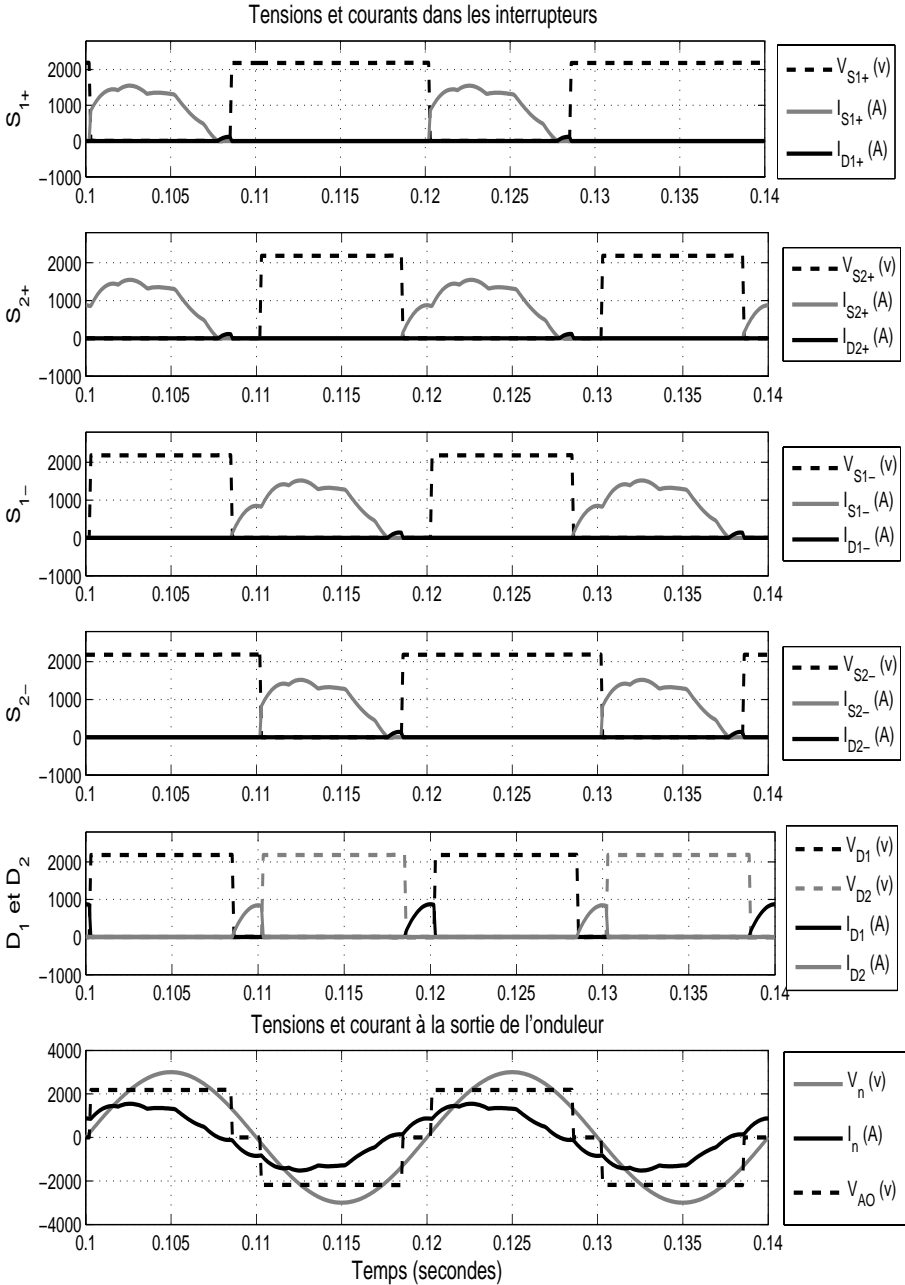
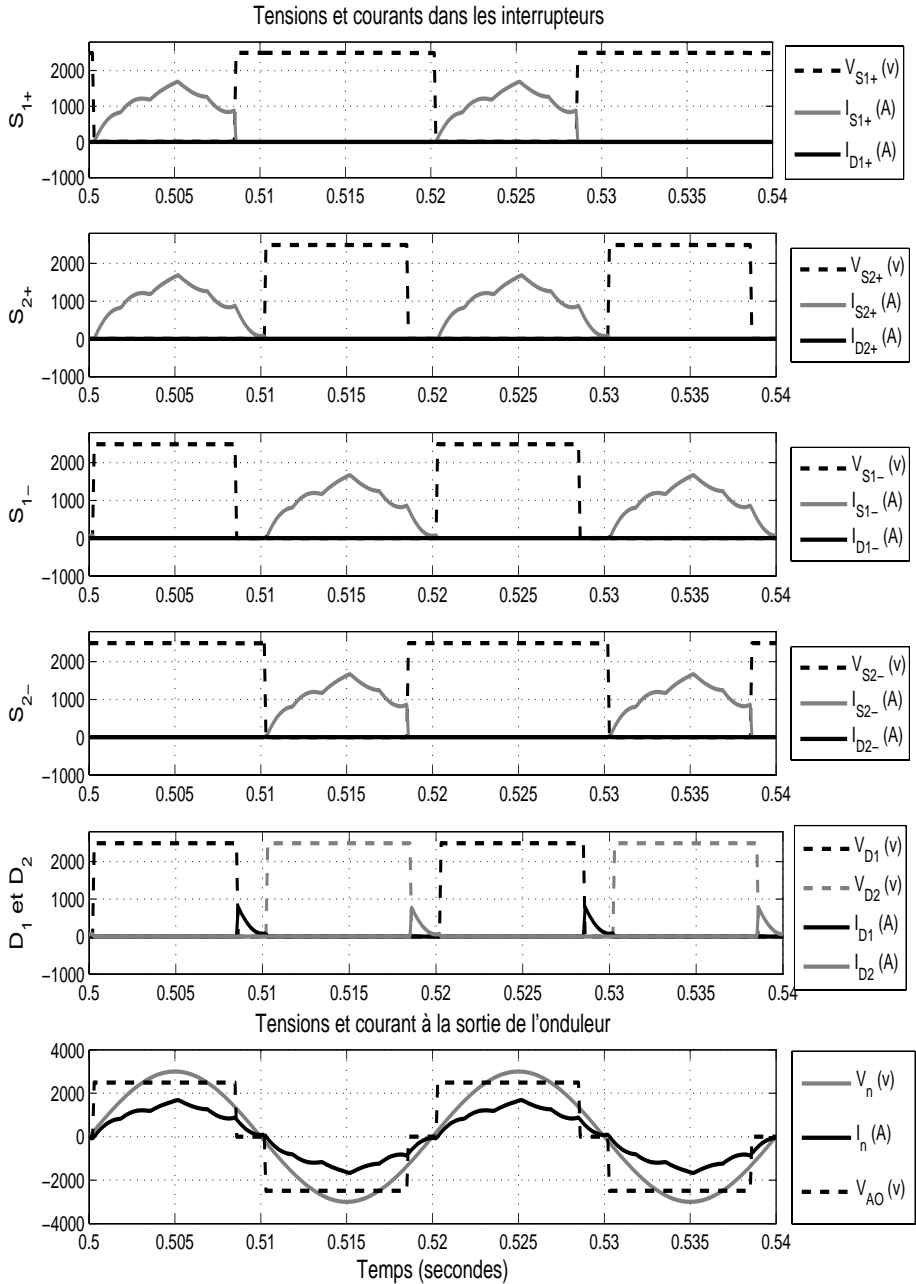


FIG. 3.7: Tensions et courants dans chaque interrupteur pour un $\cos \varphi = 0.8$.

FIG. 3.8: Tensions et courants dans chaque interrupteur pour un $\cos \varphi = 1$.

La figure 3.9 montre les résultats de simulation, pour différents mode de fonctionnement (à vide, à $\cos\varphi = 0.8$ et à $\cos\varphi = 1$), concernant les pertes en conduction dans chaque transistor et chaque diode dans une phase de l'onduleur. La figure montre également les pertes en conduction dans un pont triphasé dans l'onduleur NPC à trois niveaux. Ces pertes présentent environ 0.17% de la puissance totale (6.75MVA).

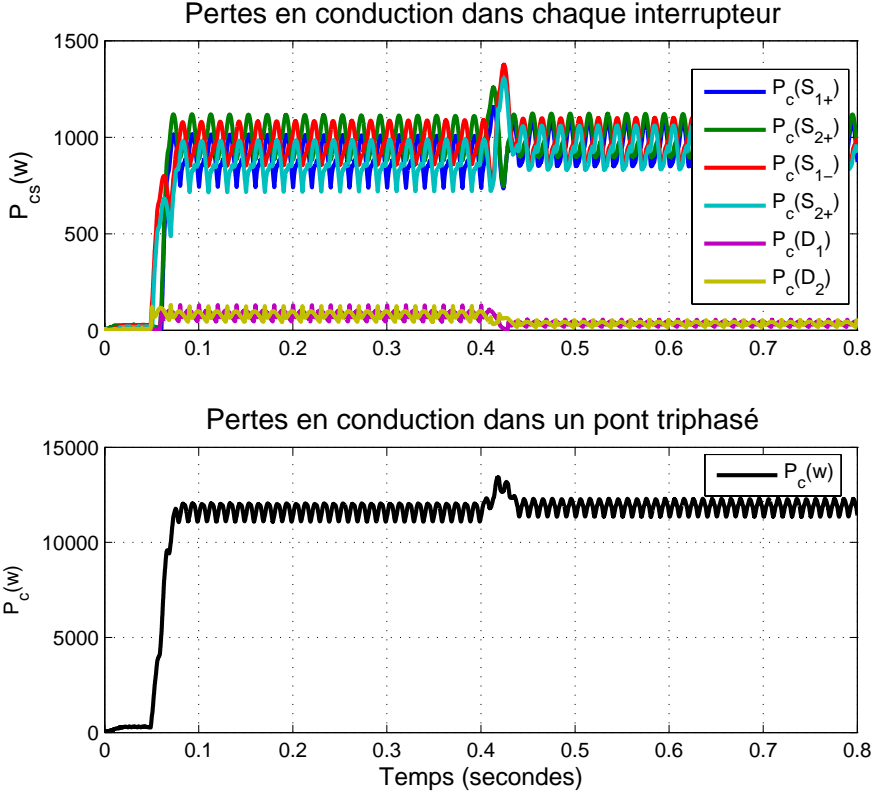


FIG. 3.9: Pertes en conduction calculées par simulation.

3.3.3 Modélisation des pertes en commutation

Dans cette section, nous allons décrire le comportement des différents semi-conducteurs constituant une branche d'un onduleur NPC à trois niveaux, notamment lors de l'enclenchement (fermeture) et le déclenchement (ouverture) du transistor.

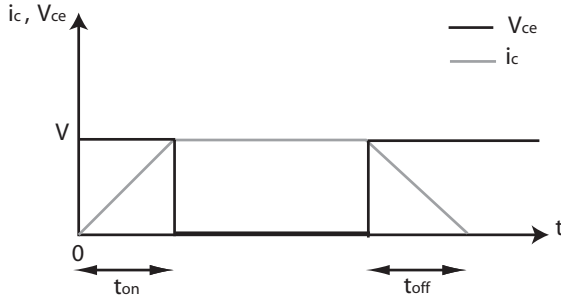
Transistor en commutation : généralité


FIG. 3.10: Transistor en commutation.

La figure 3.10 présente la tension $V_{ce}(t)$ aux bornes d'un transistor et le courant circulant dans le collecteur. Selon la figure, t_{on} est appelé temps de commutation à la fermeture du transistor et t_{off} est le temps de commutation à l'ouverture du transistor.

Durant les commutations t_{on} et t_{off} , il y a une circulation d'un courant i_c dans le transistor et en présence d'une tension $V_{ce} = V$. Il en résulte des pertes en commutation (voir l'équation 3.11).

$$p(t) = V_{ce}(t) * i_c(t) \quad (3.11)$$

$$p_{com}(t_{on}) = \frac{1}{T_f} \int_0^{t_{on}} (V_{ce}(t) * i_c(t)) dt \quad (3.12)$$

La tension $V_{ce} = V$ et le courant $i_c(t)$ peut être écrit sous l'équation 3.13 :

$$i_c(t) = I \frac{t}{t_{on}} \quad (3.13)$$

En remplaçant les expressions du courant et de la tension dans l'équation 3.12, les pertes en commutation à la fermeture peuvent être écrites comme présenté dans l'équation 3.14

$$p_{com}(t_{on}) = \frac{1}{T_f} \int_0^{t_{on}} (VI \frac{t}{t_{on}}) dt = \frac{VI}{2T_f} t_{on} \quad (3.14)$$

D'autre part, pendant t_{off} , la tension $V_{ce}(t) = V$ et le courant $i_c(t)$ est donné par l'équation 3.15 :

$$i_c(t) = I(1 - \frac{t}{t_{off}}) \quad (3.15)$$

Les pertes en commutation à l'ouverture peuvent être écrites sous l'équation 3.16 :

$$p_{com}(t_{off}) = \frac{1}{T_f} \int_0^{t_{off}} VI \left(1 - \frac{t}{t_{off}}\right) dt = \frac{VI}{2T_f} t_{off} \quad (3.16)$$

Les pertes totales en commutation sont présentées par l'équation 3.17 :

$$p_{com} = \frac{VI}{2T_f} (t_{on} + t_{off}) \quad (3.17)$$

Selon la relation 3.17, le calcul des pertes en commutation total s'avère impossible.

En effet, il faudrait connaître les formes de la tension et du courant pendant l'intervalle de commutation t_{on} et t_{off} . Vu le nombre de paramètres en jeu, la tâche n'est pas réalisable. Le fabricant propose des courbes donnant l'énergie de commutation en fonction de divers paramètres (voir figure 3.11).

3.3.4 Simulation des pertes en commutation

Pour simuler les pertes en commutation, nous avons besoin d'intégrer dans le modèle de simulation les courbes d'énergies données par le fabricant (voir la figure 3.11). D'après les courbes, l'énergie à l'ouverture et à la fermeture peut être écrite selon l'équation 3.18.

$$\begin{cases} E_{off} = K_1 I_c^2 + K_2 I_c + K_3 \\ E_{on} = K'_1 I_c^2 + K'_2 I_c + K'_3 \end{cases} \quad (3.18)$$

K_i et K'_i ($i=1,2,3$) sont des paramètres à déterminer à partir des courbes réelles.

La figure 3.12 représente le résultat de simulation réalisée sur Matlab.

D'autre part, les pertes en commutation dans un transistor peuvent être écrites en fonction de l'énergie, selon l'équation 3.19 :

$$p_{com}(S) = f_p \times (E_{on} + E_{off}) \quad (3.19)$$

avec f_p est égale à la fréquence de pulsation.

D'après les figures 3.7 et 3.8, dans une période, les courbes présentent une seule commutation à l'ouverture et une seule commutation à la fermeture, ce qui nous permet d'écrire $f_p = f_f = 50Hz$: f_f est la fréquence du fondamental.

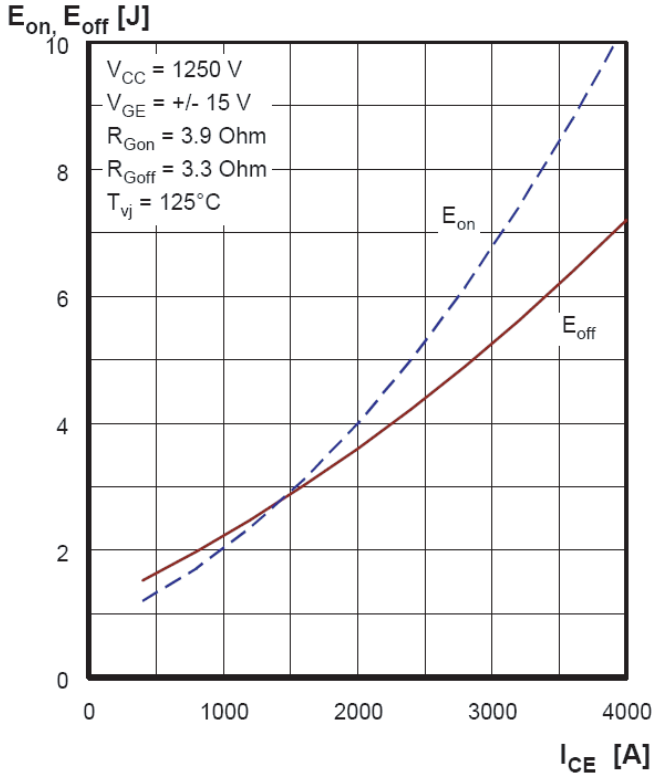


FIG. 3.11: Énergies de commutation E_{on} et E_{off} proposées par le fabricant en fonction du courant i_c .

En utilisant les courbes des tensions et des courants présentées dans les figures 3.7 et 3.8, nous pouvons déterminer la valeur du courant $i_c(t)$ pendant la commutation, et calculer l'énergie de commutation à l'ouverture et à la fermeture à partir de l'équation 3.18 ou graphiquement à partir des courbes d'énergies présentées à la figure 3.12.

Nous pouvons ainsi donner une estimation approximative des pertes totales en commutation dans les transistors pour un onduleur triphasé.

$$p_{com}(S) = 3 \times f_p \times \left(\sum_{Si} (E_{on}(Si) + E_{off}(Si)) \right) \quad (3.20)$$

avec : $Si = [S_{i+}, S_{i-}]$: transistors et $i=1,2$.

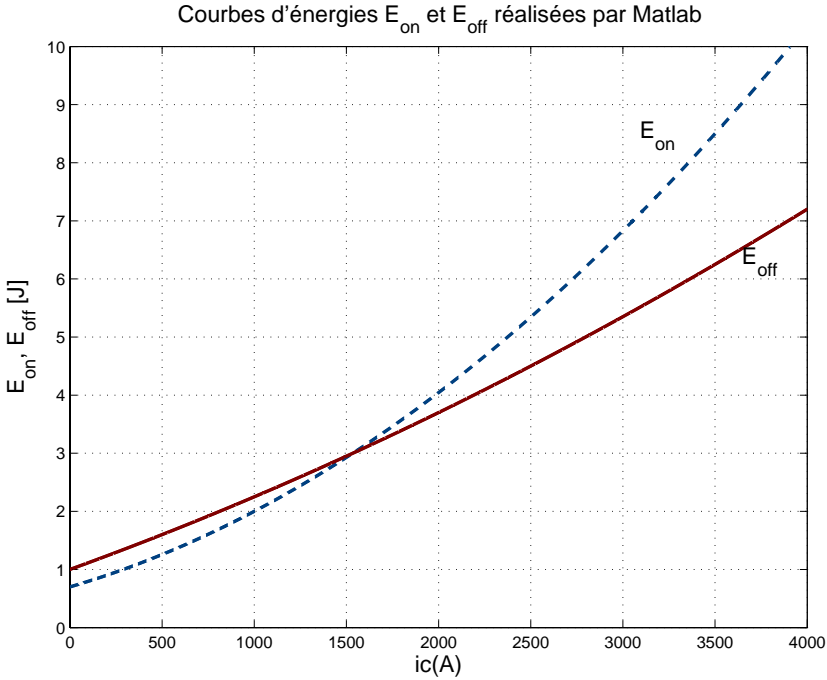


FIG. 3.12: Énergies de commutation E_{on} et E_{off} calculées par Matlab en fonction du courant i_c .

D'autre part, comme les transistors, les diodes aussi présentent des pertes en commutation. Dans la mesure où les pertes à la fermeture sont très faibles par rapport aux pertes à l'ouverture, seules ces dernières sont généralement prises en compte pour le calcul des pertes.

Les pertes totales en commutation dans les diodes pour un onduleur triphasé sont données par l'équation 3.21 :

$$p_{com}(D) = 3 \times f_p \times \left(\sum_{Di} E_{rec}(Di) + \sum_{D'i} E_{rec}(D'i) \right) \quad (3.21)$$

E_{rec} est l'énergie du recouvrement inverse de la diode, proposée par le constructeur en fonction du courant i_f dans la diode.

$Di = [D_{i+}, D_{i-}]$: diodes de roue libre associées aux transistors.

$D'i = [D_i]$: clamping diodes.

Dans un onduleur NPC à trois niveaux les pertes totales en commutation sont calculées à partir de l'équation 3.22

$$p_{com} = p_{com}(S) + p_{com}(D) \quad (3.22)$$

Nous avons utilisé le même modèle de simulation présenté à la figure 3.6. Une estimation approximative des pertes en commutation dans les trois phases d'un onduleur NPC à trois niveaux est représentée à la figure 3.13.

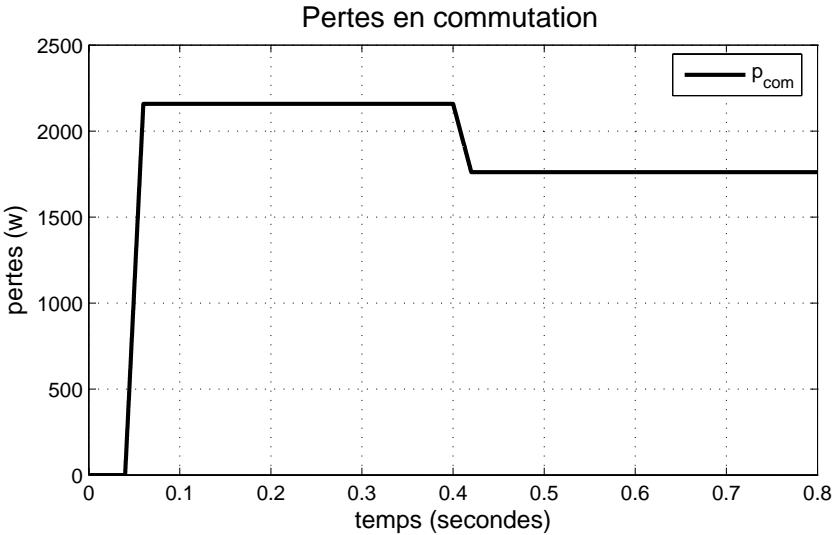


FIG. 3.13: Pertes en commutation dans un onduleur à trois niveaux.

Selon l'exemple présenté, les pertes en commutation sont faibles en comparaison avec les pertes en conduction. Ces pertes en commutation dépendent de la fréquence de pulsation f_p (voir équation 3.20), elles peuvent largement dépasser les pertes en conduction pour des fréquences plus élevées.

3.3.5 Pertes totales et rendement énergétique d'un onduleur NPC à trois niveaux

Les pertes totales dans l'onduleur sont égales à la somme des pertes en commutation et en conduction (voir l'équation 3.23) :

$$perte_{totale} = P_{commutation} + P_{conduction} \quad (3.23)$$

La figure 3.14 montre les résultats de simulation. Les pertes totales dans un onduleur NPC à trois niveaux présentent 0.2% de la puissance maximale(6.75MW).

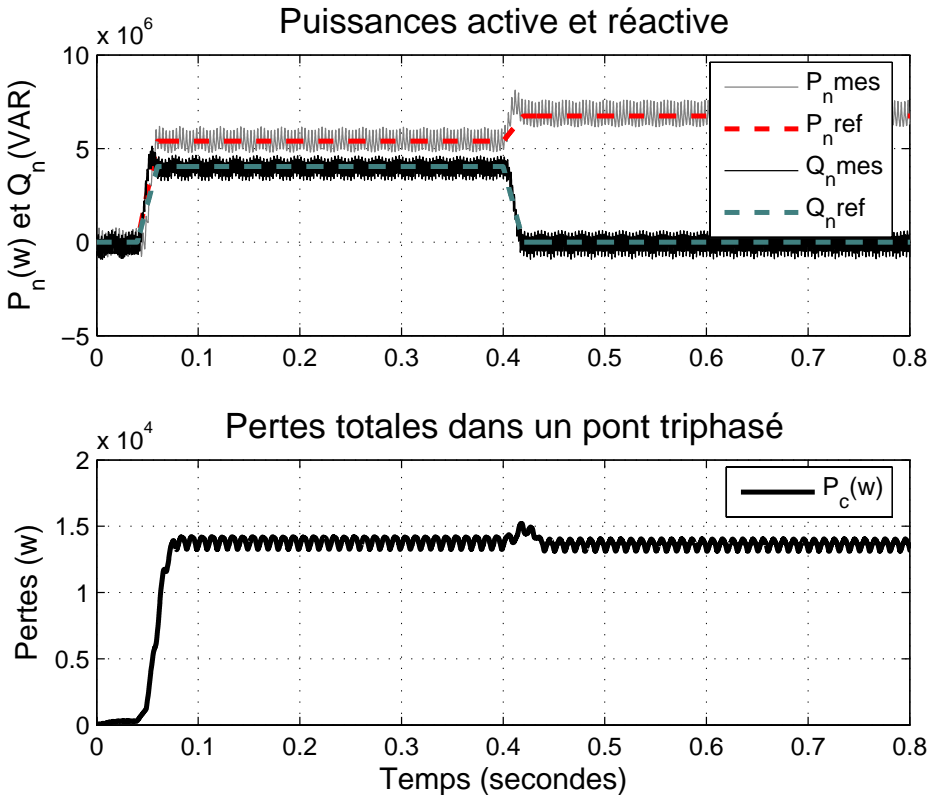


FIG. 3.14: Pertes totales dans un onduleur à trois niveaux.

Ainsi, nous avons donné une estimation approximative des pertes en conduction et des pertes en commutation dans un onduleur NPC à trois niveaux. Ces pertes sont calculées en se basant sur des fiches techniques des IGBT existant sur le marché des semi-conducteurs de puissances. Selon le cas étudié, l'onduleur NPC à trois niveaux commandé en mode rectangulaire présente un rendement d'environ 99.79%.

Toutefois, pour des puissances plus élevées de l'ordre de 73.8MVA ($\widehat{V} = 9.4kV / \widehat{i} = 5.23kA$), l'utilisation d'un onduleur à trois niveaux reste pratiquement difficile vu qu'il n'existe pas encore de semi-conducteurs de puissance à haute tension (8kV/5kA).

3.4 Convertisseurs recommandés pour la haute puissance

Afin de produire une puissance plus élevée à partir des semi-conducteurs de puissance disponibles, différentes topologies de convertisseurs à niveaux multiples peuvent être recommandés :

- mise en série des interrupteurs identiques dans un onduleur NPC à trois niveaux.
- mise en série des interrupteurs identiques dans un onduleur NPC à cinq niveaux.

Ces solutions permettent d'augmenter la tension de sortie au-delà des limites des semi-conducteurs. Toutefois, pour des puissances plus élevées de l'ordre de 73.8MVA, le courant dans une phase dépasse le courant limité par les semi-conducteurs disponibles actuellement (2.5kV/2kA). Afin de limiter le courant, nous proposons de mettre en parallèle trois blocs d'onduleurs.

Une étude comparative par simulation est réalisée pour les différentes solutions, en utilisant les caractéristiques données au tableau 3.4.

V_n	9.4kV	valeur de crête de la tension du réseau
I_n	5.23kA	valeur de crête du courant dans le réseau
L_n	$3 \times 0.57mH$	inductance entre l'onduleur et le réseau
$S_n = \frac{3}{2}V_n I_n$	73.8MVA	puissance apparente du réseau
U_{dcN3}	14.513kV	tensions continues nécessaires pour avoir un $\cos \varphi$ unitaire, à l'entrée d'un onduleur à trois et à cinq niveaux
U_{dcN5}	15.464kV	

TAB. 3.4: Caractéristiques du modèle de simulation.

Pour un onduleur à trois niveaux, nous avons choisi une tension continue $U_{dcN3} = 14.513kV$ nécessaire pour avoir un fonctionnement à $\cos \varphi$ unitaire. Afin de pouvoir utiliser les semi-conducteurs (2.5kV/2kA), nous avons mis en série quatre interrupteurs identiques. On aura ainsi théoriquement une sollicitation de $\frac{U_{dcN3}/2}{4} = 1.814kV$ pour chaque transistor (voir figure 3.15).

Pour un onduleur à cinq niveaux, nous avons choisi une tension continue $U_{dcN5} = 15.464kV$. On aura ainsi théoriquement une sollicitation de $\frac{U_{dcN5}/4}{2} = 1.971kV$ pour chaque transistor (voir figure 3.21).

Le dimensionnement de l'inductance L_n et le choix de la tension continue à l'entrée de l'onduleur seront détaillés au chapitre 4.

3.4.1 Mise en série d'interrupteurs identiques dans un onduleur NPC à trois niveaux

La figure 3.15 montre une structure possible d'un onduleur NPC à trois niveaux. Cette structure permet de répartir la tension continue $\frac{U_d}{2}$ sur quatre interrupteurs identiques : (S_{ij+} , S_{ij-} avec $i=1,2$ et $j=1,\dots,4$), et ainsi aboutir à une forte tension à la sortie de l'onduleur à partir des dispositifs à tension réduite.

Pour avoir une estimation approximative des pertes dans cet onduleur, nous avons implémenté le circuit de simulation présenté à la figure 3.16. Le circuit est constitué de trois blocs d'onduleur connectés en parallèle et reliés au réseau via des inductances.

3.4.1.1 Calcul des pertes en conduction

Dans un onduleur NPC à trois niveaux, les pertes en conduction sont exprimées selon l'équation 3.24 :

$$P_c = 3 \times \left(\sum_{S_{ij}} P_{cS_{ij}} + \sum_{D_{ij}} P_{cD_{ij}} + \sum_{D'_{ij}} P_{cD'_{ij}} \right) \quad (3.24)$$

avec :

$S_{ij} = [S_{ij+}, S_{ij-}]$: transistors, ($i=1,2$ et $j=1,2,3,4$)

$D_{ij} = [D_{ij+}, D_{ij-}]$: diodes de roue libre associées aux transistors.

$D'_{ij} = [D_{ij}, D_{ij}]$: clamping diodes.

En négligeant les pertes en conduction dans les diodes de roue libre associées aux transistors, les pertes totales en conduction dans le convertisseur de la figure 3.16 sont données par l'équation 3.25 :

$$P_{c/totale} = 3 \times 3 \times \left(\sum_{S_{ij}} P_{cS_{ij}} + \sum_{D'_{ij}} P_{cD'_{ij}} \right) \quad (3.25)$$

La figure 3.17 représente les pertes en conduction dans chaque interrupteur et dans les clamping diodes, ainsi que les pertes totales en conduction calculées selon l'équation 3.25, pour différents modes de fonctionnement :

- à vide ($P_{ref} = Q_{ref} = 0$),
- après la première transition à $t=0.1s$ quand $\cos \varphi = 0.8$ ($P_{ref} \neq 0$ et $Q_{ref} \neq 0$),
- après la deuxième transition à $t=0.4s$ quand $\cos \varphi = 1$ ($P_{ref} \neq 0$ et $Q_{ref} = 0$).

Les pertes représentent 0.23% de la puissance maximale.

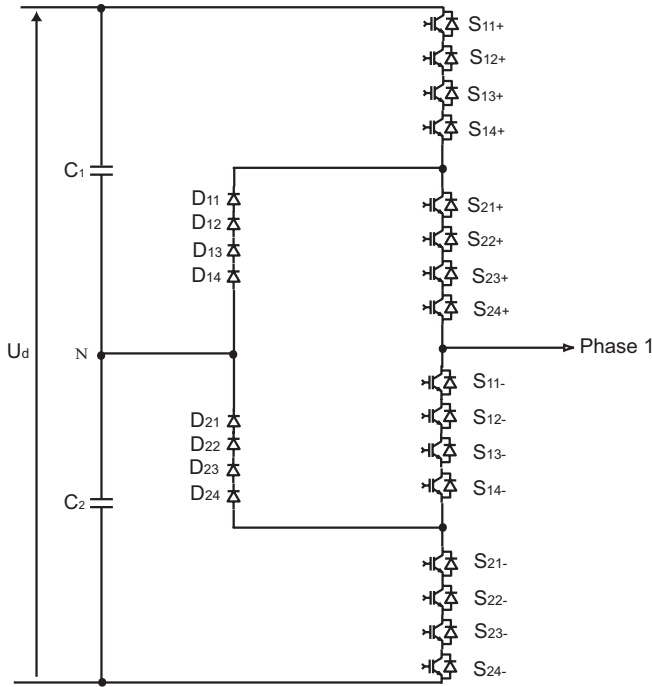


FIG. 3.15: Branche d'un onduleur NPC à trois niveaux avec quatre interrupteurs identiques en série.

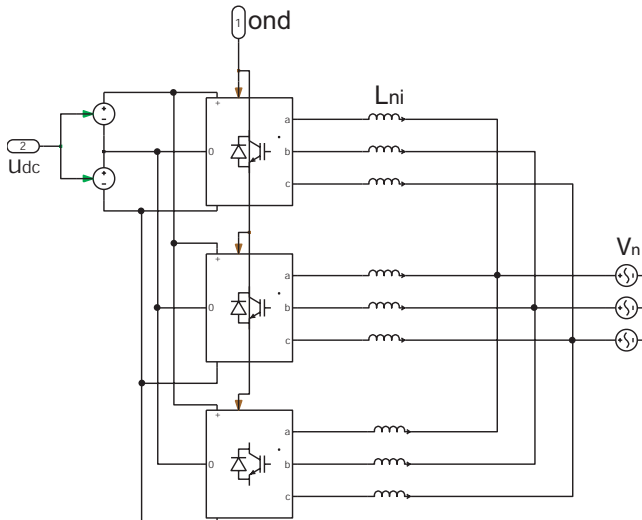


FIG. 3.16: Circuit de simulation pour un convertisseur utilisant trois blocs d'onduleurs triphasés fonctionnant en parallèle.

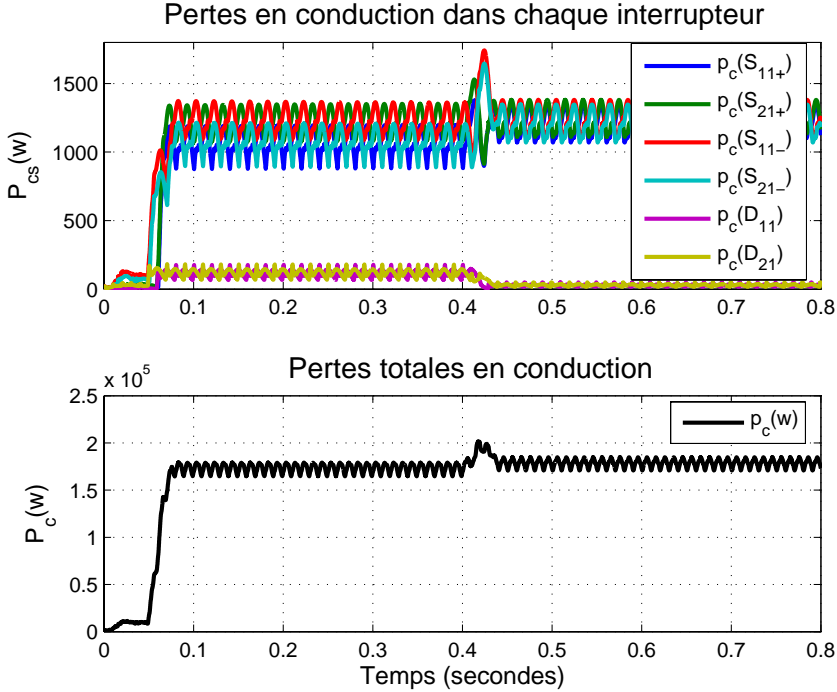


FIG. 3.17: Pertes en conduction dans un convertisseur trois niveaux à quatre interrupteurs en série par bloc.

3.4.1.2 Calcul des pertes en commutation

Les pertes en commutation peuvent être calculées en utilisant des courbes d'énergie à l'ouverture et à la fermeture fournies par les fiches techniques, et de la même manière comme présenté au paragraphe 3.3.3. Les pertes en commutation dans le convertisseur de la figure 3.16 peuvent être écrites selon l'équation 3.26

$$p_{com} = 3 \times 3 \times f_p \times \left(\sum_{S_{ij}} (E_{on}(S_{ij}) + E_{off}(S_{ij})) + \sum_{D_{ij}} E_{rec}(D_{ij}) + \sum_{D'_{ij}} E_{rec}(D'_{ij}) \right) \quad (3.26)$$

$S_{ij} = [S_{ij+}, S_{ij-}]$: transistors, ($i=1,2$ et $j=1,2,3,4$)

$D_{ij} = [D_{ij+}, D_{ij-}]$: diodes de roue libre associées aux transistors.

$D'_{ij} = [D_{ij}, D_{ij}]$: clamping diodes.

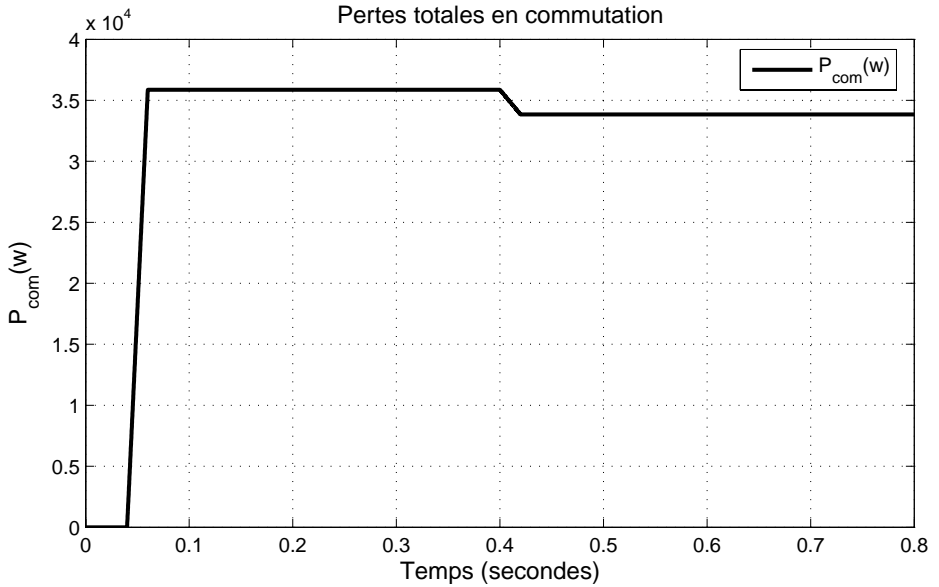


FIG. 3.18: Pertes en commutation dans un convertisseur NPC à trois niveaux avec quatre interrupteurs en série.

La figure 3.18 représente les pertes totales en commutation dans le convertisseur pour les deux modes de fonctionnement. Ces pertes présentent environ 0.046% de la puissance maximale.

3.4.1.3 Pertes totales et rendement énergétique

Les pertes totales dans l'onduleur sont égales à la somme des pertes en commutation et en conduction :

$$perte_{totale} = P_{commutation} + P_{conduction} \quad (3.27)$$

La figure 3.19 montre les résultats de simulation. Les pertes totales dans ce type de convertisseur représentent 0.276%, c'est-à-dire un rendement de 99.72%

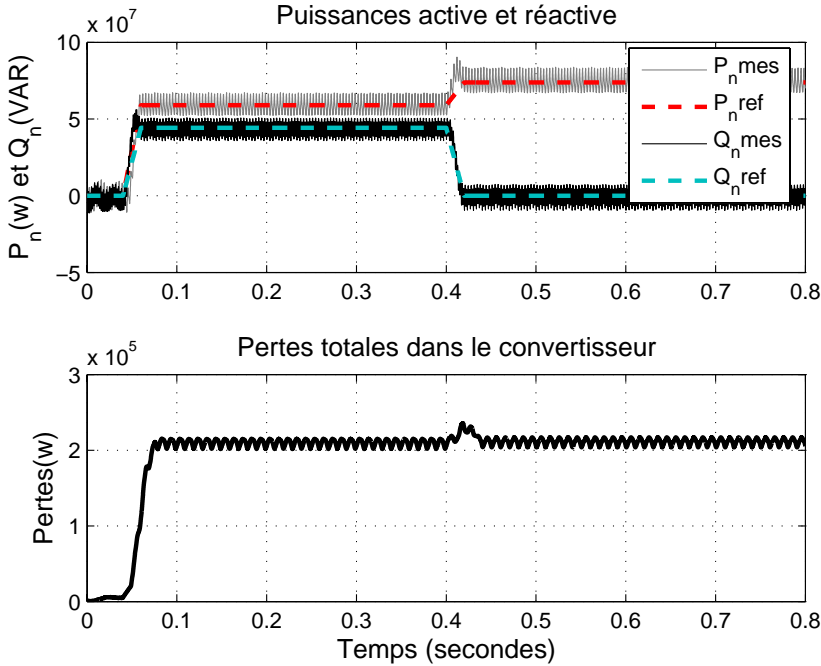


FIG. 3.19: Pertes totales dans un convertisseur à trois niveaux avec quatre interrupteurs en série.

3.4.2 Mise en série d'interrupteurs identiques dans un onduleur NPC à cinq niveaux

3.4.2.1 Onduleurs NPC à cinq niveaux

Cette structure d'onduleur permet d'échelonner la tension continue U_d sur cinq niveaux différents : $(0, \frac{U_d}{4}, \frac{U_d}{2}, \frac{3U_d}{4}, \text{ et } U_d)$. On aboutit ainsi à une forte tension à la sortie à partir des dispositifs à tension réduite (voir la figure 3.20). La détermination des cinq niveaux de tension est basée sur le même principe que l'onduleur NPC à trois niveaux. Le tableau 3.5 montre les états possibles des interrupteurs ainsi que les niveaux de la tension à la sortie.

La figure (3.20-a) montre un schéma fonctionnel d'une branche d'un onduleur NPC à cinq niveaux, elle contient huit IGBT et six clamping diodes. Dans cette structure, les diodes D_1 à D_6 n'ont pas la même tension de blocage.

S4-	S3-	S2-	S1-	S4+	S3+	S2+	S1+	U_{ph-O}
1	1	1	1	0	0	0	0	0
1	1	1	0	0	0	0	1	$\frac{U_d}{4}$
1	1	0	0	0	0	1	1	$\frac{U_d}{2}$
1	0	0	0	0	1	1	1	$\frac{3U_d}{4}$
0	0	0	0	1	1	1	1	U_d

TAB. 3.5: Éléments enclenchés dans un onduleur NPC à cinq niveaux.

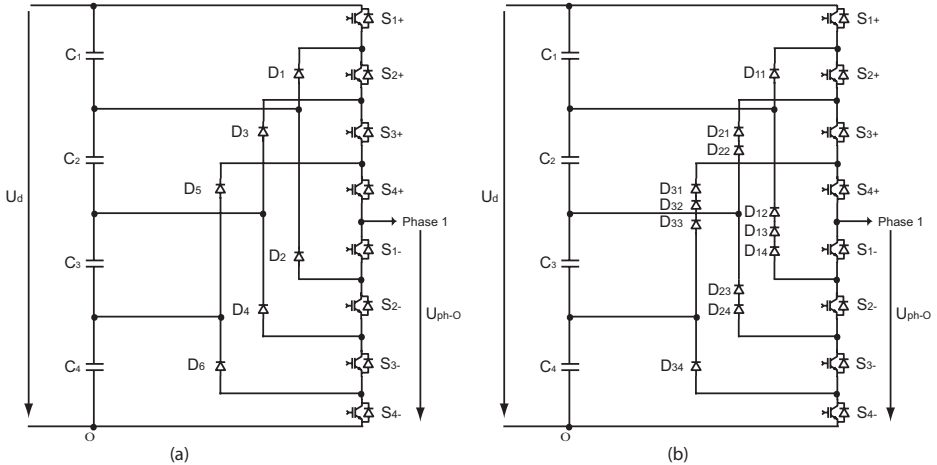


FIG. 3.20: Une branche d'un onduleur NPC à cinq niveaux : (a) avec des diodes de tensions de blocage différentes : (b) avec des diodes de même tension de blocage.

En effet, lorsque le niveau $\frac{U_d}{4}$ est généré, la diode D_6 bloque un quart de la tension de l'alimentation U_d . Par contre, la diode D_5 doit pouvoir bloquer une tension $\frac{3U_d}{4}$, de même pour les autres niveaux intermédiaires et les autres diodes.

Cependant, dans le domaine de la grande puissance où les semi-conducteurs sont utilisés à leurs limites, les diodes ont la même tension de blocage. Dans ce cas, une mise en série des diodes de même tension de blocage est indispensable (voir la figure (3.20-b)).

3.4.2.2 Mise en série d'interrupteurs identiques dans un onduleur NPC à cinq niveaux

La figure 3.21 montre une structure possible d'un onduleur NPC à cinq niveaux avec deux interrupteurs identiques en série (S_{ji+} et S_{ji-}) avec ($i=1,2$ et $j=1,2,3,4$).

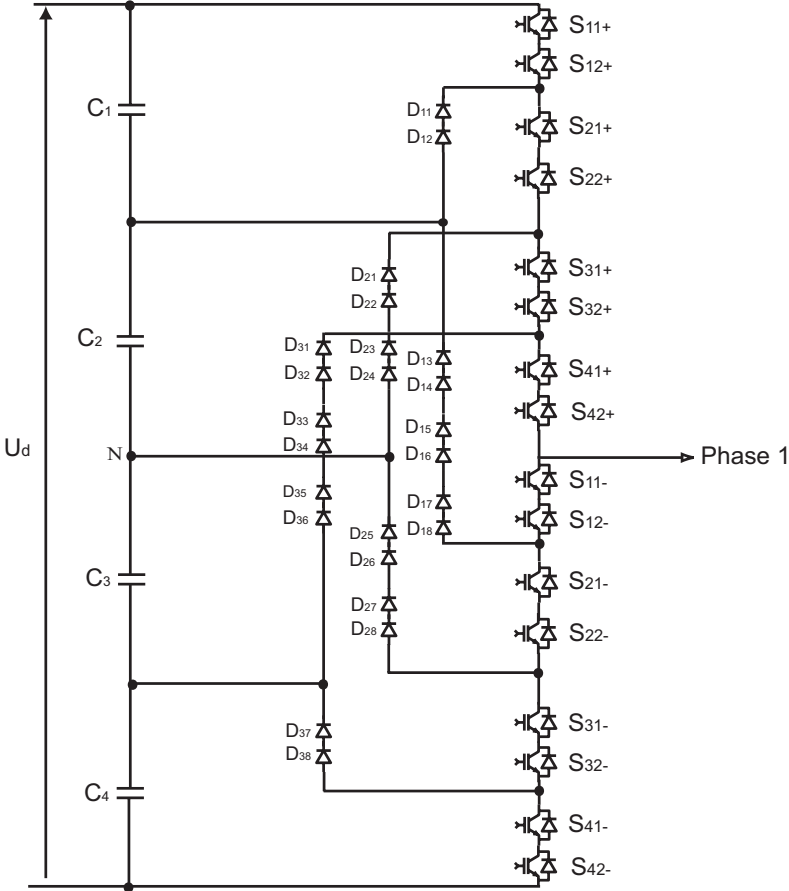


FIG. 3.21: Une branche d'un onduleur NPC à cinq niveaux avec deux interrupteurs en série.

Pour donner une estimation de pertes dans ce convertisseur, nous avons implémenté le circuit de simulation de la figure 3.22.

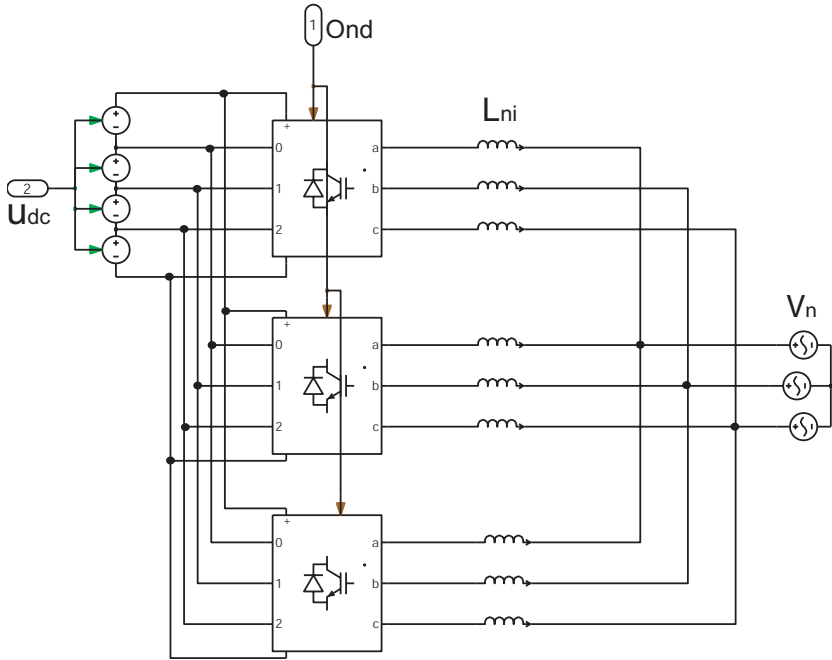


FIG. 3.22: Circuit de simulation pour un convertisseur utilisant trois blocs d'onduleurs triphasés fonctionnant en parallèle.

3.4.2.3 Calcul des pertes en conduction

Les pertes en conduction dans cet onduleur sont exprimées selon l'équation 3.28 :

$$P_{c/total} = 3 \times 3 \times \left(\sum_{S_{ji}} P_{cS_{ji}} + \sum_{D'_{ni}} P_{cD'_{ni}} \right) \quad (3.28)$$

$S_{ji} = [S_{ji+}, S_{ji-}]$: transistors, ($i=1,2$ et $j=1,2,3,4$)

$D_{ji} = [D_{ji+}, D_{ji-}]$: diodes de roue libre associées aux transistors.

$D'_{ni} = [D_{ni}, D_{ni}]$: clamping diodes et $n=1,2,3,4,5,6$.

La figure 3.23 représente les pertes en conduction dans chaque interrupteur et donne une estimation de pertes totales en conduction dans le convertisseur.

Les pertes totales en conduction dans ce type de convertisseur représentent 0.23% de la puissance maximale.

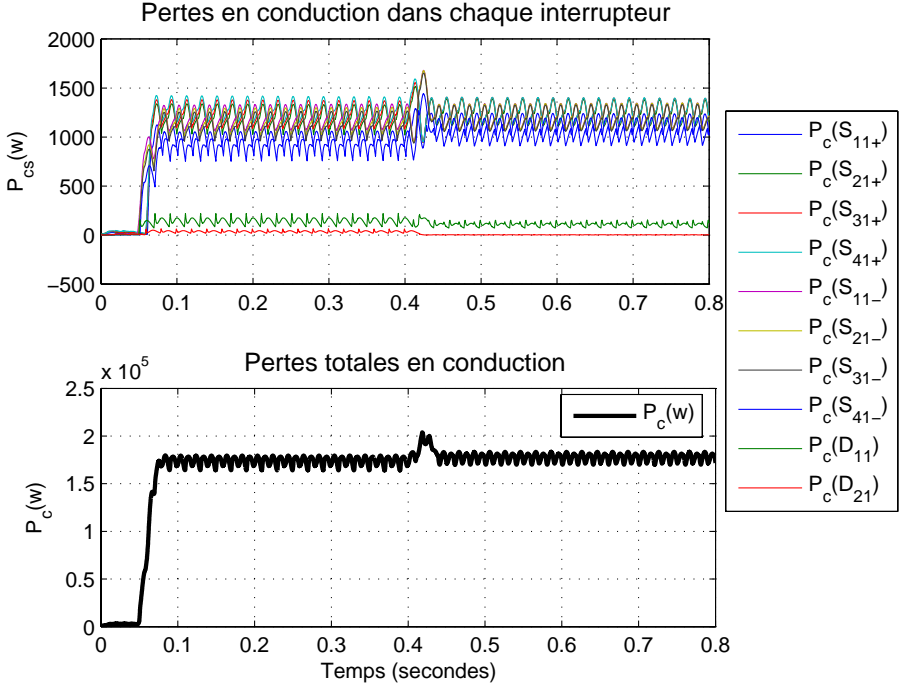


FIG. 3.23: Pertes en conduction dans le convertisseur à cinq niveaux avec deux interrupteurs en série.

3.4.2.4 Calcul des pertes en commutation

Les pertes en commutation peuvent être calculées de la même manière comme présenté au paragraphe 3.3.3

Dans le modèle de simulation de la figure 3.22, nous avons mis en parallèle trois bloc d'onduleur triphasé à cinq niveaux avec deux interrupteurs en série. Les pertes en commutation dans ce convertisseur peuvent être écrites selon l'équation 3.29.

$$p_{com} = 3 \times 3 \times f_p \times \left(\sum_{Sji} (E_{on}(Sji) + E_{off}(Sji)) + \sum_{Dji} E_{rec}(Dji) + \sum_{D'ni} E_{rec}(D'ni) \right) \quad (3.29)$$

La figure 3.24 donne une estimation approximative des pertes totales en commutation dans ce convertisseur.

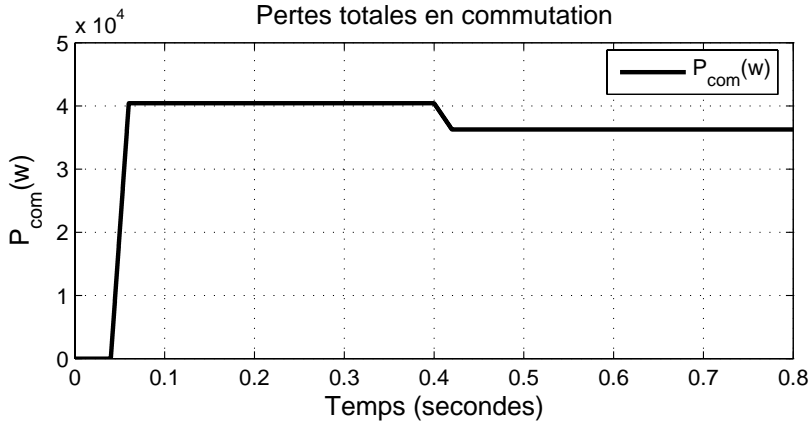


FIG. 3.24: Pertes totales en commutation dans un onduleur à cinq niveaux avec deux interrupteurs en série.

Par rapport à la puissance maximale, les pertes en commutation dans ce convertisseur représentent 0.048%

3.4.2.5 Pertes totales et rendement énergétique

Les pertes totales dans l'onduleur sont égales à la somme des pertes en commutation et en conduction :

$$perte_{totale} = P_{commutation} + P_{conduction} \quad (3.30)$$

La figure 3.25 montre les résultats de simulation pour différents modes de fonctionnement. Les pertes totales dans ce type de convertisseur représentent 0.278%, c'est-à-dire un rendement de 99.72%

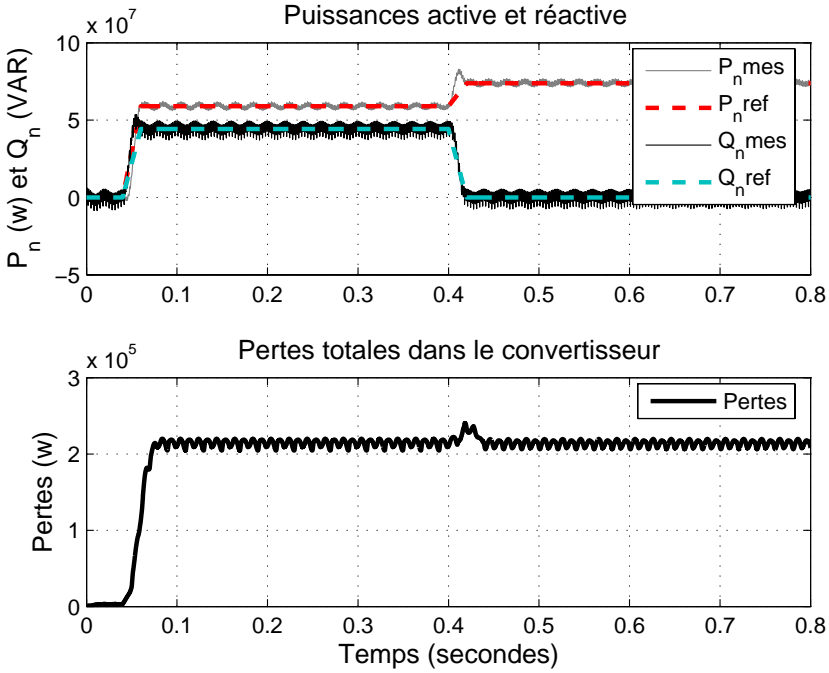


FIG. 3.25: Pertes totales dans un convertisseur NPC à cinq niveaux avec deux interrupteurs en série.

3.4.3 Comparaison

Une étude comparative est réalisée à l'aide du tableau 3.6 pour comparer le nombre de composants nécessaires par branche d'onduleur.

	N	T	D	C	η	δ
Solution 1	3	16	24	2	99.71%	1
Solution 2	5	16	40	4	99.72%	2

TAB. 3.6: Comparaison entre les deux solutions.

Avec :

- N : nombre de niveaux.
- T : nombre de transistors.
- D : nombre de diodes.
- C : nombre de capacité à l'entrée de l'onduleur.

- η : rendement énergétique
- δ : Angle de commutation de l'onduleur.

Le tableau représente aussi le rendement énergétique abouti pour chacune des deux solutions :

- Solution 1 : mise en série des interrupteurs identiques dans un onduleur NPC à trois niveaux.
- Solution 2 : mise en série des interrupteurs identiques dans un onduleur NPC à cinq niveaux.

Les deux solutions présentent quasiment le même rendement énergétique. La première solution présente moins de diodes et de capacités. Par contre, la deuxième solution présente plus de niveaux de tension et un angle de commutation supplémentaire. Le choix de cet angle permet d'améliorer la tension de sortie de l'onduleur en éliminant les harmoniques indésirables. Le critère de choix de l'angle de commutation d'un onduleur à trois et à cinq niveaux sera traité en détail dans le prochain chapitre.

3.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons donné une estimation approximative des pertes en conduction et des pertes en commutation dans un onduleur NPC à niveaux multiples. Cette estimation est basée sur des fiches techniques des semi-conducteurs de puissances existants.

Vu la limitation de la tension de blocage et le courant circulant dans le semi-conducteur, l'onduleur NPC à trois niveaux est simulé en utilisant un modèle à puissance réduite d'environ 6.75MVA. Les pertes totales représentent environ 0.2% de la puissance maximale, et l'onduleur représente un rendement de 99.79%. Il faudra cependant tenir compte que pour un convertisseur de fréquence complet, constitué de deux convertisseurs dos-à-dos, la puissance convertie est affectée deux fois par cette valeur de rendement, c'est-à-dire 99.5%.

Pour le cas de la haute puissance, une étude comparative est réalisée pour deux solutions en utilisant des interrupteurs en série dans un onduleur à trois niveaux, et ensuite dans un onduleur à cinq niveaux. La tension à la sortie de l'onduleur est donc augmentée au-delà des limites des semi-conducteurs de puissance. Afin de limiter le courant circulant dans les collecteurs, nous avons proposé un modèle de simulation composé de trois blocs d'onduleurs mis en parallèle. Ainsi, nous avons pu utiliser les mêmes semi-conducteurs de puissance comme le cas d'un onduleur à trois niveaux à puissance réduite et avoir une puissance plus

grande d'environ (70MVA). Le rendement énergétique aboutit pour les deux solutions avoisine 99.71% avec moins de composantes dans le convertisseur de la première solution (onduleur NPC à trois niveaux avec quatre interrupteurs en série) que dans le convertisseur de la deuxième solution (onduleur NPC à cinq niveaux avec deux interrupteurs en série). Par contre, ce dernier présente plus de niveaux dans la tension de sortie et donc une amélioration de la qualité de courant. Ce point sera traité en détail dans le prochain chapitre.

Chapitre 4

Propriétés du convertisseur relié au réseau électrique

4.1 Introduction

Dans ce chapitre, l'accent sera mis sur différentes propriétés du convertisseur relié au réseau électrique, notamment les contraintes imposées par la nouvelle stratégie de commande.

La première contrainte est l'amélioration, du point de vue harmonique, de la tension à la sortie de l'onduleur commandé en mode rectangulaire.

La deuxième contrainte est la qualité du courant alternatif injecté dans le réseau électrique, en particulier l'élimination rapide de la composante continue typique du régime transitoire.

La dernière contrainte est la synchronisation de la tension du réseau avec la tension générée par l'onduleur. A cet effet, nous allons utiliser un observateur pour la tension du réseau basé sur une nouvelle approche de la PLL (phase Locked Loop) [32].

4.2 Stratégie de réglage proposée pour l'onduleur relié au réseau

4.2.1 Description

La stratégie de réglage proposée pour un onduleur à trois niveaux est illustrée à la figure 4.1. L'échange de puissances entre l'onduleur et le réseau est commandé dans le mode rectangulaire, à travers l'angle θ_n imposé entre la tension du réseau V_n et la tension générée par l'onduleur lui-même V_{ond} . Cette condition n'est pas suffisante pour imposer l'amplitude de puissance active et réactive. Il est donc nécessaire de corriger aussi l'amplitude de la tension de l'onduleur, cette

grandeur n'étant pas commandable dans le mode rectangulaire autrement que par une influence directe sur la tension continue du circuit intermédiaire U_{dc} .

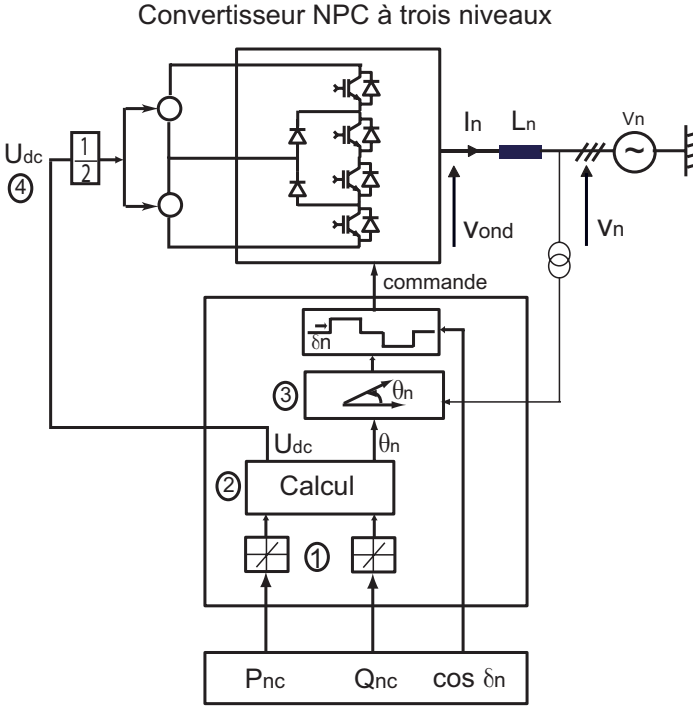


FIG. 4.1: Schéma bloc de la stratégie de commande proposée, côté réseau.

4.2.2 Imposition des puissances en boucle ouverte

Pour simplifier le calcul, on considère le schéma équivalent de la figure 4.2. V_n et V_{ond} présentent successivement la tension du réseau et la tension générée par l'onduleur. Les deux sources de tension sont interconnectées via une inductance L_n dans laquelle circule un courant I_n . D'après le diagramme de la figure 4.2, les puissances actives et réactives peuvent être écrites en fonction des paramètres du système selon l'équation 4.1 :

$$\begin{cases} P_n = \frac{3}{2}V_n I_n \cos \varphi = \frac{3}{2X_n}V_n V_{ond} \sin \theta_n \\ Q_n = \frac{3}{2}V_n I_n \sin \varphi = \frac{3}{2X_n}V_n (V_n - V_{ond} \cos \theta_n) \end{cases} \quad (4.1)$$

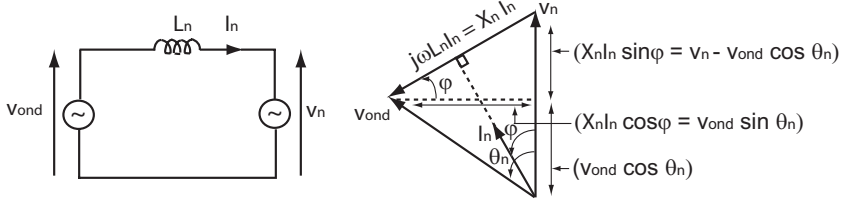


FIG. 4.2: Schéma équivalent et diagramme des tensions pour un circuit simple.

D'autre part, pour un onduleur à trois niveaux en mode rectangulaire, l'onde fondamentale de la tension à la sortie de l'onduleur est proportionnelle selon la relation 4.2 à la tension continue U_{dc} .

$$V_{ond} = \frac{2}{\pi} U_{dc} \cos \delta_n \quad (4.2)$$

Dans cette relation (4.2), δ_n est l'angle de commutation dans un onduleur trois niveaux. Le critère de choix de cet angle sera traité en détail dans la section 4.3.

A partir des deux équations 4.1 et 4.2, la tension continue U_{dc} et l'angle de décalage θ_n entre la tension du réseau et la tension de l'onduleur peuvent être exprimés selon l'équation 4.3 :

$$\begin{cases} \theta_n = \arctan\left(\frac{P_n}{\frac{3}{2} \frac{V_n^2}{X_n} - Q_n}\right) \\ U_{dc} = \frac{\pi}{2 \cos \delta_n} \sqrt{\left(V_n - \frac{2}{3} \frac{X_n}{V_n} Q_n\right)^2 + \left(\frac{2}{3} \frac{X_n}{V_n} P_n\right)^2} \end{cases} \quad (4.3)$$

La tension continue nominale est : $U_{dc0} = \frac{\pi}{2 \cos \delta_n} V_n$ quand les puissances active et réactive sont nulles.

Le rapport entre la tension continue nécessaire pour un fonctionnement en charge et la tension continue nominale dépend des puissances active et réactive selon l'équation 4.4 :

$$\frac{U_{dc}}{U_{dc0}} = \sqrt{\left(1 - \frac{2}{3} \frac{X_n}{V_n^2} Q_n\right)^2 + \left(\frac{2}{3} \frac{X_n}{V_n^2} P_n\right)^2} \quad (4.4)$$

En fonction des puissances active et réactive et pour une valeur donnée de l'inductance $x_n = 0.2pu$, la figure 4.3 représente le rapport $\frac{U_{dc}}{U_{dc0}}$ calculé selon

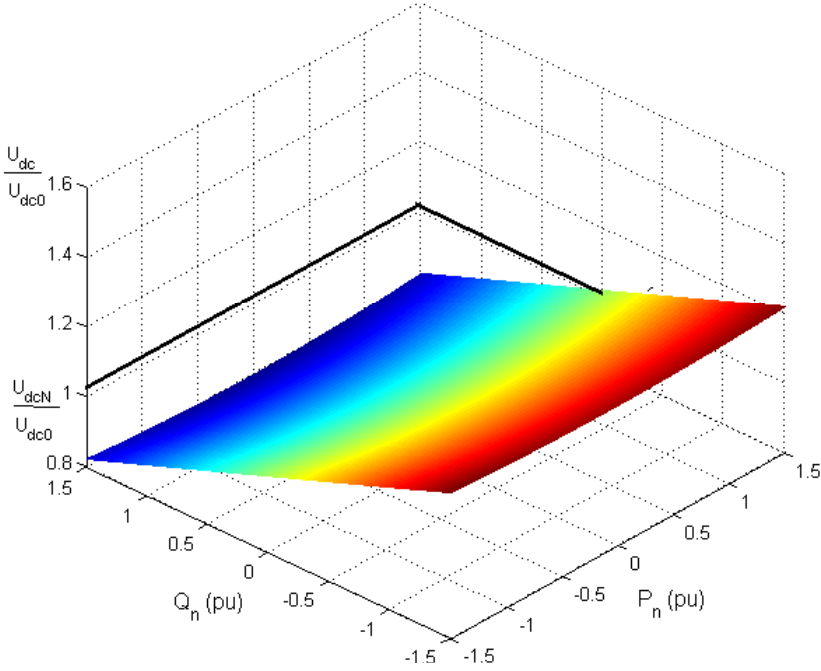


FIG. 4.3: Evolution de la tension continue en fonction des puissances active et réactive.

l'équation 4.4. D'après cette figure, pour avoir un fonctionnement à courant et $\cos \varphi$ unitaires, le rapport $\frac{U_{dc}}{U_{dc0}}$ avoisine 1.02.

D'autre part, la figure (4.4a) représente pour différentes valeurs de l'inductance x_n , l'évolution du rapport $\frac{U_{dc}}{U_{dc0}}$ en fonction de la puissance active en imposant une puissance réactive nulle. Il s'agit d'une caractéristique à $\cos \varphi$ unitaire.

La figure (4.4b) représente l'évolution du rapport $\frac{U_{dc}}{U_{dc0}}$ en fonction de la puissance réactive en imposant une puissance active nulle. Cette courbe est appelée caractéristique de compensateur.

D'après les deux caractéristiques, pour fournir de la puissance réactive et pour une valeur donnée de $x_n = 0.2pu$, le rapport présente une variation de 20% alors qu'il présente seulement 2% pour passer d'un fonctionnement à vide à un fonctionnement en pleine puissance active.

Ce pourcentage peut également augmenter si la valeur de l'inductance augmente. Le dimensionnement de l'inductance x_n sera donné dans la section 4.4.

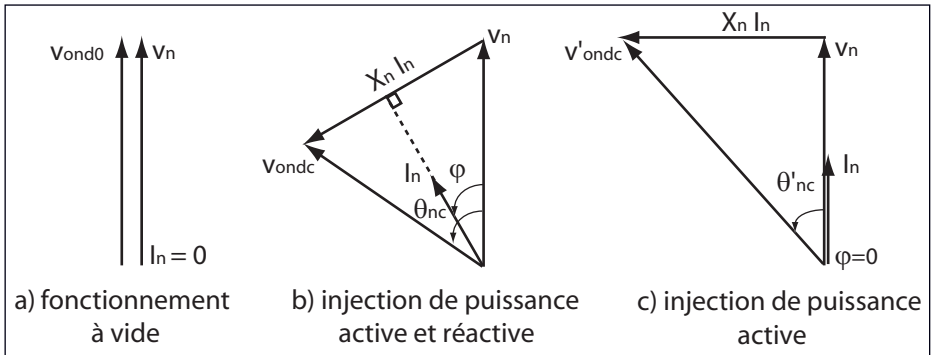
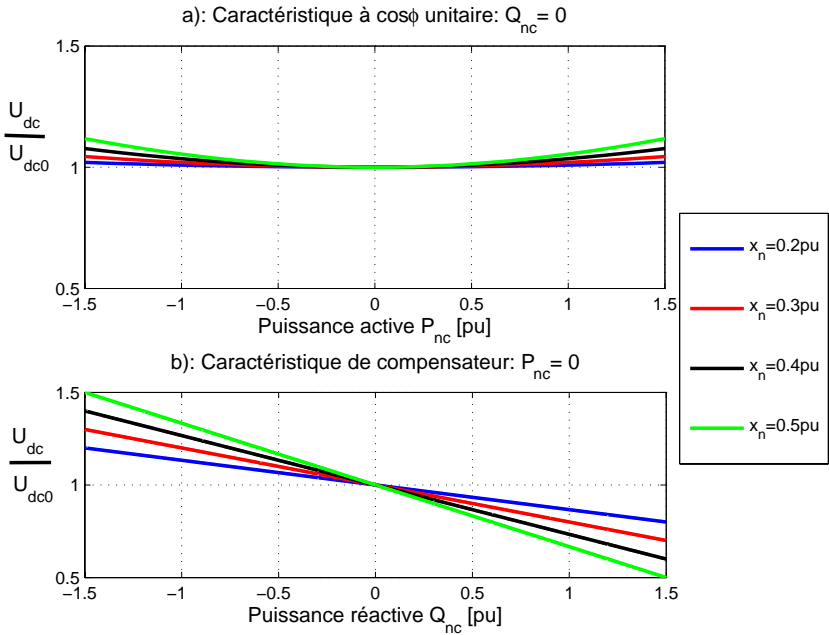


FIG. 4.5: Diagramme de tensions et de courant dans le côté du réseau.

Suivant les consignes de puissances P_n et Q_n , les états successifs sont représentés à la figure 4.5. Afin d'illustrer les variations de régime en fonction du temps, on présente à la figure 4.6 une séquence typique.

À partir des consignes des puissances active et réactive, le système fonctionne

initialement à vide, avec $P_n = Q_n = 0$. Les deux tensions, du réseau et de l'onduleur, ont la même amplitude et sont égales à la tension nominale. Il en résulte un courant nul (voir figure (4.5a) et équation 4.5).

$$\begin{cases} \theta_{n0} = 0 \\ U_{d0} = \frac{\pi}{2 \cos \delta_n} V_n \end{cases} \quad (4.5)$$

Pendant la première transition entre $t=0.04s$ et $t=0.06s$, les puissances active et réactive augmentent respectivement à $P_{nc} = S_n \times \cos\varphi$ et à $Q_{nc} = S_n \times \sin\varphi$ (voir figure 4.6). Par conséquent, l'angle de déphasage et la tension continue changent leurs valeurs de (θ_{n0}, U_{d0}) à (θ_{nc}, U_{dc}) (voir figures 4.5b et 4.7). Leurs valeurs dépendent des consignes de puissance comme le montre l'équation (4.3).

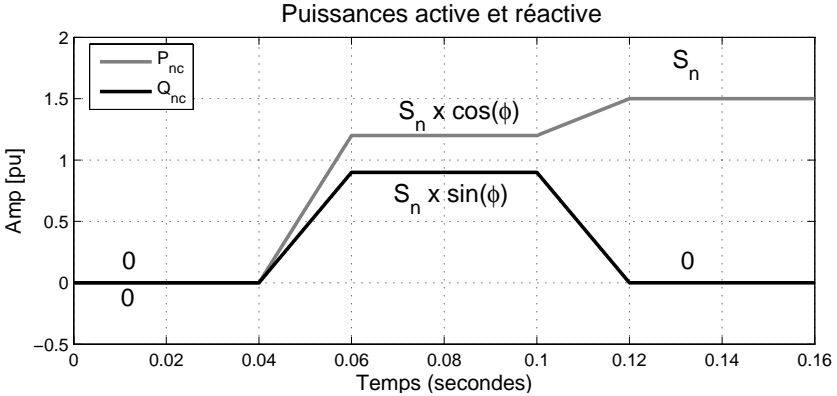


FIG. 4.6: Consignes des puissances active et réactive.

Pendant la deuxième transition entre $t=0.1s$ et $t=0.12s$, la puissance réactive chute à zéro comme montré à la figure 4.6. Par conséquent, l'angle de décalage et la tension continue changent leurs valeurs de (θ_{nc}, U_{dc}) à (θ'_{nc}, U'_{dc}) (voir figure 4.7 et équation 4.6). On peut donc compenser l'énergie réactive et fonctionner avec un facteur de puissance unitaire.

$$\begin{cases} \theta'_{nc} = \arctan\left(\frac{P_{nc}}{\frac{3}{2} \frac{V_n^2}{X_n}}\right) \\ U'_{dc} = \frac{\pi}{2 \cos \delta_n} \sqrt{V_n^2 + \left(\frac{2}{3} \frac{X_n}{V_n} P_{nc}\right)^2} \end{cases} \quad (4.6)$$

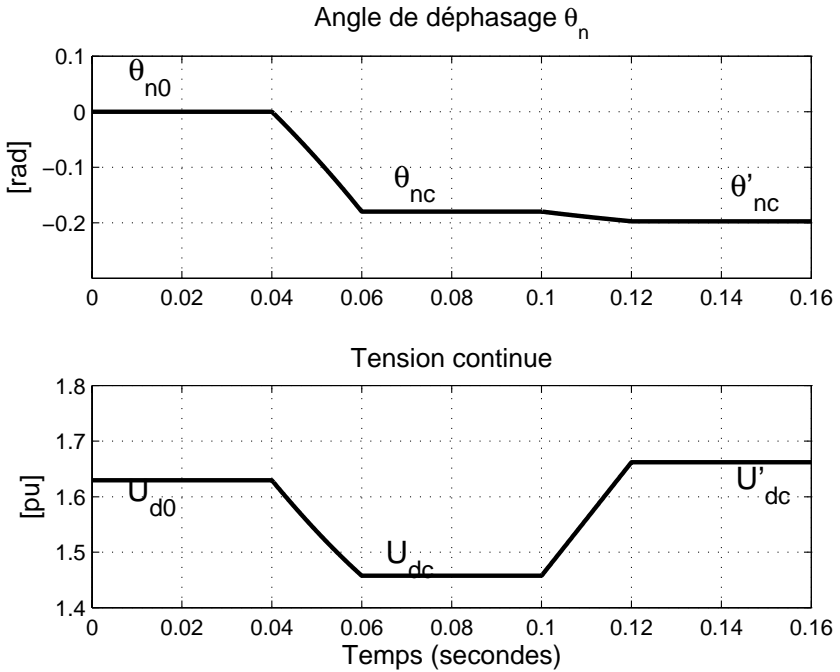


FIG. 4.7: Consignes de la tension continue et de l'angle de déphasage.

Comme montré à la figure 4.6, la transition entre un fonctionnement à vide et un fonctionnement en charge s'effectue selon une rampe temporelle d'une période bien précise. La détermination de cette période sera illustrée en détail dans la section 4.6.

4.2.3 Simulation et résultats

Le bloc fonctionnel de simulation est représenté à la figure 4.8. à partir des consignes des puissances active et réactive, nous avons calculé la tension continue U_{dc} dans le circuit intermédiaire et l'angle de déphasage θ_{nc} , entre la tension à la sortie de l'onduleur et la tension du réseau, nécessaires pour avoir le mode de fonctionnement souhaité.

Dans ce but, à l'aide d'un modulateur nous avons généré un signal de commande S_{ond} pour piloter l'onduleur en mode rectangulaire. Ce signal de commande se produit à partir d'un sinusoïde triphasé qui a la même pulsation du réseau électrique, et il est déphasé par rapport à la tension du réseau d'un angle θ_{nc} .

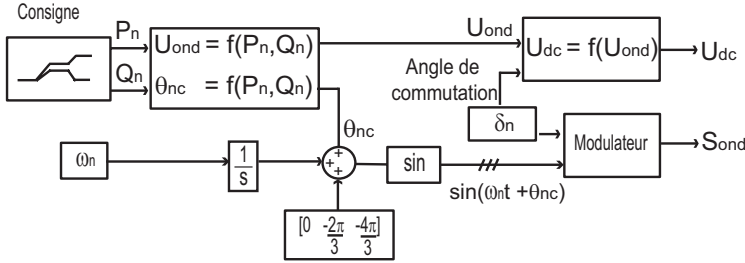


FIG. 4.8: Bloc fonctionnel de la simulation.

A l'entrée du modulateur de la figure 4.9, nous avons la référence sinusoïdale $\sin(\omega_n t + \theta_{nc})$. Cette référence est comparée à un niveau de commutation donné, qui correspond à un certain angle de commutation δ_n désiré.

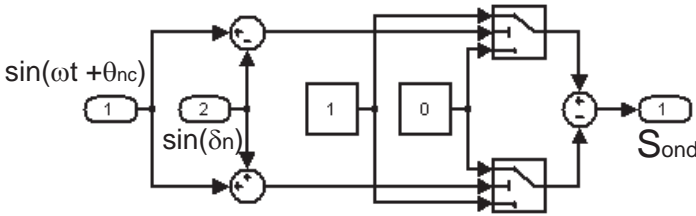


FIG. 4.9: Schéma bloc du modulateur.

Le modèle de la figure 4.1 est simulé en utilisant les caractéristiques données en [pu] au tableau 4.4.

V_n	1 pu	tension du réseau
I_n	1 pu	courant dans le réseau
X_n	0.2 pu	inductance entre l'onduleur et le réseau
S_n	1.5 pu	puissance apparente du réseau
δ_n	18°	angle de commutation de l'onduleur à trois niveaux

TAB. 4.1: Caractéristiques du modèle de la simulation.

La figure 4.10 représente les puissances active et réactive mesurées par simulation pour trois modes de fonctionnement : à vide, avec un $\cos \varphi = 0.8$ et avec un $\cos \varphi = 1$. La figure représente également la tension du réseau, la tension à

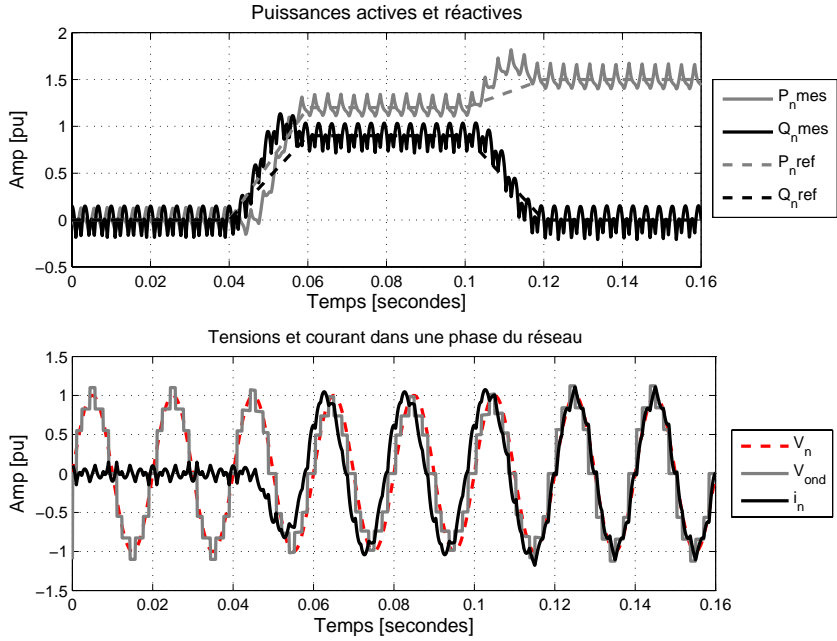


FIG. 4.10: Puissances, tensions et courant dans un onduleur à trois niveaux.

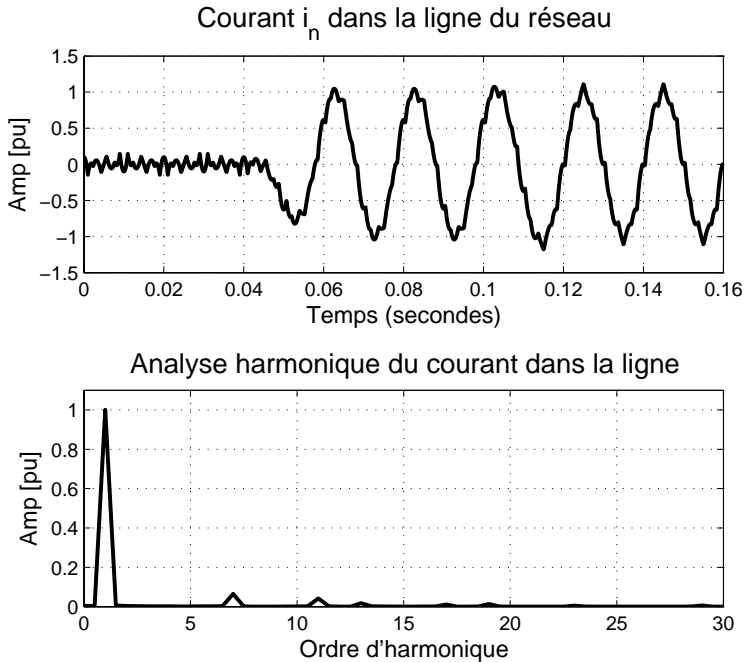


FIG. 4.11: Courant dans une phase de réseau pour un onduleur à trois niveaux.

la sortie de l'onduleur et le courant dans la ligne du réseau. Ce dernier est parfaitement en phase avec la tension du réseau quand la puissance réactive chute à zéro après la deuxième transition à $t = 0.1s$.

On remarque à la figure 4.10 que les puissances ont varié rapidement. L'étude de ces variations rapides sera donnée en détail dans la section 4.6.

La figure 4.11 représente la forme du courant dans une phase du réseau, ainsi que son analyse harmonique pour un point de fonctionnement à facteur de puissance unitaire, c'est-à-dire pendant la période $t \in [0.12, 0.16]$, le taux de distorsion harmonique total est $THD = 8.4\%$.

4.2.3.1 Simulation pour une application industrielle

Dans une application industrielle d'une puissance élevée, nous avons vu au chapitre 3 qu'il est possible d'utiliser un onduleur à trois niveaux avec quatre interrupteurs mis en série, ou un onduleur à cinq niveaux avec deux onduleurs mis en série. Les modèles des convertisseurs à trois et à cinq niveaux représentés successivement aux figures (3.16 et 3.22) sont simulés sous les mêmes conditions, en utilisant des caractéristiques données dans le tableau 3.4.

Les figures 4.12 et 4.13 représentent les résultats de simulation. Pour les deux types de convertisseurs, nous avons présenté les puissances active et réactive (références et mesures par simulation). Le courant est en phase avec la tension quand la puissance réactive chute à zéro.

Les figures 4.14 et 4.15 représentent le courant injecté dans une phase du réseau ainsi que leur analyse spectrale d'harmonique. Le taux de distorsion harmonique total du courant est bien meilleur dans un onduleur à cinq niveaux ($THD = 4.2\%$) que dans un onduleur à trois niveaux ($THD = 8.4\%$).

Dans les deux types de convertisseurs, les angles de commutation sont déterminés dans le but d'éliminer les harmoniques d'ordre faible : le cinquième harmonique dans l'onduleur à trois niveaux (voir figure 4.14), ou les harmoniques d'ordre 5 et d'ordre 7 dans un onduleur à cinq niveaux (voir figure 4.15).

Dans le plan harmonique, la comparaison entre ces deux types d'onduleurs sera étudiée en détail dans la section 4.3.

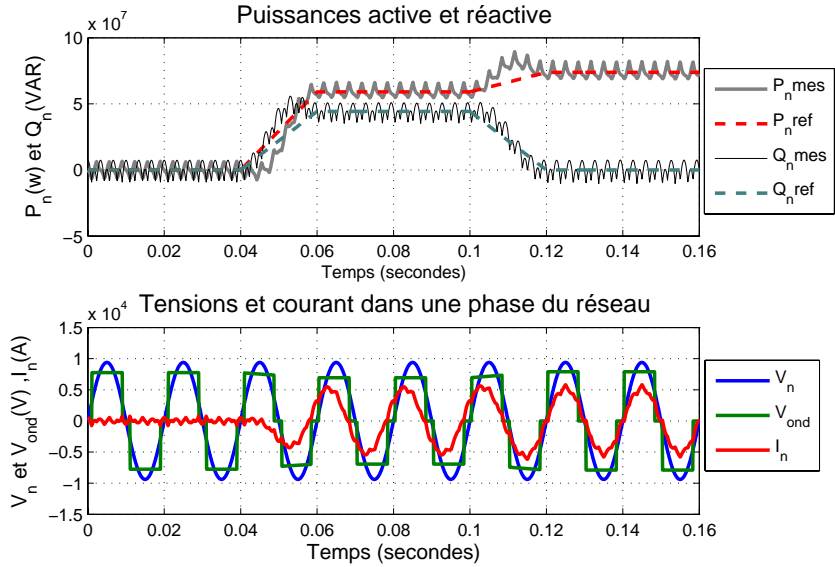


FIG. 4.12: Puissances, tensions et courant dans un onduleur à trois niveaux.

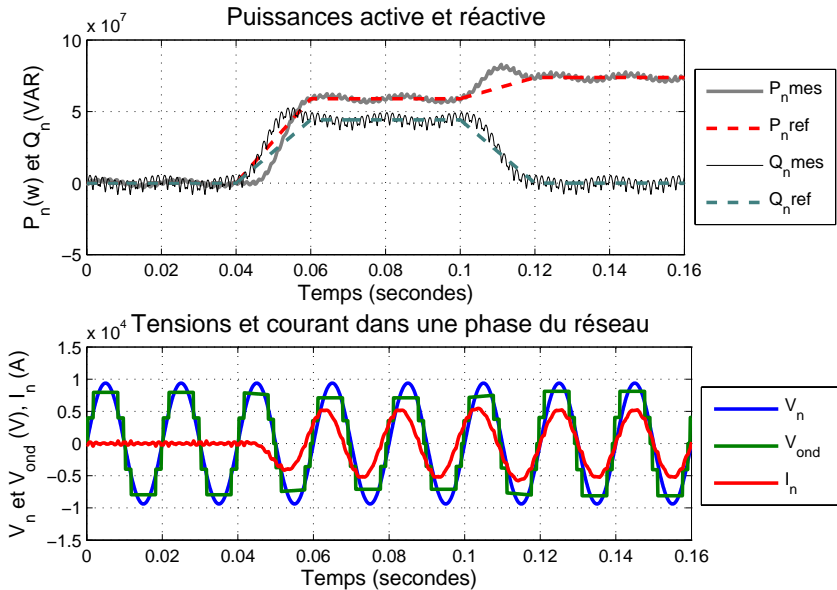


FIG. 4.13: Puissances, tensions et courant dans un onduleur à cinq niveaux.

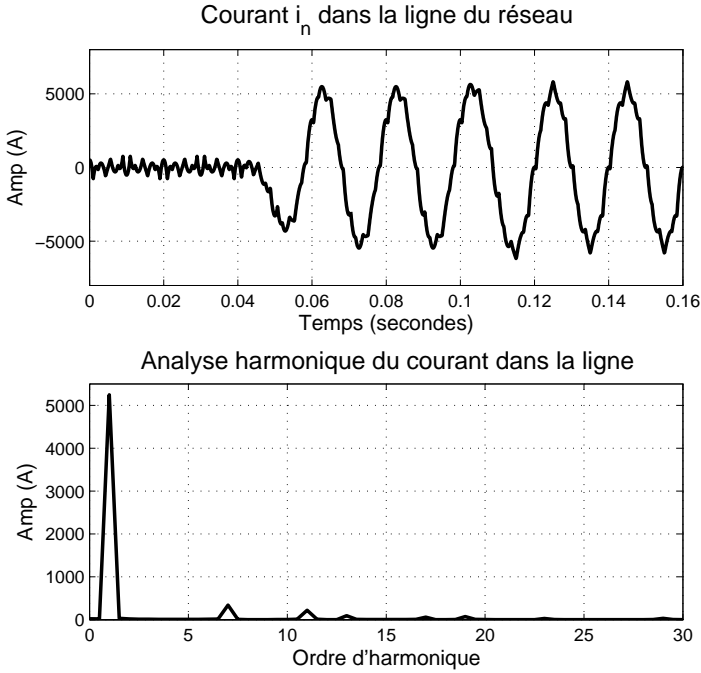


FIG. 4.14: Courant dans une phase de réseau pour un onduleur à trois niveaux.

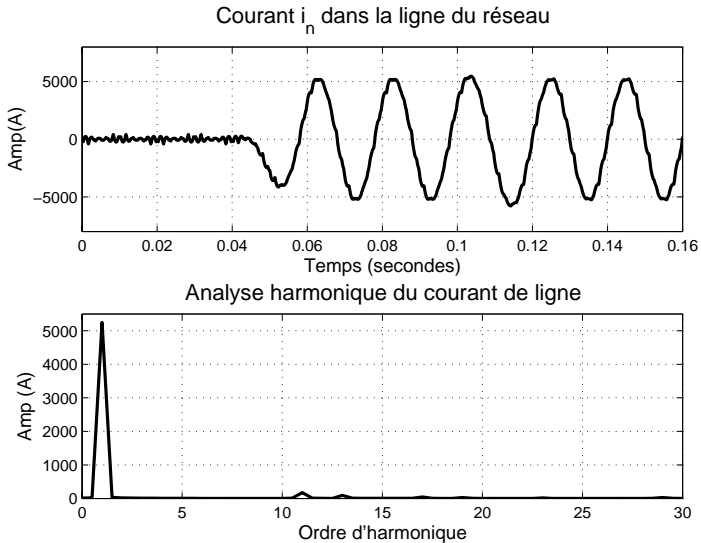


FIG. 4.15: Courant dans une phase de réseau pour un onduleur à cinq niveaux.

4.2.4 Limitation de la méthode proposée

La stratégie en boucle ouverte proposée dans la section précédente consiste à imposer des puissances active et réactive et calculer l'angle de décalage et la tension continue nécessaire pour un fonctionnement souhaité (voir équation 4.6). Le réseau électrique est considéré idéal, dont la tension est supposée parfaitement sinusoïdale. Cependant, le réseau électrique en réalité est souvent connecté à des inductances non mesurables. En conséquence, l'utilisation d'un réglage en boucle ouverte (voir figure 4.16), présente quelques limitations.

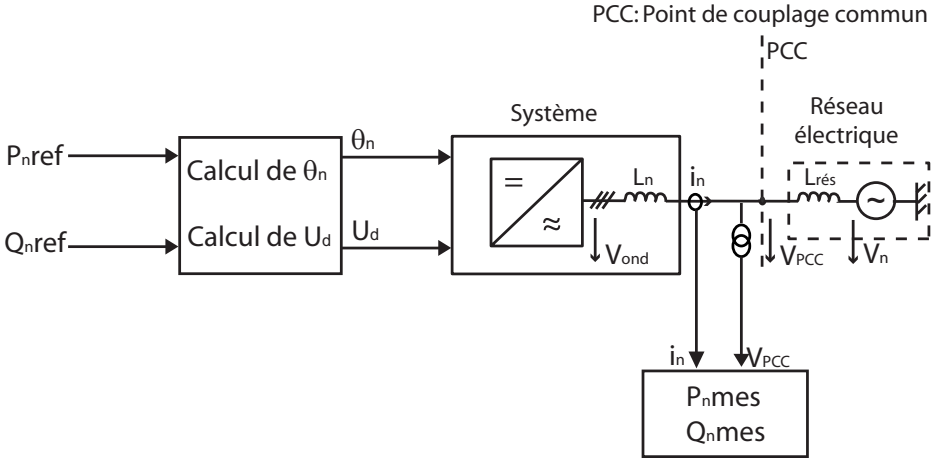


FIG. 4.16: Circuit de réglage en boucle ouverte.

Pour illustrer ce point, nous avons effectué une simulation du modèle en boucle ouverte présenté à la figure 4.16. P_{nmes} et Q_{nmes} représentent les puissances active et réactive calculées selon l'équation 4.7, à partir du courant i_n , injecté dans le réseau, et de la tension mesurée au PPC : point de couplage commun.

$$\begin{cases} P_{nmes} = V_{PCC1}i_{n1} + V_{PCC2}i_{n2} + V_{PCC3}i_{n3} \\ Q_{nmes} = \frac{1}{\sqrt{3}}[(V_{PCC2}i_{n3} - V_{PCC3}i_{n2}) + (V_{PCC3}i_{n1} - V_{PCC1}i_{n3}) \\ \quad + (V_{PCC1}i_{n2} - V_{PCC2}i_{n1})] \end{cases} \quad (4.7)$$

La figure 4.17 représente les références des puissances active et réactive pour trois modes de fonctionnement : (à vide, en charge et à facteur de puissance unitaire).

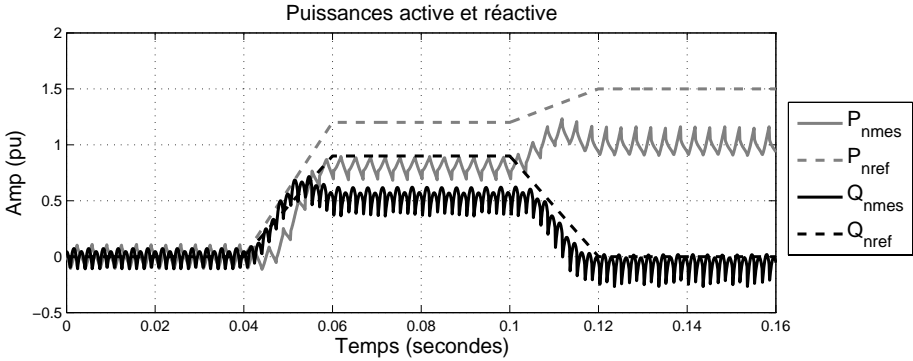


FIG. 4.17: Résultats de simulation du modèle en boucle ouverte.

D'après la figure, les puissances mesurées ne suivent pas leurs consignes. Pour éviter cette contrainte, il faut tenir compte de l'inductance du réseau électrique dans le calcul des paramètres du système : (le décalage angulaire θ_n et la tension continue U_d). Or cette inductance n'est pas mesurable, ce qui rend la méthode en boucle ouverte limitée au cas idéal.

4.2.5 Réglage en boucle fermée

Dans ce paragraphe, nous présentons une solution très simple pour éviter les erreurs de commande décrites au paragraphe précédent. Il s'agit d'un réglage en boucle fermée, qui consiste à mesurer les puissances active et réactive et à les comparer avec leurs références (voir la figure 4.18).

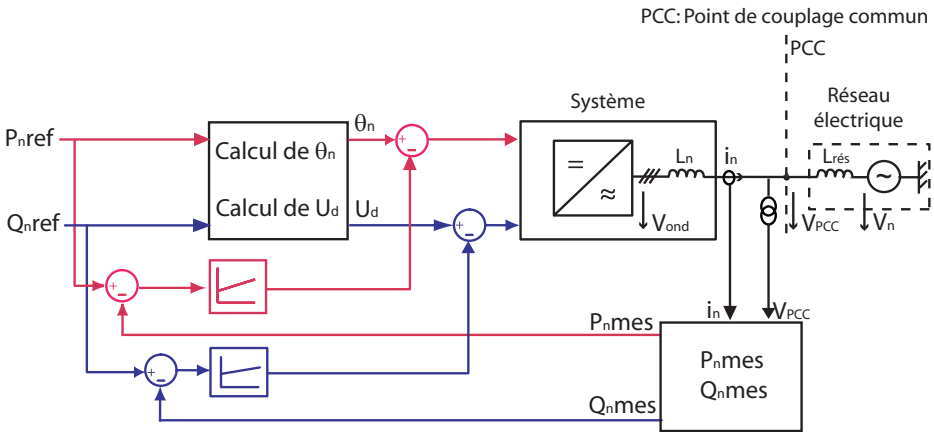


FIG. 4.18: Circuit de réglage en boucle fermée.

Le réglage de la puissance active est effectué par une action sur le décalage angulaire entre la tension de l'onduleur et la tension du réseau électrique, et le réglage de la puissance réactive est effectué à partir de l'adaptation de la tension continue dans le circuit intermédiaire.

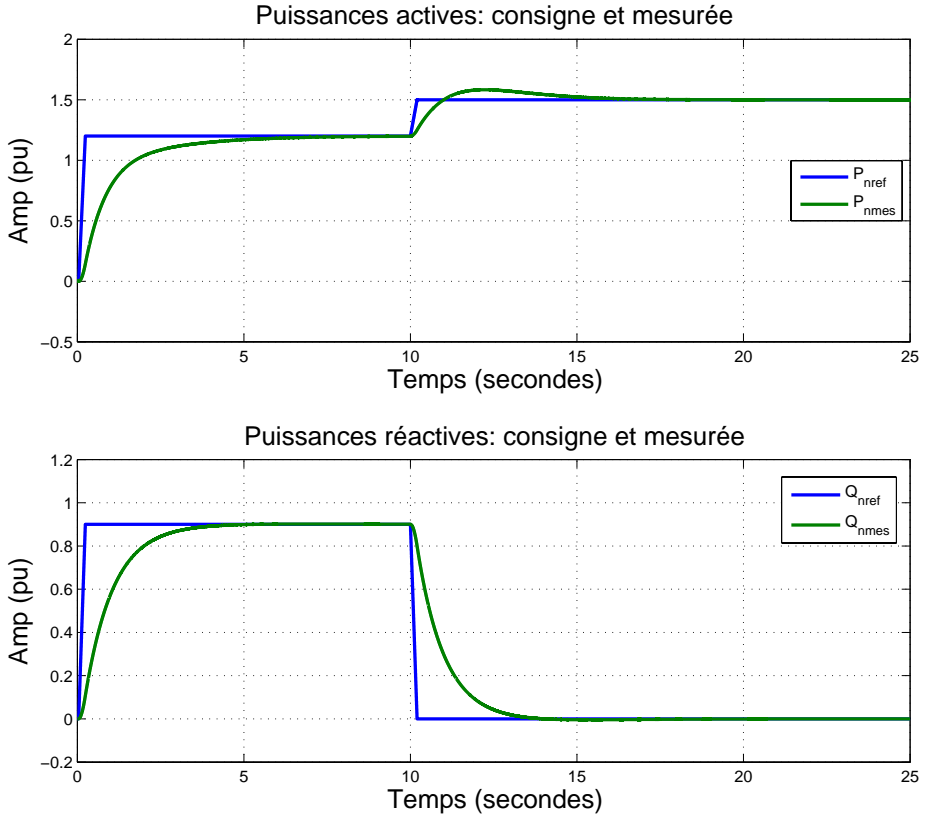


FIG. 4.19: Résultats de simulation du modèle en boucle fermée.

La figure 4.19 représente les résultats de simulation en utilisant le modèle en boucle fermée présenté à la figure 4.18. Les puissances active et réactive suivent leurs consignes pour les trois modes de fonctionnement. Le courant est en phase avec la tension du réseau quand la puissance réactive est nulle (voir la figure 4.20).

L'intervention sur le système pourra demander de recourir à un élément de découplage entre les interventions directes des régulateurs sur le déphasage et l'amplitude de tension afin d'obtenir une performance maximale. Néanmoins, le

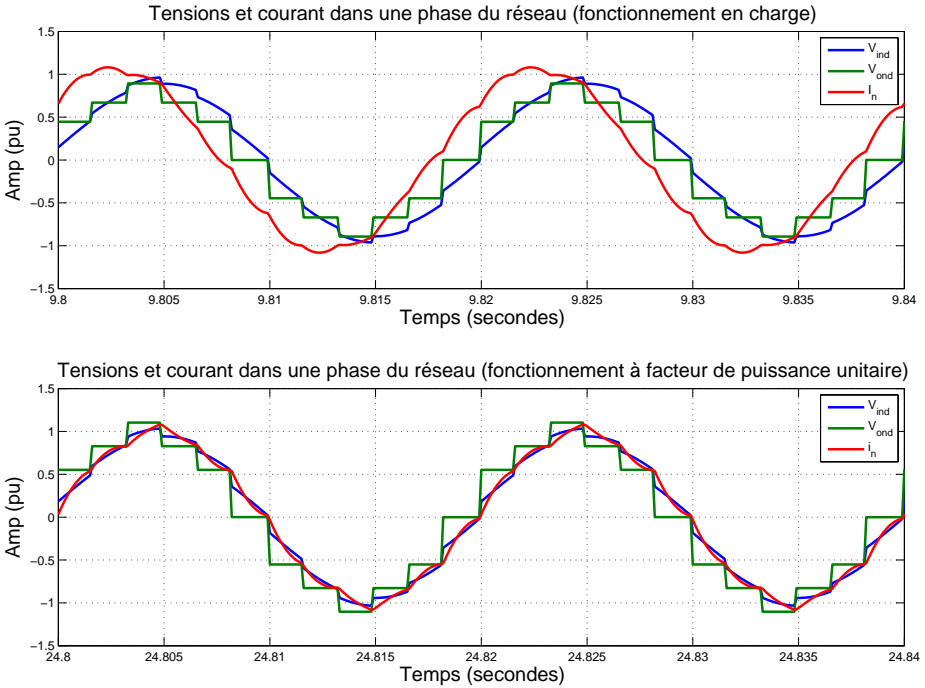


FIG. 4.20: Résultats de simulation du modèle en boucle fermée.

système simulé montre une bonne performance due certainement à la présence d'un découplage dans le système de commande initial : (calcul de θ_n , calcul de U_d).

4.3 Commande rectangulaire d'un onduleur NPC à niveaux multiples

4.3.1 Introduction

La commande rectangulaire d'un onduleur NPC à niveaux multiples consiste à prédéterminer l'angle de commutation en fonction des performances souhaitées telles que l'élimination de certains harmoniques indésirables ou la réduction du taux de distorsion harmonique total. Cette stratégie de commande présente l'avantage de réduire les harmoniques d'ordres inférieurs, sans augmenter les harmoniques d'ordres supérieurs comme le cas de la technique de commande en modulation de largeur d'impulsion PWM. Par contre, la tension fondamentale de sortie doit être contrôlée à partir de la tension continue dans le circuit intermédiaire.

4.3.2 Critère du choix de l'angle de commutation

Onduleur NPC à trois niveaux :

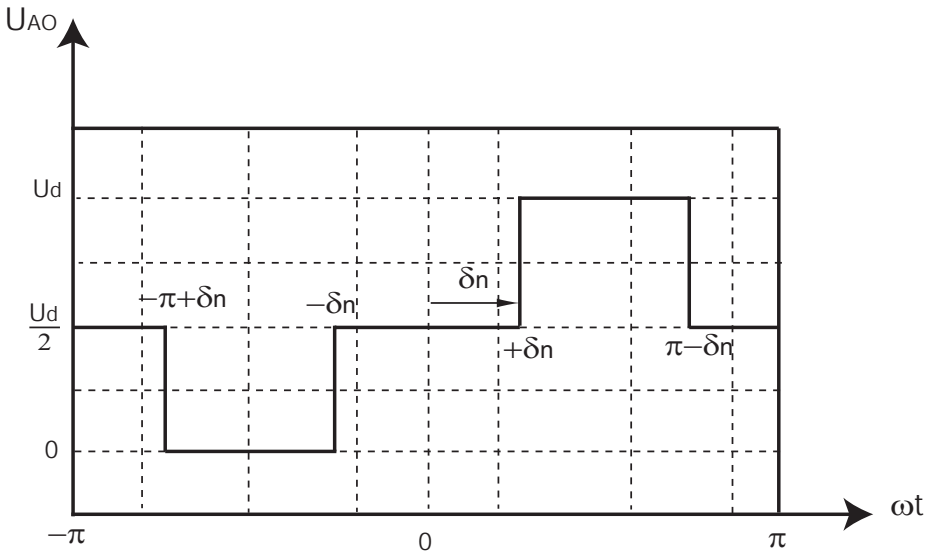


FIG. 4.21: Tension d'une branche d'un onduleur à trois niveaux en mode rectangulaire.

La figure 4.21 représente la tension dans une branche de l'onduleur NPC à trois niveaux en mode rectangulaire. Dans cette figure, δ_n représente l'angle de

commutation de l'onduleur à trois niveaux. L'amplitude des harmoniques de la tension de branche dépend de cet angle de commutation δ_n selon la relation 4.9 obtenue à partir de l'équation 4.8 [7].

$$\nu \hat{U} = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} U_{AO} \sin \nu \omega t d\omega t \quad (4.8)$$

$$\nu \hat{U} = \frac{2}{\nu\pi} U_d \cos \nu \delta_n \quad (4.9)$$

A partir de la relation 4.9, la tension fondamentale de sortie peut être exprimée sous la forme de l'équation 4.10 :

$${}^1\hat{U} = \frac{2}{\pi} U_d \cos \delta_n \quad (4.10)$$

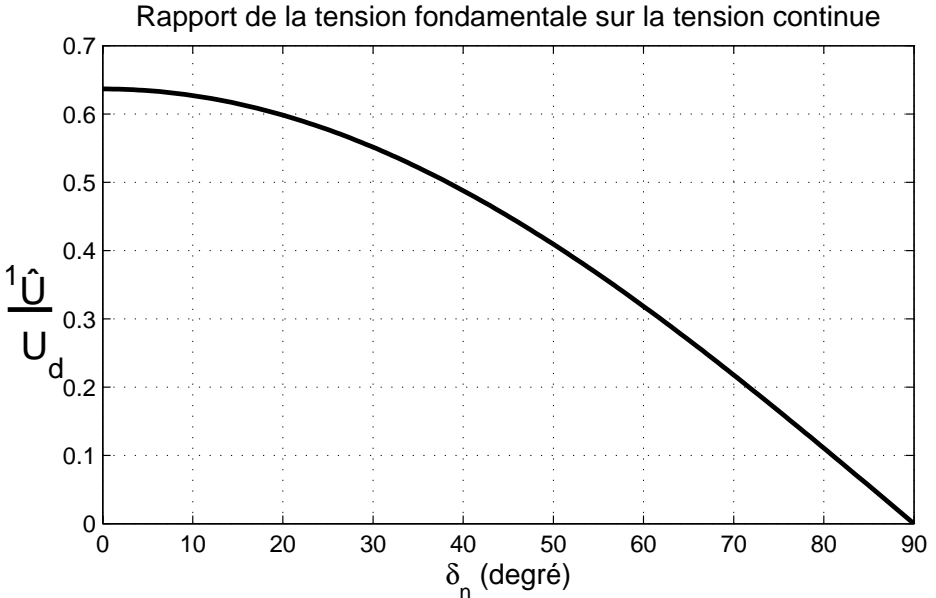


FIG. 4.22: Rapport de la tension fondamentale sur la tension continue en fonction de l'angle de commutation δ_n .

En fonction de l'angle de commutation δ_n , la figure 4.22 représente le rapport entre la tension fondamentale de sortie et la tension continue à l'entrée de l'onduleur. Ce rapport est calculé selon l'équation 4.11 :

$$\frac{{}^1\hat{U}}{U_d} = \frac{2}{\pi} \cos \delta_n \quad (4.11)$$

D'après la courbe, ce rapport reste pratiquement constant pendant l'intervalle d'angle entre 0° et 20° alors qu'il diminue rapidement pour des angles supérieurs à 20° .

D'autre part, pour quantifier la qualité de la tension de sortie de l'onduleur sur le plan harmonique, nous prenons comme critère le taux de distorsion harmonique défini par la relation 4.12 :

$$THD = 100 \frac{\sqrt{\sum_{\nu=5}^{\infty} (\nu \hat{U})^2}}{1 \hat{U}} \% \quad (4.12)$$

En remplaçant $1\hat{U}$ et $\nu\hat{U}$ par leurs expressions données aux équations 4.9 et 4.10, et en tenant compte que dans un onduleur triphasé les harmoniques d'ordre trois et ses multiples disparaissent de la tension de sortie, le taux de distorsion harmonique total peut être présenté selon l'équation 4.13, avec l'ordre d'harmonique pris entre $\nu = 5$ et $\nu = \infty$.

$$THD = \frac{100}{\cos \delta_n} \sqrt{\sum_{\nu=5}^{\infty} \left(\frac{\cos(\nu \delta_n)}{\nu} \right)^2} \% \quad (4.13)$$

Cependant, un logiciel de simulation (Matlab par exemple) nécessite un temps énorme pour effectuer ce calcul.

En fonction de l'angle de commutation δ_n , la figure 4.23 représente le taux de distorsion harmonique de la tension de sortie calculé selon l'équation 4.13, et pour différentes limites d'ordres d'harmoniques. D'après la figure, pour une limite égale à 100, on perd environ 0.2% de précision sur le THD par rapport à une limite de 1000 ou à 10000, par contre, le calcul se fait plus rapidement.

D'après la figure 4.23, le THD présente un minimum dans l'intervalle d'angle entre 10° et 20° . Pour avoir plus de précision, nous avons effectué des calculs avec des pas de simulation très faible et pour différents intervalles d'angle δ_n (voir la figure 4.24). A partir de la figure 4.24, le THD de la tension présente un minimum qui avoisine 16.31%, ceci correspond à un angle de commutation δ_n égal à environ 15.58° .

Pour cette valeur d'angle, le rapport de tension $\frac{1\hat{U}}{U_d}$ prend la valeur de 0.613, alors que la valeur maximale de ce rapport est égale à 0.636 lorsque δ_n est choisi égal à 0° .

Autrement formulé, un passage de la valeur $\delta_n = 0^\circ$ à $\delta_n = 15.58^\circ$ ne diminue l'onde fondamentale que d'un facteur de 3.6%, alors que le taux de distorsion

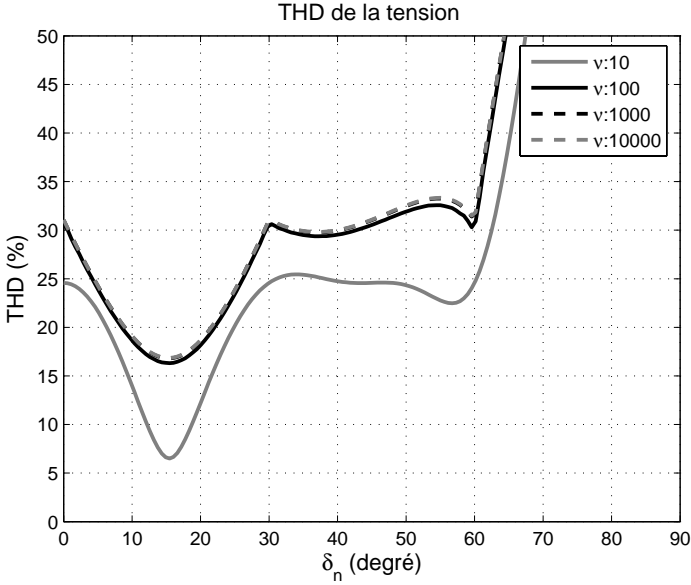


FIG. 4.23: Taux de distorsion harmonique de la tension en fonction de l'angle de commutation δ_n , pour différentes limites d'ordre d'harmoniques.

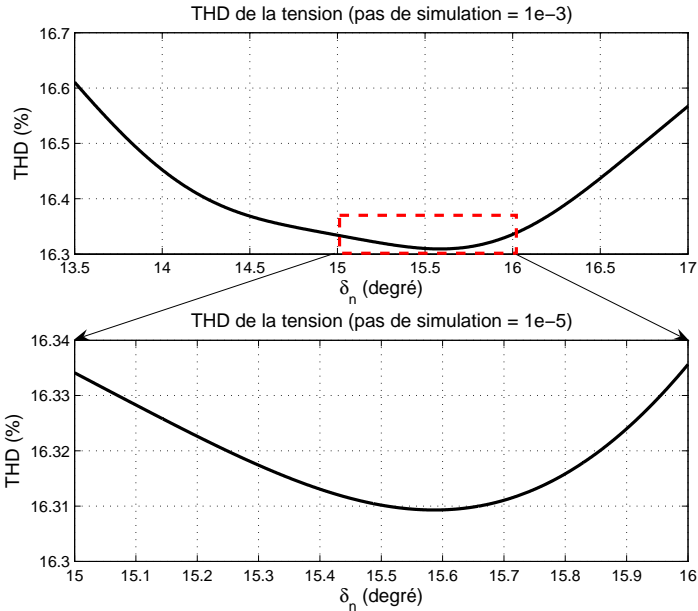


FIG. 4.24: Taux de distorsion harmonique de la tension en fonction de l'angle de commutation δ_n .

harmonique diminue d'un facteur de 46.6%. Ainsi, nous pouvons choisir un angle optimal $\delta_n = 15.58^\circ$ qui permet d'avoir un taux de distorsion harmonique minimal tout en gardant le rapport entre la tension fondamentale de sortie de l'onduleur et la tension continue dans des limites acceptables.

L'angle de commutation peut être également choisi selon un critère d'élimination de certains harmoniques indésirables. Dans un onduleur à trois niveaux, un choix de $\delta_n = 18^\circ$ permet d'annuler l'harmonique d'ordre 5.

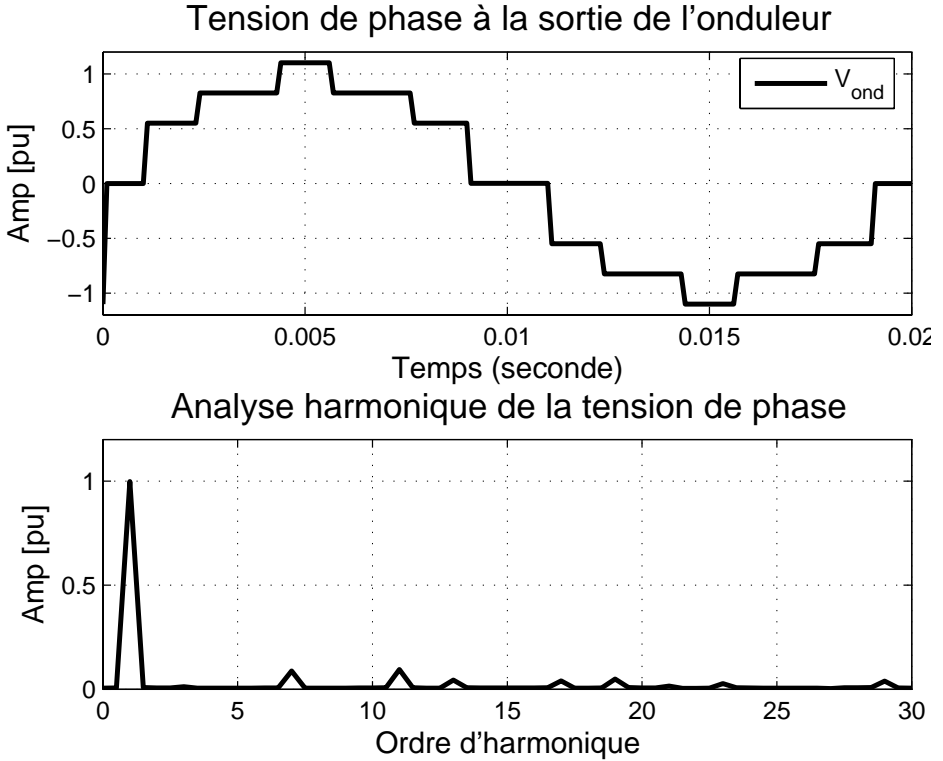


FIG. 4.25: Analyse harmonique de la tension de phase dans un onduleur NPC à trois niveaux : $\delta_n = 18^\circ$.

L'analyse harmonique de la tension de phase, représentée à la figure 4.25, montre effectivement que l'harmonique d'ordre 5 a disparu. Le taux de distorsion harmonique total passe dans ce cas de 16.31% ($\delta_n = 15.58^\circ$) à 17% ($\delta_n = 18^\circ$).

Une autre solution pourrait être utilisée pour améliorer la qualité de la tension de sortie. Il s'agit d'un onduleur NPC à cinq niveaux. Ce convertisseur présente

deux angles de commutation, c'est-à-dire un deuxième degré de liberté pour éliminer à la fois l'harmonique d'ordre 5 et celui d'ordre 7.

Onduleur NPC à cinq niveaux :

La figure 4.26 montre la tension dans une branche d'un onduleur NPC à cinq niveaux en mode rectangulaire. δ_{n1} et δ_{n2} sont les angles de commutation de l'onduleur.

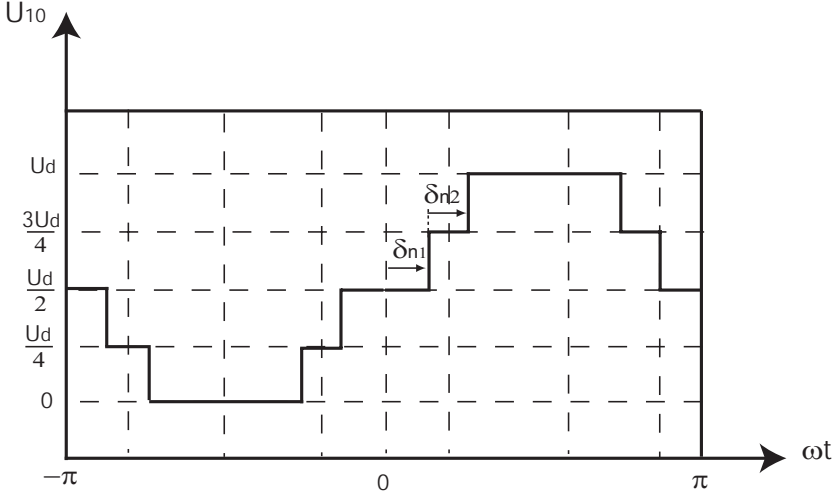


FIG. 4.26: Tension d'une branche d'un onduleur à cinq niveaux en mode rectangulaire.

Les harmoniques de la tension dépendent des angles de commutation selon l'équation 4.14 calculée à partir de l'équation 4.8.

$$\nu \hat{U} = \frac{2U_d}{\nu\pi} \cos \nu \left(\delta_{n1} + \frac{\delta_{n2}}{2} \right) \cos \nu \frac{\delta_{n2}}{2} \quad (4.14)$$

à partir de la relation 4.14, la tension fondamentale est exprimée selon l'équation 4.15 :

$${}^1\hat{U} = \frac{2U_d}{\pi} \cos \left(\delta_{n1} + \frac{\delta_{n2}}{2} \right) \cos \frac{\delta_{n2}}{2} \quad (4.15)$$

En fonction des angles de commutation δ_{n1} et δ_{n2} , la figure 4.27 représente, le rapport $\frac{{}^1\hat{U}}{U_d}$ entre la tension fondamentale et la tension continue.

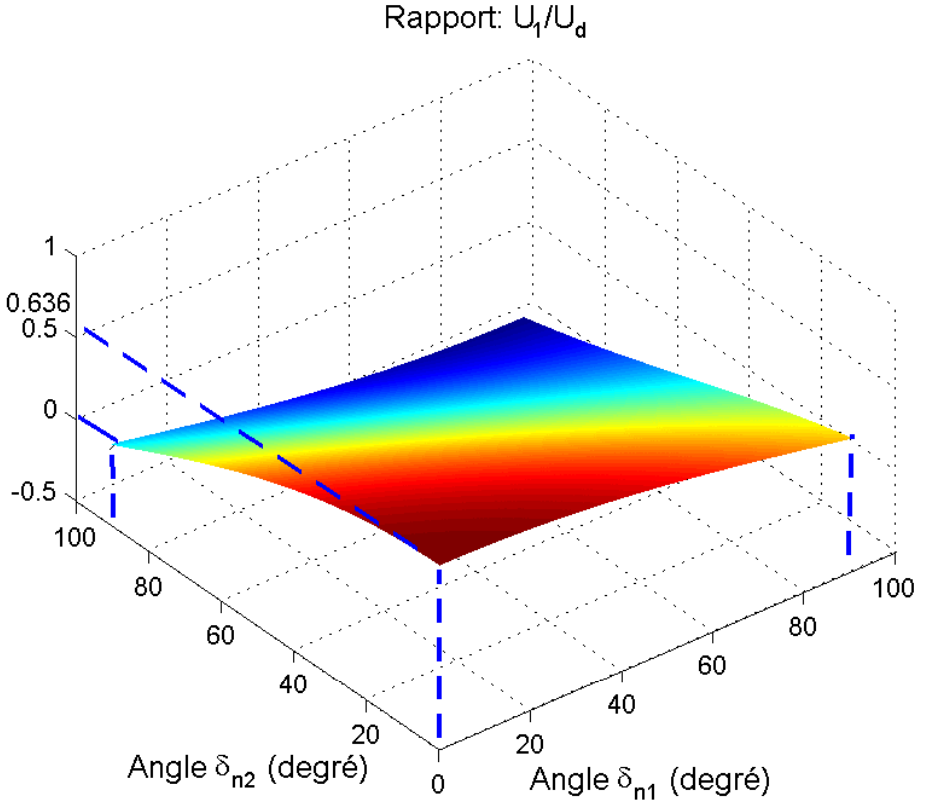


FIG. 4.27: Rapport entre la tension fondamentale et la tension continue.

D'après la courbe, le rapport est maximum (0.636) pour $\delta_{n1} = \delta_{n2} = 0$. Il diminue pour des valeurs d'angles très élevées .

D'autre part, le taux de distorsion harmonique total est défini selon l'équation 4.16 :

$$THD = \frac{100\%}{\cos\left(\frac{\delta_{n1} + \delta_{n2}}{2}\right) \cos\frac{\delta_{n2}}{2}} \sqrt{\sum \left(\frac{1}{\nu} \cos\nu \left(\delta_{n1} + \frac{\delta_{n2}}{2}\right) \cos\nu \frac{\delta_{n2}}{2}\right)^2} \quad (4.16)$$

Cette équation est calculée en remplaçant dans l'équation 4.12 la tension

harmonique donnée par l'équation 4.14 et la tension fondamentale exprimée selon l'équation 4.15. La figure 4.28 représente le taux de distorsion harmonique total de la tension calculé à partir de la fonction 4.16. Le minimum de cette fonction est égal à 8.7% abouti pour $\delta_{n1} = 6.7^\circ$ et $\delta_{n2} = 16.9^\circ$.

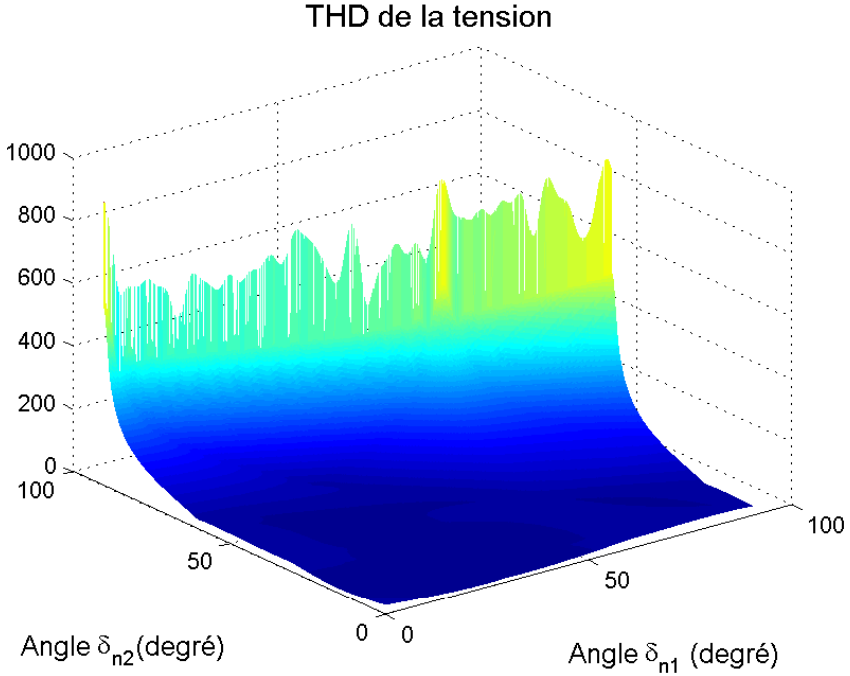


FIG. 4.28: Taux de distorsion harmonique total de la tension.

Les angles de commutation δ_{n1} et δ_{n2} peuvent également être choisis selon le critère d'élimination de certains harmoniques indésirables.

En effet, les harmoniques de rang 5 et de rang 7 sont exprimés selon le système d'équation 4.17 :

$$\begin{cases} {}^5\hat{U} = \frac{2U_d}{5\pi} \cos 5 \left(\delta_{n1} + \frac{\delta_{n2}}{2} \right) \cos 5 \frac{\delta_{n2}}{2} = 0 \\ {}^7\hat{U} = \frac{2U_d}{7\pi} \cos 7 \left(\delta_{n1} + \frac{\delta_{n2}}{2} \right) \cos 7 \frac{\delta_{n2}}{2} = 0 \end{cases} \quad (4.17)$$

La résolution de ce système d'équation nous donne deux angles δ_{n1} et δ_{n2} qui permettent d'éliminer à la fois l'harmonique d'ordre 5 et l'harmonique d'ordre 7.

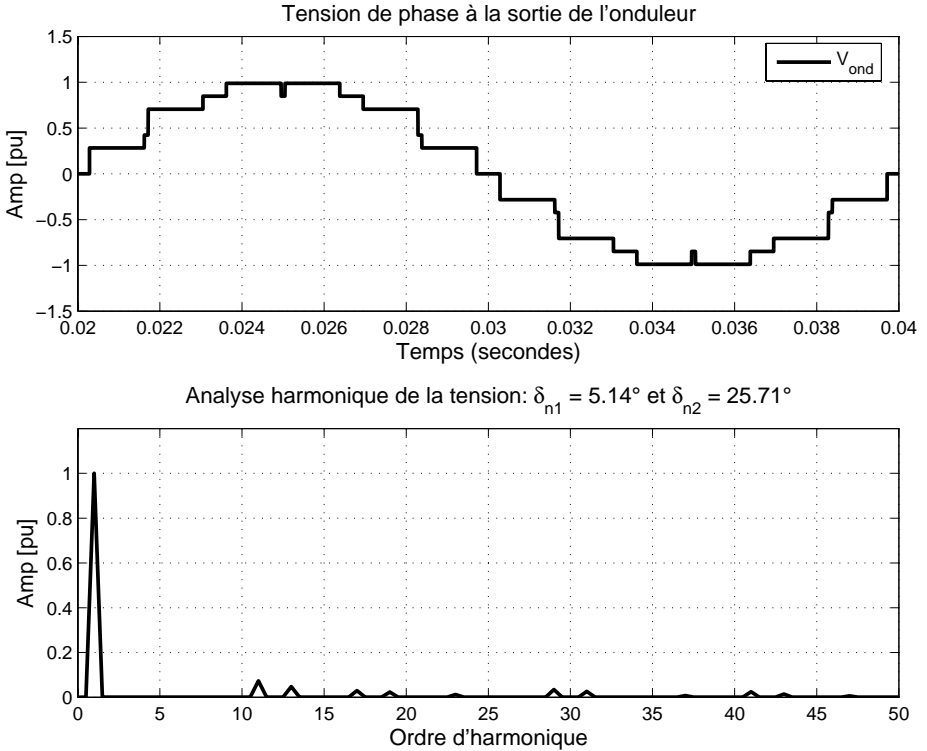


FIG. 4.29: Analyse harmonique de la tension de phase dans un onduleur NPC à cinq niveaux : $\delta_{n1} = 5.14^\circ$ et $\delta_{n2} = 25.71^\circ$.

La figure 4.29 montre l'allure de la tension de phase dans un onduleur NPC à cinq niveaux pour des angles $\delta_{n1} = \frac{\pi}{35} = 5.14^\circ$ et $\delta_{n2} = \frac{\pi}{7} = 25.71^\circ$.

L'analyse harmonique de la tension de phase, représentée à la figure 4.29, montre effectivement que les harmoniques d'ordre 5 et d'ordre 7 ont disparu. Le taux de distorsion total dans ce cas est égal à 11% et le rapport entre la tension fondamentale et la tension continue est égal à 0.5903.

4.3.3 Comparaison

Une étude comparative est réalisée à l'aide du tableau 4.2, afin de comparer sur le plan harmonique les différents types d'onduleurs, en tenant compte du choix des angles de commutation dans des onduleurs à niveaux multiples. Le tableau représente pour chaque type d'onduleurs la valeur de la tension fondamentale de sortie par rapport à la tension continue, ainsi que les harmoniques d'ordres inférieurs (5^{eme} et le 7^{eme}). Le tableau représente aussi le taux de distorsion harmonique total pour chaque type d'onduleurs.

Types d'onduleurs	à deux niveaux (c.rect.)	à trois niveaux $\delta_n = 18^\circ$	à trois niveaux $\delta_n = 15.58^\circ$	à cinq niveaux $\delta_{n1} = 5.14^\circ$ $\delta_{n2} = 25.71^\circ$	à cinq niveaux $\delta_{n1} = 6.7^\circ$ $\delta_{n2} = 16.9^\circ$
$\frac{1U}{U_d}$	0.6366	0.6055	0.6136	0.5903	0.6052
$\frac{5U}{U_d}$	0.1273	0	0.028	0	0.016
$\frac{7U}{U_d}$	0.0909	-0.0535	-0.0284	0	-0.0177
THD	31%	17%	16%	11%	8%

TAB. 4.2: Comparaison entre différents types d'onduleurs.

D'après le tableau 4.2, on remarque que le taux de distorsion harmonique est maximal dans un onduleur à deux niveaux en commande rectangulaire $THD = 31.31\%$ et il est minimal pour un onduleur NPC à cinq niveaux $THD = 8.7\%$.

Afin d'illustrer cet effet, nous avons effectué une étude de la tension de l'onduleur, à l'aide d'une représentation du phaseur spatial, dans le plan (α, β) . Pour chaque type d'onduleur nous avons présenté les tensions fondamentales ${}^1V_\alpha(t)$ et ${}^1V_\beta(t)$ et les tensions harmoniques ${}^\nu V_\alpha(t)$ et ${}^\nu V_\beta(t)$ calculées selon l'équation 4.18 :

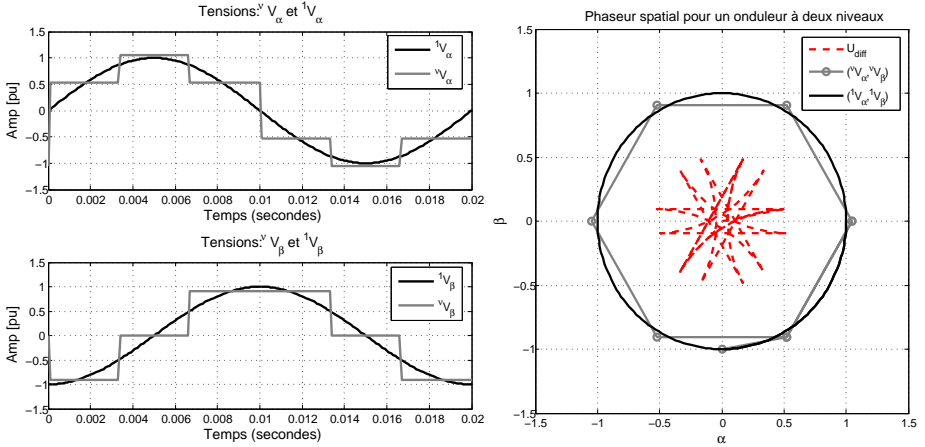
$$\begin{cases} V_\alpha(t) = \frac{1}{3} (2V_{ond1}(t) - V_{ond2}(t) - V_{ond3}(t)) = V_{ond1}(t) \\ V_\beta(t) = \frac{1}{\sqrt{3}} (V_{ond2}(t) - V_{ond3}(t)) \end{cases} \quad (4.18)$$

Nous avons également présenté la différence entre la tension réelle et la tension fondamentale calculée selon l'équation 4.19 :

$$\begin{cases} U_{diff\alpha}(t) = {}^\nu V_\alpha(t) - {}^1 V_\alpha(t) \\ U_{diff\beta}(t) = {}^\nu V_\beta(t) - {}^1 V_\beta(t) \end{cases} \quad (4.19)$$

Cette différence présente indirectement l'image du taux total de la distorsion harmonique de la tension à la sortie de l'onduleur.

Onduleur à deux niveaux : La commande rectangulaire d'un onduleur à deux niveaux est plus simple à mettre en oeuvre. Par contre, la tension de sortie est très riche en harmoniques d'ordres inférieurs, ce qui rend le filtrage très difficile.



(a) Tensions dans un onduleur à 2 niveaux.

(b) Phaseur spatial de la tension.

FIG. 4.30: Représentations de la tension d'un onduleur à deux niveaux.

La figure (4.30a) représente les tensions $V_\alpha(t)$ et $V_\beta(t)$ d'un onduleur à deux niveaux et la figure (4.30b) donne une représentation dans le plan (α, β) de la tension fondamentale et de la tension réelle de l'onduleur, ainsi que la différence entre les deux tensions. Pour ce type d'onduleur, la différence $U_{diff}(V_\alpha, V_\beta)$ présente une courbe de rayon d'environ 50% par rapport à celui du cercle de la tension fondamentale, ce qui explique un taux de distorsion harmonique très élevé.

On a vu précédemment qu'il est possible de réduire le taux de distorsion harmonique de la tension selon deux critères différents. Ceci est possible pour un onduleur à niveaux multiples pour lequel on peut choisir l'angle de commutation.

Onduleur NPC à trois niveaux : Dans un onduleur NPC à trois niveaux, la tension à la sortie de l'onduleur varie selon des gradins ou niveaux. A chaque niveau de tension est associée une période de temps qui correspond à un certain angle de commutation δ_n .

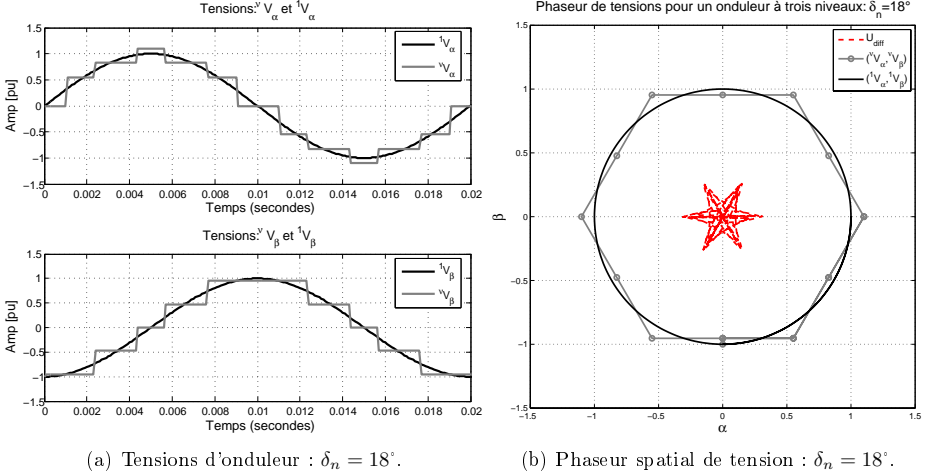


FIG. 4.31: Représentations des tensions V_α et V_β dans un onduleur à 3 niveaux.

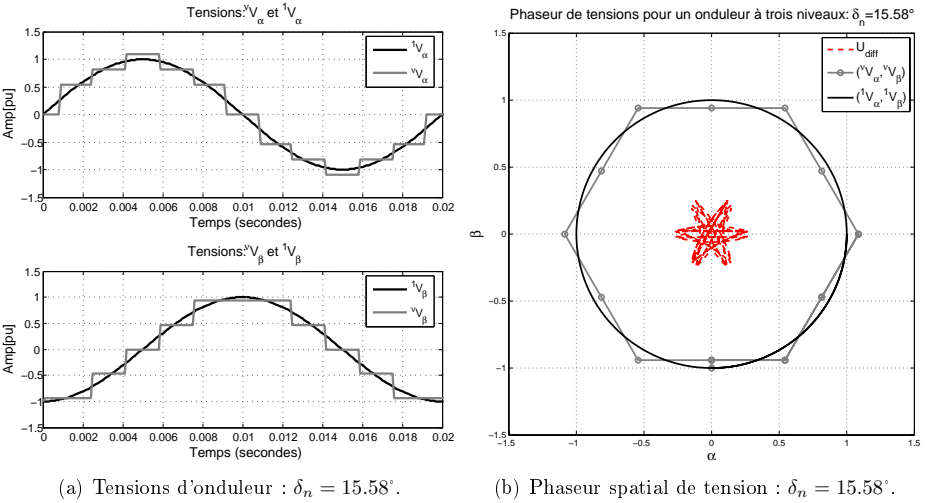


FIG. 4.32: Représentations des tensions V_α et V_β dans un onduleur à 3 niveaux.

Cet angle de commutation peut être choisi selon le critère d'élimination des

harmoniques d'ordre faible : $\delta_n = 18^\circ$ (voir figures 4.31 a et 4.31 b), comme il peut également être choisi pour avoir un taux de distorsion harmonique minimal : $\delta_n = 15.58^\circ$ (voir figures 4.32 a et 4.32 b).

Onduleur NPC à cinq niveaux : Dans un onduleur à cinq niveaux, la tension de la sortie varie selon des niveaux qui correspondent à deux angles de commutation δ_{n1} et δ_{n2} donnés. Le nombre de niveaux de tension est donc le double par rapport à un onduleur à trois niveaux, ce qui permet d'améliorer l'allure des courbes et de réduire le taux de distorsion harmonique.

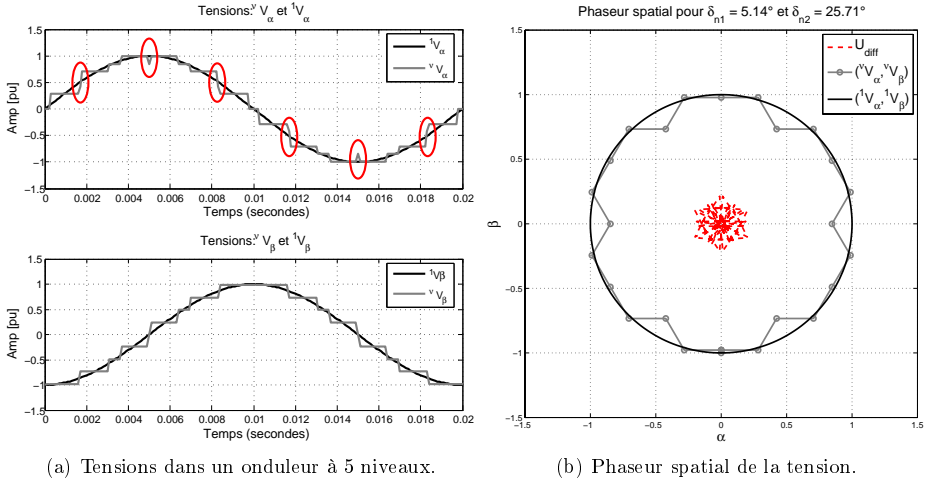


FIG. 4.33: Représentations des tensions V_{α} et V_{β} dans un onduleur à cinq niveaux.

Ces angles de commutation peuvent être choisis selon deux critères différents, à savoir : l'élimination des harmoniques d'ordre faible : $\delta_{n1} = 5.14^\circ$ et $\delta_{n2} = 25.71^\circ$ (voir figures 4.33 a et 4.33 b). Dans ce cas, la différence U_{diff} présente une courbe de rayon de 20% par rapport à celui du cercle de la tension fondamentale.

Autrement, les angles δ_{n1} et δ_{n2} peuvent aussi être choisis pour avoir un taux de distorsion harmonique optimal : $\delta_{n1} = 7.6^\circ$ et $\delta_{n2} = 16.9^\circ$ (voir figures 4.34 a et 4.34 b). La différence entre la tension réelle et la tension fondamentale ne présente dans ce cas que 11% par rapport à celui du cercle de la tension fondamentale, et donc l'allure par gradins de la tension à la sortie de l'onduleur s'approche bien de l'onde fondamentale.

4.3. COMMANDE RECTANGULAIRE

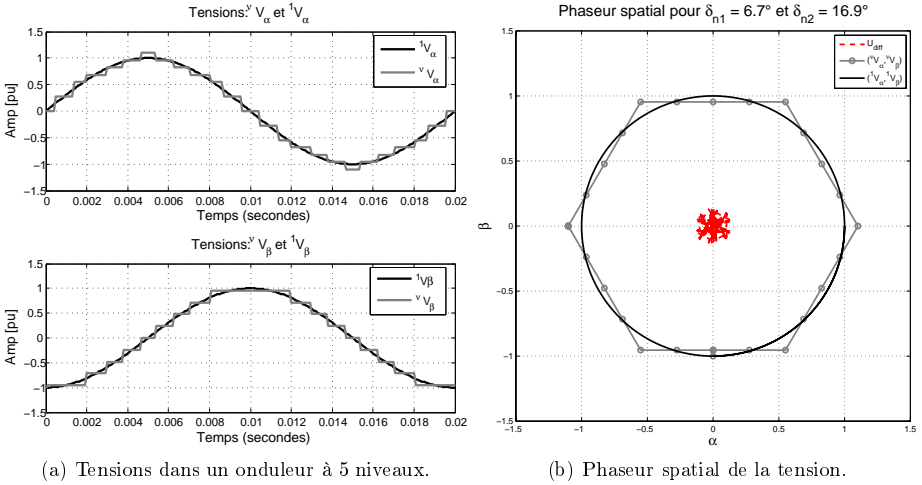


FIG. 4.34: Représentations des tensions V_α et V_β dans un onduleur à cinq niveaux.

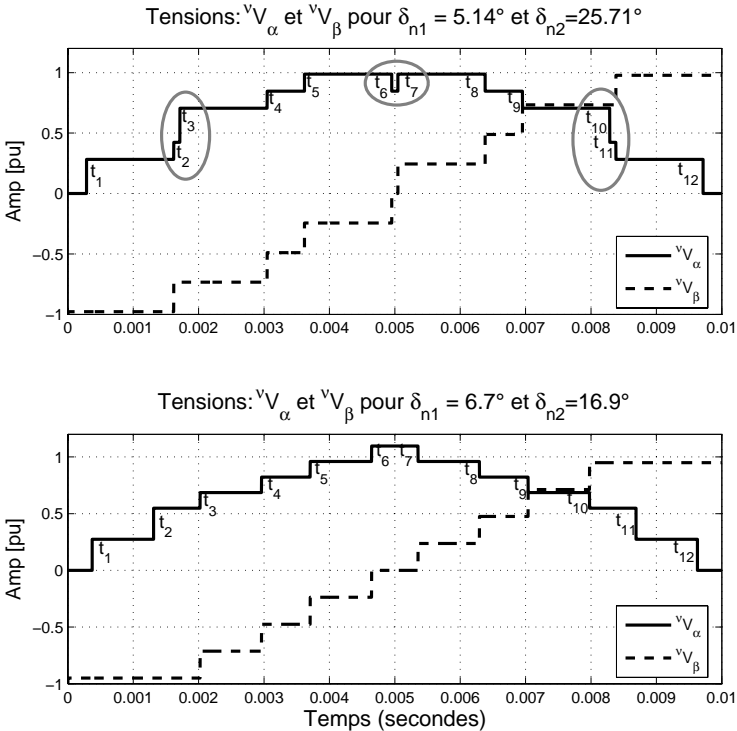


FIG. 4.35: THD de la tension dans un onduleur 5 niveaux.

La figure 4.35 représente l'allure par gradin des tensions ${}^uV_\alpha$ et ${}^uV_\beta$: pour le premier cas, quand $\delta_{n1} = 5.14^\circ$ et $\delta_{n2} = 25.71^\circ$, les temps entre les commutations $(t_2 - t_3)$, $(t_6 - t_7)$ et $(t_{10} - t_{11})$ sont infiniment courts. Afin d'éviter ce phénomène, les angles doivent être choisis d'une manière à éloigner entre deux commutations successives.

Le choix des angles de commutation dans un onduleur à niveaux multiples nous donne la possibilité de modifier la période de temps réservée à un niveau de tension donné, nous pouvons ainsi avoir une bonne répartition de niveaux sur tout l'hexagone (voir figure 4.36).

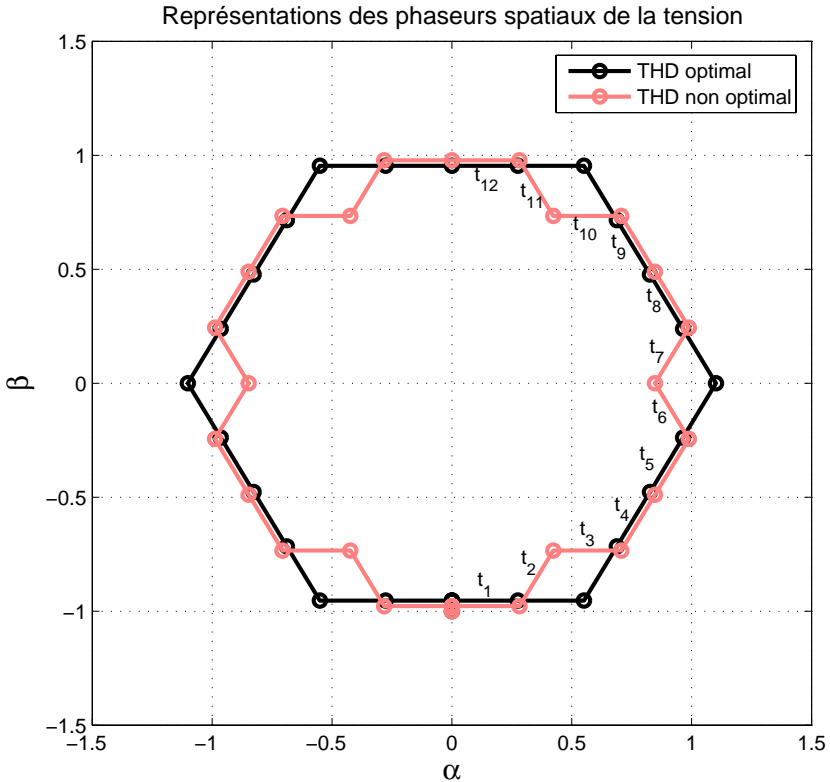


FIG. 4.36: Phaseurs spatiaux de la tension réelle et de la tension fondamentale.

4.4 Dimensionnement des inductances

Le dimensionnement des inductances entre l'onduleur et le réseau électrique est réalisé en tenant compte de quelques considérations importantes, à savoir :

- a) le taux de distorsion harmonique du courant,
- b) la tension continue nécessaire à l'entrée de l'onduleur.

Dans ce but, pour différentes valeurs de l'inductance x_n , nous avons représenté à la figure 4.37 le taux de distorsion harmonique du courant injecté dans le réseau électrique, ainsi que la tension continue U_{dc} , calculée à partir de l'équation 4.6 nécessaire pour avoir un fonctionnement à $\cos \varphi$ unitaire.

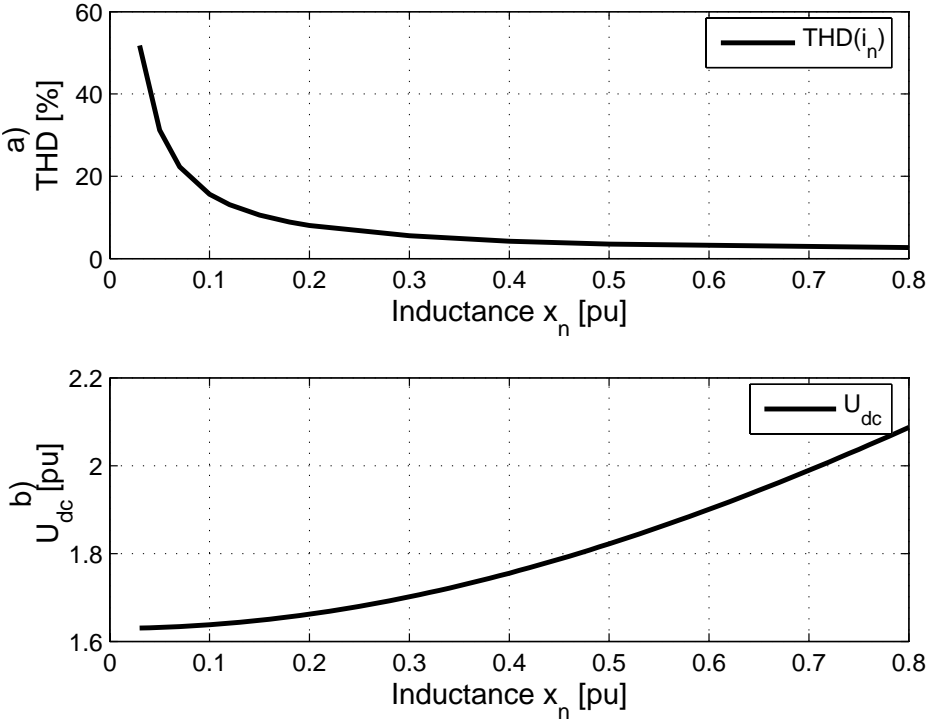


FIG. 4.37: Taux de distorsion harmonique du courant et tension continue pour différentes valeurs de x_n .

Le taux de distorsion harmonique diminue pour des valeurs d'inductance x_n supérieures à 0.2 pu, il est égal à 2.66% pour une valeur $x_n = 0.8$. Par contre, la tension continue nécessaire calculée pour cette valeur d'inductance est égale à $U_{dc} = 2.087pu$, c'est-à-dire plus grande que la valeur nominale de la tension ($U_{dc} = 1.6298pu$) d'un facteur d'environ 1.28.

D'autre part, pour des applications de forte puissance où les semi-conducteurs sont utilisés à leurs limites, un surdimensionnement de la tension continue peut occasionner des coûts élevés.

Dans ce qui suit, nous allons prendre une inductance de $x_n = 0.2 pu$. Pour cette valeur, la tension est augmentée par rapport à la tension nominale d'un facteur de 1.019, ce qui est acceptable. Cependant, le courant présente un taux de distorsion harmonique très élevé d'environ 8%.

Afin de diminuer le taux de distorsion harmonique, nous allons ajouter un filtre de sortie entre l'onduleur et le réseau (voir la section 4.5).

Calcul de l'inductance pour une application industrielle : Le dimensionnement de l'inductance est caractérisé par l'énergie emmagasinée E_{Ls} . Cette énergie peut être définie relativement à la valeur nominale de la puissance apparente. Pour les trois phases du réseau, l'énergie E_{Ls} est exprimée selon l'équation 4.20 :

$$E_{Ls} = \frac{3E_L}{S_n} \quad \text{avec} \quad E_L = \frac{1}{2}L_n I^2 \quad (4.20)$$

avec l'inductance L_n , le courant I_n et la puissance apparente S_n exprimés en système international des unités SI.

Dans un système des unités [pu], l'énergie emmagasinée dans l'inductance est donnée par l'équation 4.21 :

$$e_{ls} = \frac{3e_l}{s_n} \quad \text{avec} \quad e_l = \frac{1}{2}l_n i^2 \quad (4.21)$$

avec l'inductance l_n , le courant i_n et la puissance apparente s_n exprimés en [pu].

En tenant compte de l'équation 4.22 :

$$e_{ls} = E_{Ls} \quad (4.22)$$

l'inductance L_n peut être exprimée selon l'équation 4.23.

$$L_n = \frac{x_n}{2\pi f} \frac{S_n}{s_n} \frac{i_n^2}{I_n^2} \quad (4.23)$$

Pour des puissances plus élevées, nous avons vu dans le chapitre 3 qu'on peut mettre des onduleurs en parallèle afin de limiter le courant dans les semi-conducteurs (voir figure 4.38).

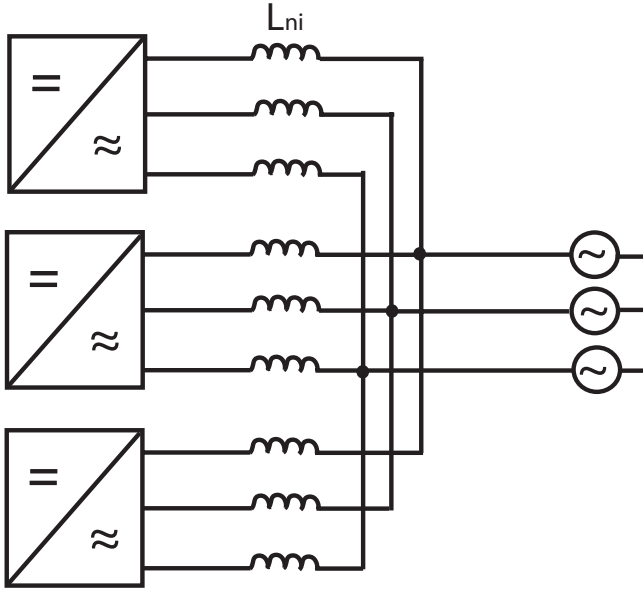


FIG. 4.38: Mise en parallèle de trois blocs d'onduleurs triphasés.

Dans ce cas, l'inductance peut être exprimée selon l'équation 4.24 :

$$L_{ni} = N \times L_n \quad (4.24)$$

avec N le nombre de blocs de convertisseurs mis en parallèle.

4.5 Filtre de sortie

Le filtre de sortie est destiné à obtenir une tension sensiblement sinusoïdale à partir de la tension en créneaux délivrée par l'onduleur de tension. C'est la réduction des harmoniques de la tension entre l'entrée et la sortie qui constitue l'objectif du filtre.

Le filtre proposé est un circuit résonnant série (voir figure 4.39), cette solution consiste à insérer, entre l'onduleur et le réseau, en plus de la présence d'une inductance de lissage L_f , une résistance, une inductance L_p et une capacité C_p . Le dimensionnement du filtre est réalisé de manière à ce que l'impédance du filtre soit nulle pour le courant harmonique de rang h et plus faible pour celui de rang suivant. On choisit pour cela ces valeurs de façon à ce que $L_p \cdot C_p \cdot (h\omega)^2 = 1$. Ainsi, l'impédance parallèle est nulle pour l'harmonique de rang h . Tout le courant

harmonique de rang h traverse la branche parallèle et n'affecte plus le réseau électrique. Du fait de la proximité, une partie de l'harmonique de rang suivant est aussi éliminée.

4.5.1 Onduleur à cinq niveaux connecté au réseau via un filtre

On suppose parfaite la source de tension continue alimentant l'onduleur et on suppose parfaits les semi-conducteurs constituant celui-ci.

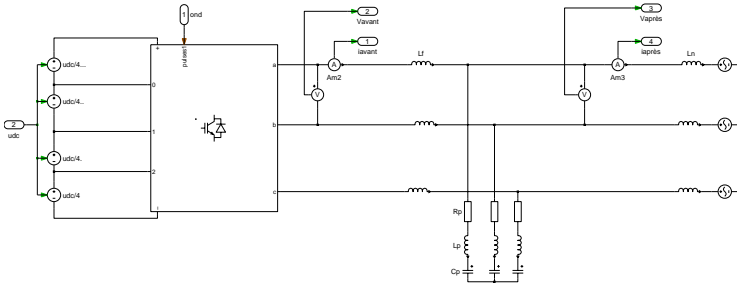


FIG. 4.39: Simulation d'un onduleur connecté au réseau via un filtre.

Le modèle de la figure 4.39 est simulé en utilisant les caractéristiques données au tableau 4.3.

$V_n = 9.4kV$	tension nominale du réseau
$I_n = 5.23kA$	courant nominal du réseau
$S_n = \frac{3}{2}V_n I_n = 73.8MVA$	puissance apparente
$L_n = 1.14mH$	inductance du réseau
$L_f = 0.9mH$	inductance de lissage
$R_p = 9m\Omega, L_p = 6mH, C_p = 67.54\mu F$	paramètres du filtre

TAB. 4.3: Caractéristiques du modèle de simulation.

Les résultats de simulation sont représentés aux figures (4.40 à 4.43) :

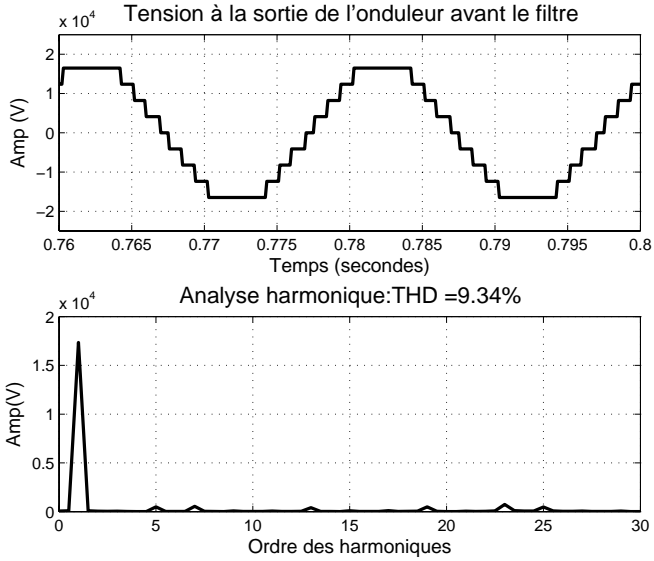


FIG. 4.40: Signal v_{ond} à l'entrée du filtre.

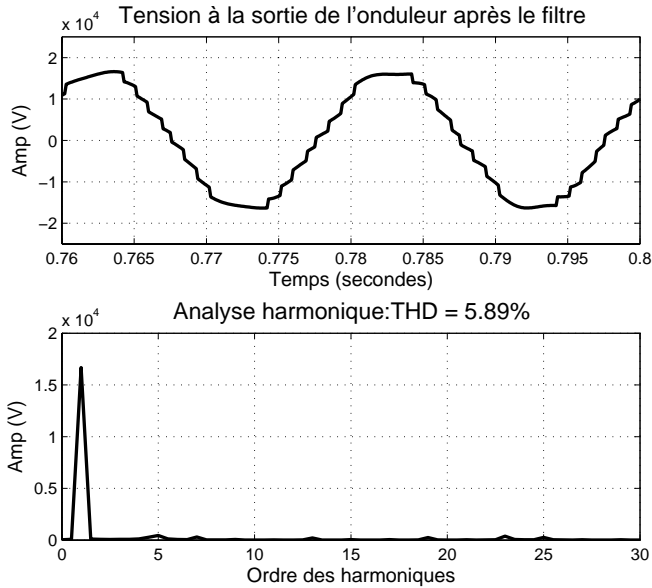
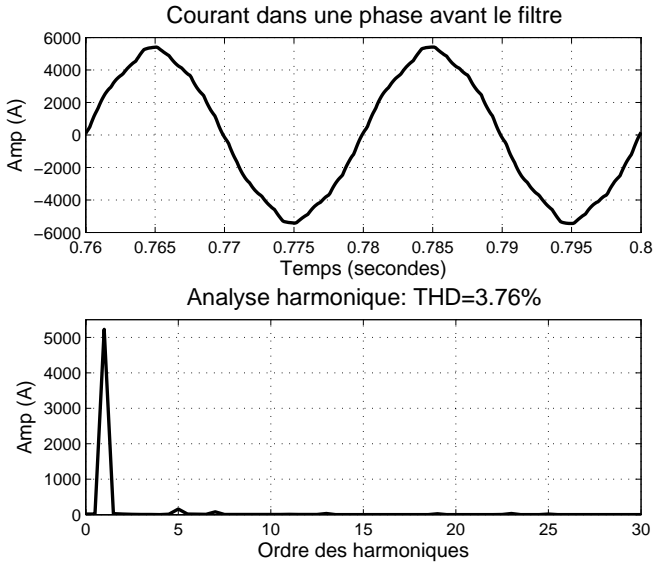
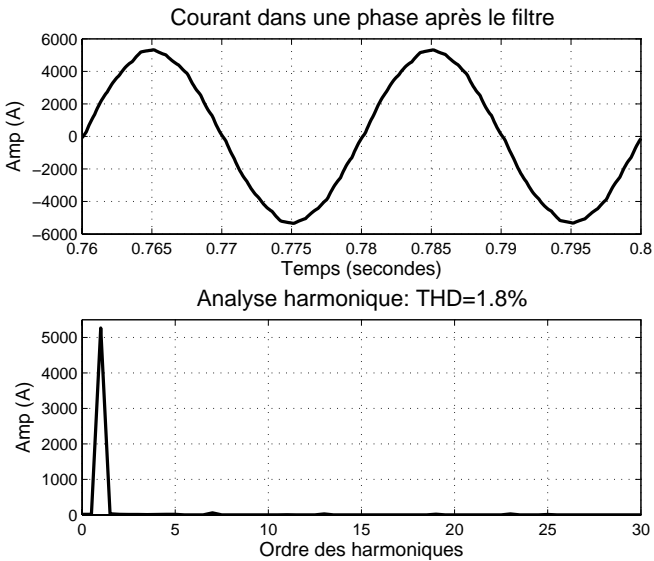


FIG. 4.41: Signal v'_{ond} à la sortie du filtre.

FIG. 4.42: Signal i_l à l'entrée du filtre.FIG. 4.43: Signal i_n à la sortie du filtre.

4.5.2 Conclusion

En utilisant un filtre à la sortie de l'onduleur NPC à cinq niveaux, nous avons réussi à améliorer la qualité de la tension de l'onduleur ainsi que la qualité du courant injecté dans le réseau électrique.

Cependant, ces filtres ont une influence sur l'amplitude de la tension due au passage du fondamental dans l'inductance L_f . On doit donc réadapter la tension continue à l'entrée de l'onduleur en tenant compte de cette inductance, pour avoir un mode de fonctionnement souhaité.

4.6 Régime dynamique et constante de temps de la commande

4.6.1 Régime dynamique

Pour effectuer le régime transitoire, nous avons vu dans la section 5.3 que la tension continue et l'angle de déphasage entre la tension à la sortie de l'onduleur et la tension du réseau sont définis dans la relation 4.3 à partir des consignes de puissance active et réactive.

D'autre part, dans la figure 4.1, le bloc (1) permet de faire varier les références des puissances suivant une rampe temporelle d'une période T_{tr} (voir figure 4.44 et équation 4.25),

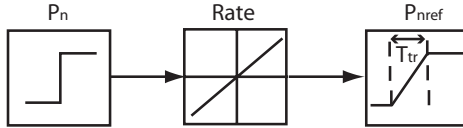


FIG. 4.44: Limitation du temps de transition.

$$Rate = \frac{|P_{nc} - P_{n0}|}{T_{tr}} \quad (4.25)$$

ce qui permet d'écrire l'équation 4.26, avec $P(t)$ et $Q(t)$ exprimées en fonction du temps selon l'équation 4.27 :

$$\left\{ \begin{array}{l} \theta_{nc}(t) = \arctan\left(\frac{P(t)}{\frac{3}{2} \frac{X_n}{V_n} - Q(t)}\right) \\ U_{dc}(t) = \frac{\pi}{2 \cos \delta_n} \sqrt{\left(V_n - \frac{2}{3} \frac{X_n}{V_n} Q(t)\right)^2 + \left(\frac{2}{3} \frac{X_n}{V_n} P(t)\right)^2} \end{array} \right. \quad (4.26)$$

$$\begin{cases} P(t) = \frac{|P_{nc} - P_{n0}|}{T_{tr}} t \\ Q(t) = \frac{|Q_{nc} - Q_{n0}|}{T_{tr}} t \end{cases} \quad (4.27)$$

4.6.2 Influence de la période de transition sur la qualité du courant

Pour améliorer la qualité de courant alternatif, il convient, en addition à la réduction des harmoniques de courant, de limiter les composantes continues de ce dernier pouvant résulter des régimes transitoires rapides. Il y a peu de recherches concernant l'élimination de la composante continue dans le courant alternatif injecté dans le réseau électrique.

Le courant alternatif peut contenir des composantes continues typiques dues au régime transitoire. Dans ce sens, la transition entre le fonctionnement à vide et le fonctionnement en charge ne peut pas être réalisé en un temps infiniment court. Si la période de transition T_{tr} est relativement longue par rapport à la période du fondamental ($T_f = 20ms$), le courant peut être considéré symétrique et la composante continue peut être négligée [33]. La question qui peut être posée : **jusqu'à quelle valeur cette période de transition peut être acceptable dans le mode rectangulaire ?**

Une étude analytique a prouvé qu'il est aussi possible d'éliminer rapidement la composante continue dans le courant alternatif par un simple choix de la période de transition [34].

4.6.2.1 Système linéaire

Reprenons le circuit simple de la figure 4.45. Par simplification, la tension à la sortie de l'onduleur $V_{ond}(t)$ est supposée sinusoïdale, elle est déphasée par rapport à la tension du réseau $V_n(t)$ d'un angle $\theta(t)$. Cet angle croît linéairement en fonction du temps pendant une période T_{tr} dite "période de transition" alors qu'il restera constant et égal à un angle de consigne θ_n pour $t \geq T_{tr}$, comme montré dans l'équation 4.28. La tension du réseau est donnée par l'équation 4.29.

$$V_{ond}(t) = \sin(\omega t + \theta(t)) \quad \text{avec} \quad \begin{cases} \theta(t) = \frac{\theta_n}{T_{tr}} t & \text{Si } t < T_{tr} \\ \theta(t) = \theta_n & \text{Si } t \geq T_{tr} \end{cases} \quad (4.28)$$

$$V_n(t) = \sin \omega t \quad (4.29)$$

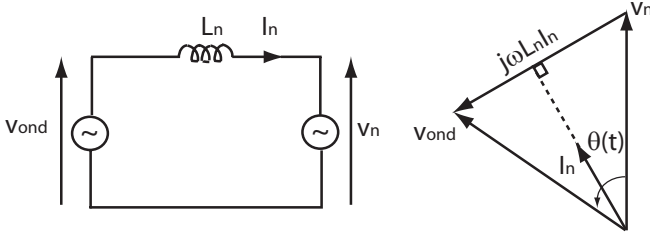


FIG. 4.45: Circuit simple.

En écrivant l'expression de la tension aux bornes de l'inductance L_n sous l'équation 4.30 et en remplaçant $V_{ond}(t)$ et $V_n(t)$, nous obtenons l'expression du courant $i_n(t)$ donné par l'équation 4.31.

$$L_n \frac{di_n}{dt} = V_{ond}(t) - V_n(t) \quad (4.30)$$

$$i_n(t) = \frac{1}{L_n} \int_0^t (\sin(\omega t + \theta(t)) - \sin \omega t) dt \quad (4.31)$$

En tenant compte de l'équation 4.28, nous pouvons écrire l'équation 4.32 :

$$\begin{aligned} i_n(t) &= \frac{1}{L_n} \int_0^{T_{tr}} (\sin(\omega + \frac{\theta_n}{T_{tr}})t - \sin \omega t) dt \\ &+ \frac{1}{L_n} \int_{T_{tr}}^t (\sin(\omega t + \theta_n) - \sin \omega t) dt \end{aligned} \quad (4.32)$$

Après le calcul d'intégration, le courant $i_n(t)$ est donné par l'équation 4.33. Il est fonction de différents paramètres du système : l'inductance L_n , l'angle de déphasage θ_n et le temps de transition T_{tr} .

$$\begin{aligned} i_n(t) &= \frac{1}{L_n} \left(\frac{1}{\omega} - \frac{T_{tr}}{\omega T_{tr} + \theta_n} \right) (\cos(\omega T_{tr} + \theta_n) - 1) \\ &+ \frac{1}{L_n \omega} (\cos \omega t - \cos(\omega t + \theta_n)) \end{aligned} \quad (4.33)$$

D'après l'équation 4.33, nous pouvons déduire la valeur moyenne ou la composante continue du courant $i_n(t)$ qui peut être exprimée en fonction de la période de transition selon l'équation 4.34.

$$i_{moy} = \frac{1}{L_n} \left(\frac{\theta_n}{\omega(\omega T_{tr} + \theta_n)} \right) (\cos(\omega T_{tr} + \theta_n) - 1) \quad (4.34)$$

Cette équation est une multiplication de deux termes, elle peut être égale à zéro si l'un des deux s'annule :

- Premier terme : $\frac{\theta_n}{\omega(\omega T_{tr} + \theta_n)} = 0 \implies T_{tr} \rightarrow \infty$
- Deuxième terme : $\cos(\omega T_{tr} + \theta_n) - 1 = 0 \implies T_{tr} = \frac{2\pi k - \theta_n}{\omega} = kT_f - \frac{\theta_n}{\omega}$
avec $T_f = \frac{2\pi}{\omega}$ et $(k=1,2,3\dots)$ **est un entier naturel.**

La composante continue du courant alternatif peut être considérée comme négligeable si la période de transition est relativement longue, due au premier terme de l'équation 4.34, comme elle peut être exactement égale à zéro grâce au deuxième terme, par un choix convenable de la période de transition T_{tr} .

L'étude analytique nous a permis de vérifier qu'il est possible d'éliminer rapidement la composante continue dans le courant. Cette étude est réalisée pour un système linéaire et une amplitude fixe de la tension d'onduleur. Cependant, le système réel n'est pas linéaire.

4.6.2.2 Système non linéaire

Comme présenté au paragraphe 4.6.1, l'angle de déphasage $\theta_{nc}(t)$, ainsi que l'amplitude de la tension continue $u_{dc}(t)$, sont définis en fonction des consignes des puissances. Par conséquent, cet angle n'évoluera pas selon une fonction linéaire du temps, mais selon l'équation 4.26.

Le modèle présenté à la figure 4.1 est simulé, en utilisant les caractéristiques données dans le tableau 4.4, sous les mêmes conditions et pour différentes valeurs de la période de transition T_{tr} .

V_n	1 pu	tension du réseau : valeur de crête
I_n	1 pu	courant dans le réseau
X_n	0.2 pu	inductance entre l'onduleur et le réseau
S_n	1.5 pu	puissance apparente du réseau
δ_n	15.46°	angle de commutation de l'onduleur à trois niveaux

TAB. 4.4: Caractéristiques du modèle de la simulation.

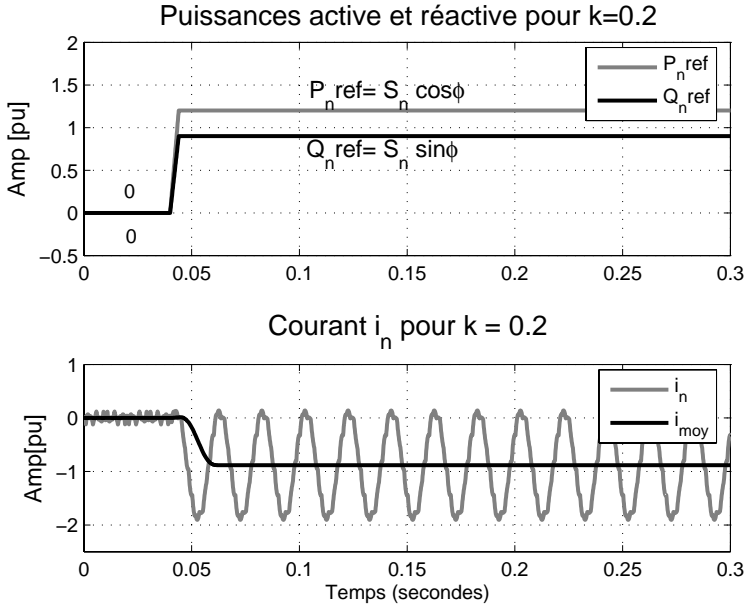


FIG. 4.46: Première transition : $k = 0.2$ n'est pas entier naturel $\Rightarrow i_{moy} \neq 0$.

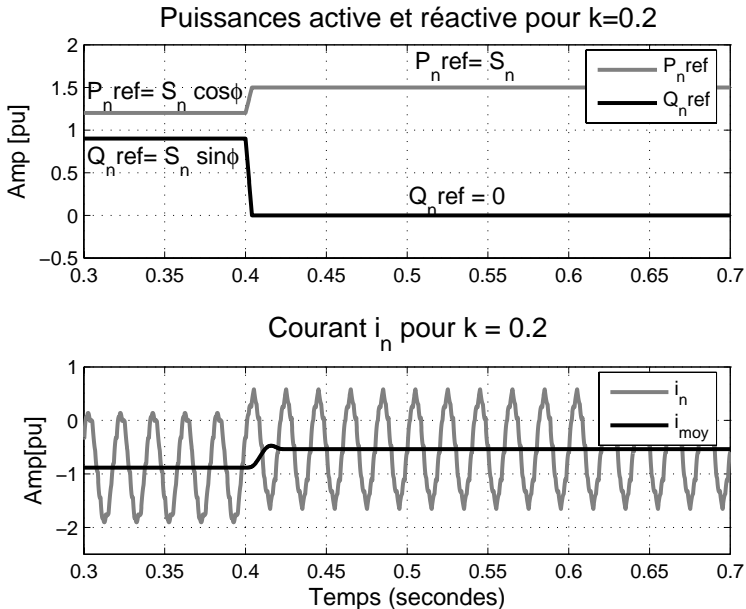


FIG. 4.47: Deuxième transition : $k = 0.2$ n'est pas entier naturel $\Rightarrow i_{moy} \neq 0$.

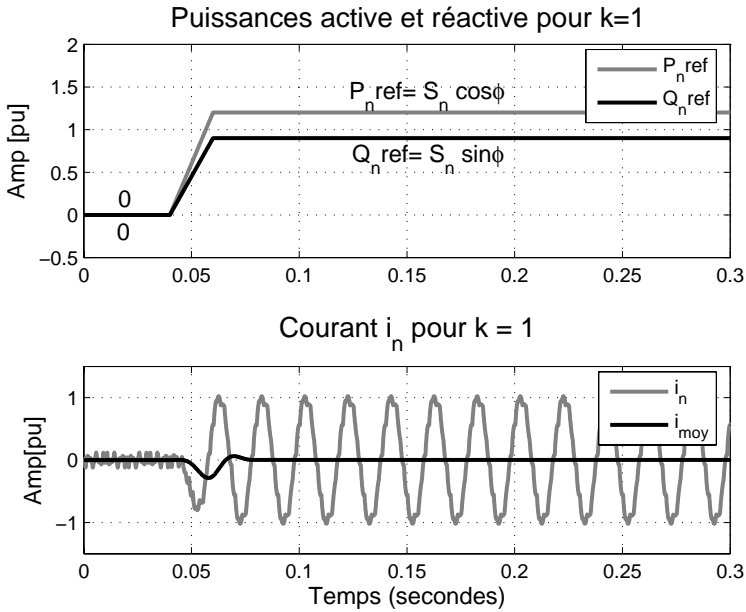


FIG. 4.48: Première transition : $k = 1$ est un entier naturel $\Rightarrow i_{moy} = 0$.

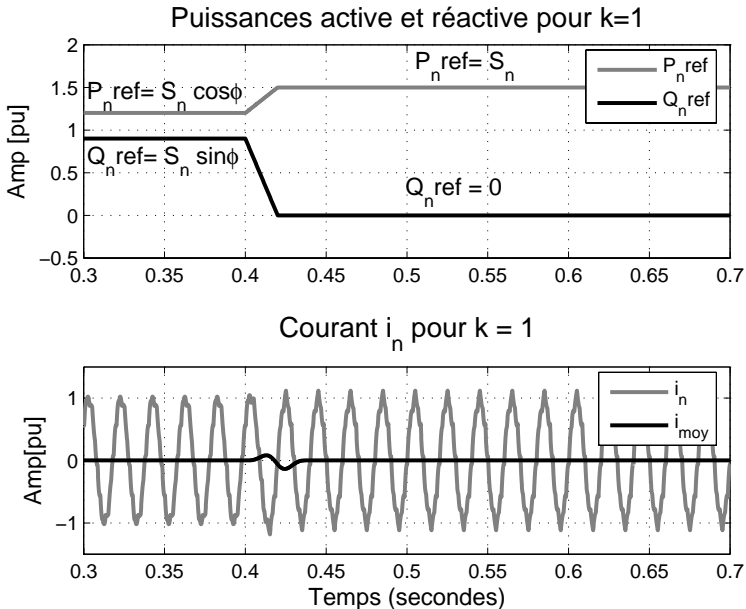


FIG. 4.49: Deuxième transition : $k = 1$ est un entier naturel $\Rightarrow i_{moy} = 0$.

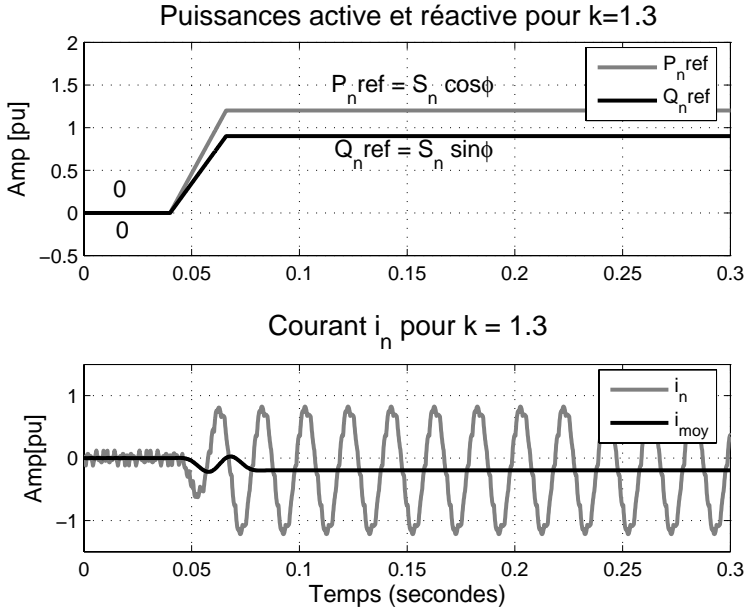


FIG. 4.50: Première transition : $k = 1.3$ n'est pas entier naturel $\Rightarrow i_{moy} \neq 0$.

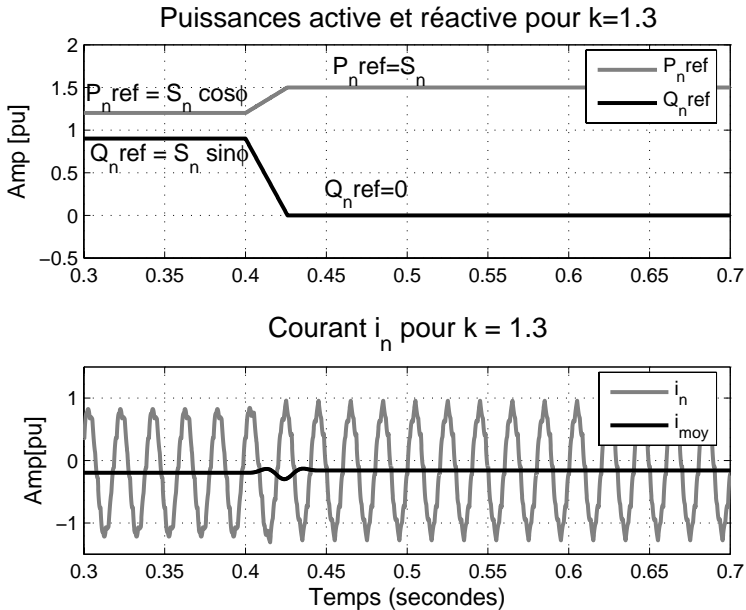


FIG. 4.51: Deuxième transition : $k = 1.3$ n'est pas entier naturel $\Rightarrow i_{moy} \neq 0$.

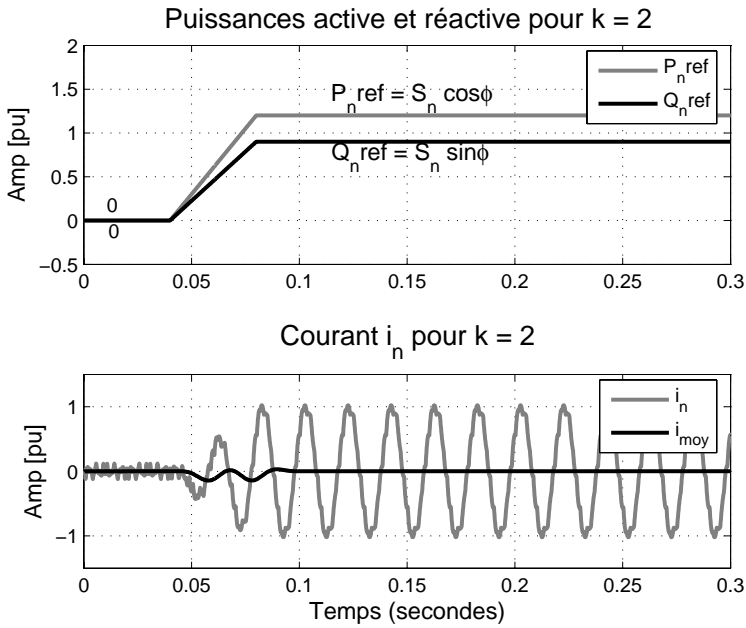


FIG. 4.52: Première transition : $k = 2$ est un entier naturel $\Rightarrow i_{moy} = 0$.

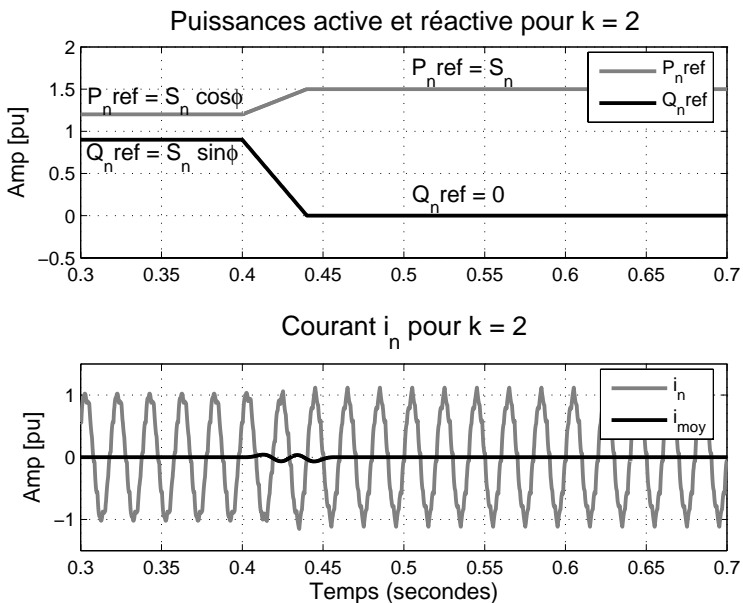


FIG. 4.53: Deuxième transition : $k = 2$ est un entier naturel $\Rightarrow i_{moy} = 0$.

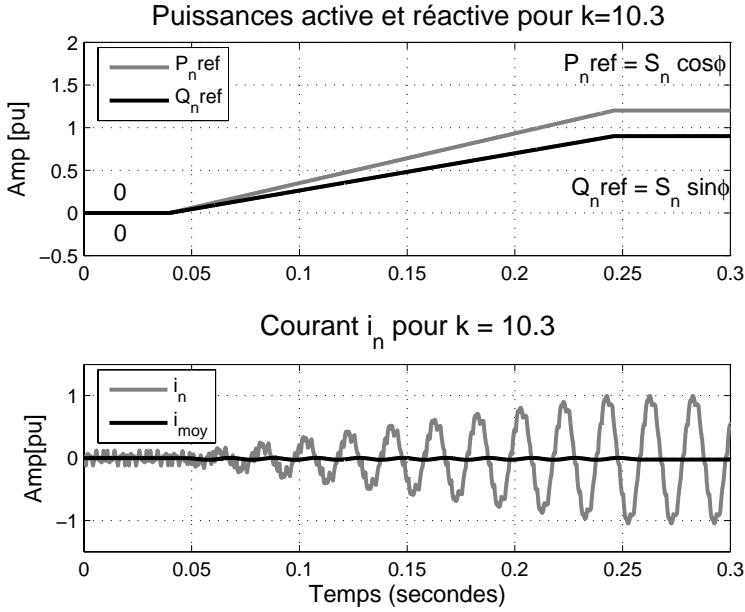


FIG. 4.54: Première transition : $k = 10.3$ une valeur plus élevée $\Rightarrow i_{moy} \approx 0$.

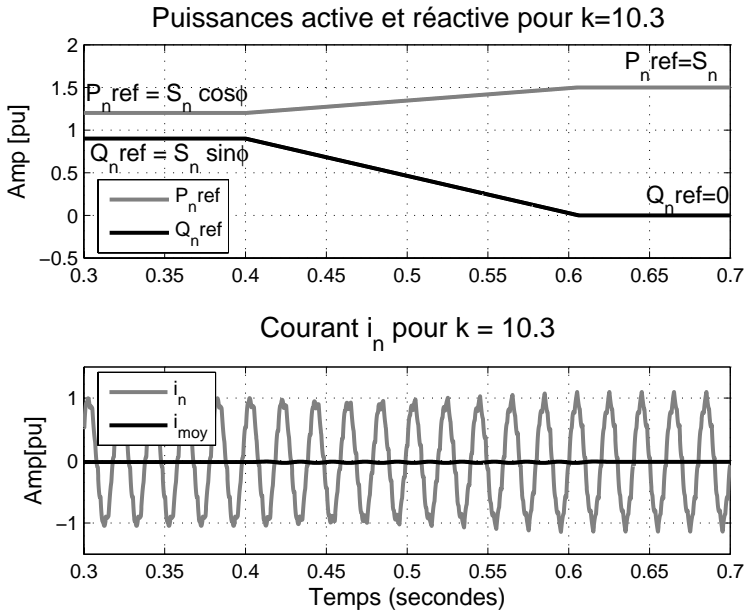


FIG. 4.55: Deuxième transition : $k = 10.3$ une valeur plus élevée $\Rightarrow i_{moy} \approx 0$.

Les figures présentent, pour différentes valeurs de k , la première transition à $t=0.04s$ quand $\cos \varphi = 0.8$ ($P_{ref} \neq 0$ et $Q_{ref} \neq 0$) (figures 4.46, 4.48, 4.50, 4.52 et 4.54). Ensuite, la deuxième transition à $t=0.4s$ quand $\cos \varphi = 1$ ($P_{ref} \neq 0$ et $Q_{ref} = 0$), (figures 4.47, 4.49, 4.51, 4.53 et 4.55).

Les résultats de simulation confirment les calculs analytiques : la composante continue s'annule quand la période de la transition est un multiple entier naturel de la période du fondamental ($k=1,2,3..$), et elle s'approche de zéro pour des périodes de transition relativement longues ($k=10.3,..$). Autrement, elle est différente de zéro ($k=0.2, k=1.3,..$).

Ainsi, nous avons amélioré la qualité de courant alternatif injecté dans le réseau électrique et obtenu un régime dynamique rapide sans composante continue. Cette solution peut être aussi utilisée pour une compensation rapide de l'énergie réactive.

4.7 Observateur pour la tension du réseau

4.7.1 Introduction

La synchronisation entre la tension mesurée du réseau et la tension générée par l'onduleur peut être considérée comme une étape importante dans un système de génération de puissance connecté au réseau électrique.

Dans le domaine de l'électronique de puissance, la méthode la plus simple pour avoir des informations sur la phase du signal est de détecter l'intersection de la tension mesurée à partir du réseau avec l'axe du zéro [35]. Cependant, à cause des bruits de mesure, la détection des points d'intersection n'est pas toujours possible à chaque demi-période. L'autre méthode est une technique basée sur la transformation de la tension triphasée mesurée, en axes (d-q) déphasés de 90° . Cette technique a été adoptée pour le contrôle de vitesse dans les moteurs électriques [36].

Dans cette section, nous proposons une nouvelle approche de la synchronisation utilisant un observateur de la tension du réseau (voir figure 4.56).

Le schéma fonctionnel de l'observateur de la tension du réseau est constitué essentiellement : d'un filtre multi-variable (bloc 1), d'un bloc (2) pour calculer l'angle du réseau à partir des tensions filtrées présentées dans l'axe ($\alpha - \beta$), et d'un circuit PLL (bloc 3) qui effectue le réglage de la période du signal de référence de l'onduleur, afin d'avoir un rapport fixe entre cette période et la

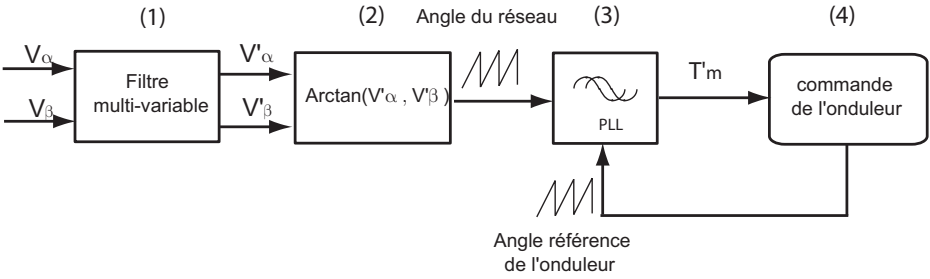


FIG. 4.56: Schéma fonctionnel d'un observateur de tension du réseau.

période du signal mesuré à partir du réseau électrique, et enfin, le bloc 4 pour la commande de l'onduleur.

4.7.2 Filtre multi-variable

Le filtre multi-variable est une partie importante de cette approche de synchronisation [37], il permet de filtrer correctement la tension mesurée à partir du réseau électrique. Ce filtre est réalisé en utilisant un circuit de réglage vectoriel de la figure 4.57, avec $\underline{V}_c(V_\alpha, V_\beta)$ le phaseur spatial représentant la tension du réseau, et $\underline{V}(V'_\alpha, V'_\beta)$ présentant la tension filtrée du réseau électrique.

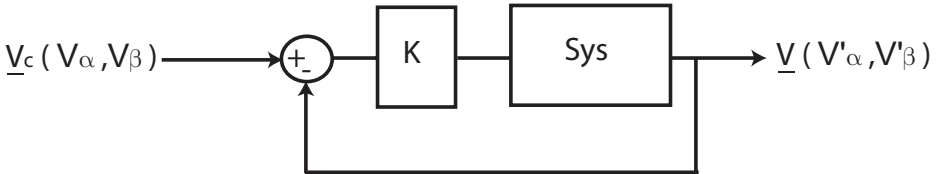


FIG. 4.57: Circuit de réglage vectoriel.

Le diagramme de la figure 4.57 peut être également représenté en utilisant des grandeurs complexes du phaseur spatial (voir la figure 4.58).

Dans cette figure, ω_n représente la pulsation du réseau électrique, elle est égale à $2 \times \pi \times 50$, et K est un paramètre à déterminer.

Le modèle présenté à la figure 4.58 est simulé pour différentes valeurs du paramètre K . Nous avons représenté les tensions V_α et V_β par des signaux sinusoïdaux contenant des harmoniques : (5^{eme} , 7^{eme} , 11^{eme} et 13^{eme}).

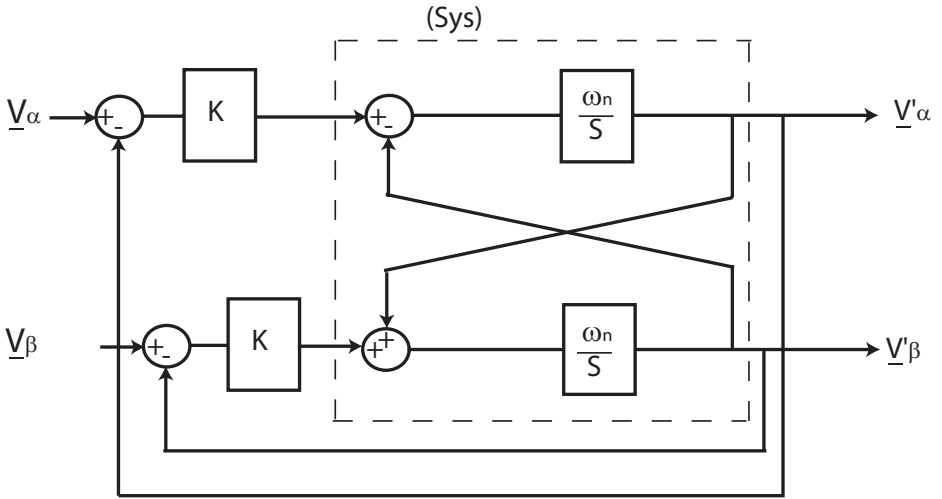


FIG. 4.58: Circuit de réglage utilisant les grandeurs complexes pour des phaseurs spatiaux.

Les signaux V_α et V_β à la sortie du filtre sont analysés dans le plan harmonique, la figure 4.59 interprète le résultat d'analyse du signal filtré V'_α .

D'après la courbe, le fondamental de la tension filtrée est égal à sa valeur nominale pour des valeurs de K supérieures à 0.06, et le taux de distorsion harmonique présente une valeur minimale pour K égal à 0.065.

D'autre part, le couplage entre les tensions filtrées V'_α et V'_β et les tensions à l'entrée du filtre V_α et V_β apparaît clairement à la figure 4.58, il peut être exprimé sous la forme de l'équation 4.35.

$$\begin{cases} V'_\alpha = \frac{\omega_n}{s} [K(V_\alpha - V'_\alpha) - V'_\beta] \\ V'_\beta = \frac{\omega_n}{s} [K(V_\beta - V'_\beta) + V'_\alpha] \end{cases} \quad (4.35)$$

En représentant les parties réelles et imaginaires des phaseurs $\underline{V}_c(V_\alpha, V_\beta)$ et $\underline{V}(V'_\alpha, V'_\beta)$, la fonction de transfert peut être écrite sous la forme de l'équation 4.36.

$$H(s) = \frac{V'_{\alpha\beta}}{V_{\alpha\beta}} = \frac{V'_\alpha + jV'_\beta}{V_\alpha + jV_\beta} = K\omega_n \frac{(s + K\omega_n) + j\omega_n}{(s + K\omega_n)^2 + \omega_n^2} \quad (4.36)$$

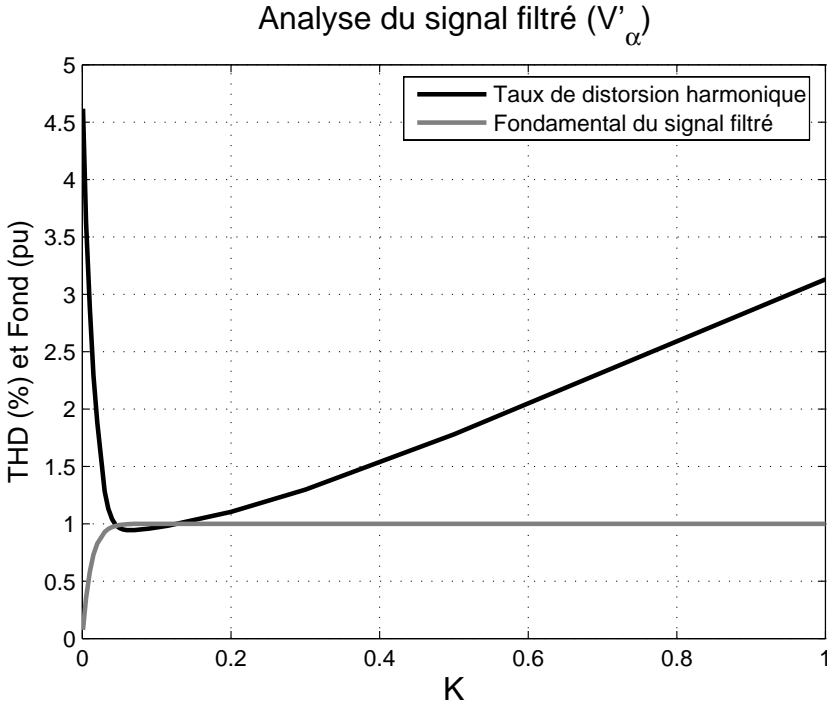


FIG. 4.59: Fondamental et THD de la tension filtrée en fonction de différentes valeurs du paramètre K .

La figure 4.60 montre le diagramme de Bode de la fonction de transfert $H(s)$ constitué de deux courbes en diagramme logarithmique :

Courbe de gain : $G_{dB} = 20\log|H| = f(\log\omega)$

Courbe de phase : $\varphi = f(\log\omega)$.

A partir de la figure 4.60, les courbes du gain G_{dB} et de la phase φ s'annulent pour une fréquence $f_n = 50Hz$ et la forme des courbes s'approche de la forme d'un filtre passe bande idéal pour une valeur de $K = 0.065$. Ceci permet d'extraire le contenu harmonique autour d'une fréquence fondamentale.

A cette fréquence, la phase φ du diagramme de Bode s'annule, c'est-à-dire le signal filtré est en phase avec le signal d'entrée.

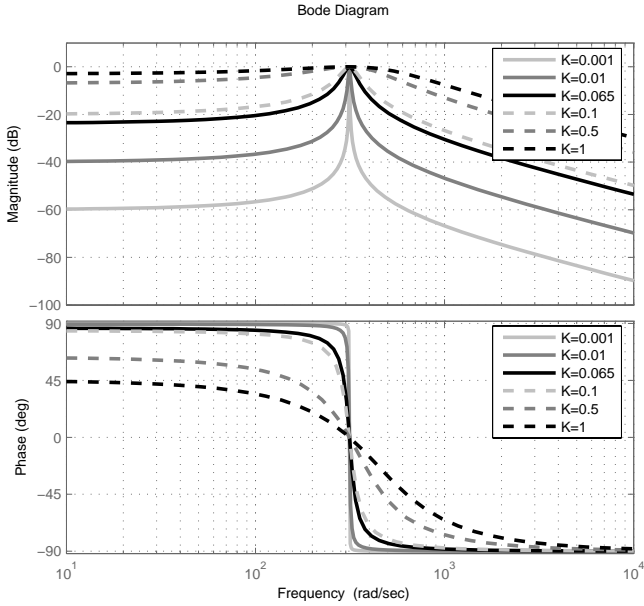


FIG. 4.60: Diagramme de Bode de la fonction de transfert pour différentes valeurs du gain K .

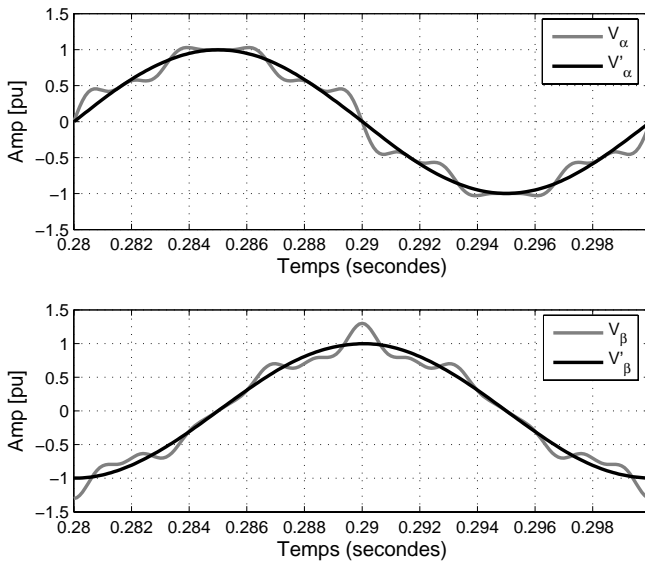


FIG. 4.61: Tensions avant et après filtrage.

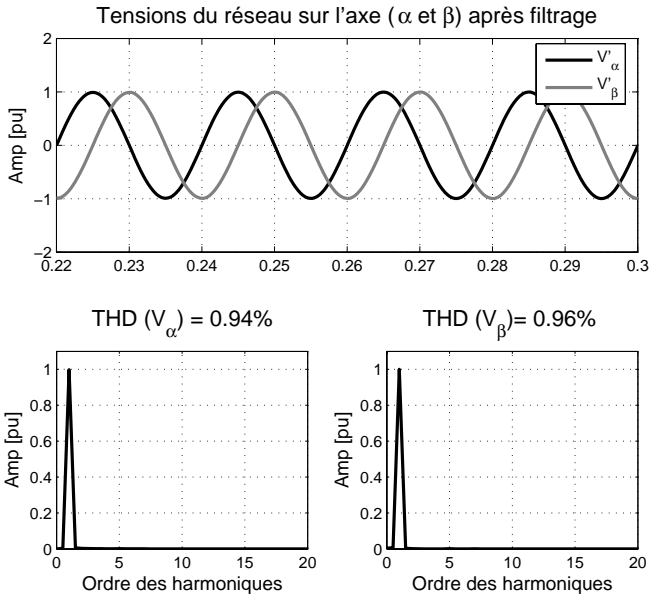
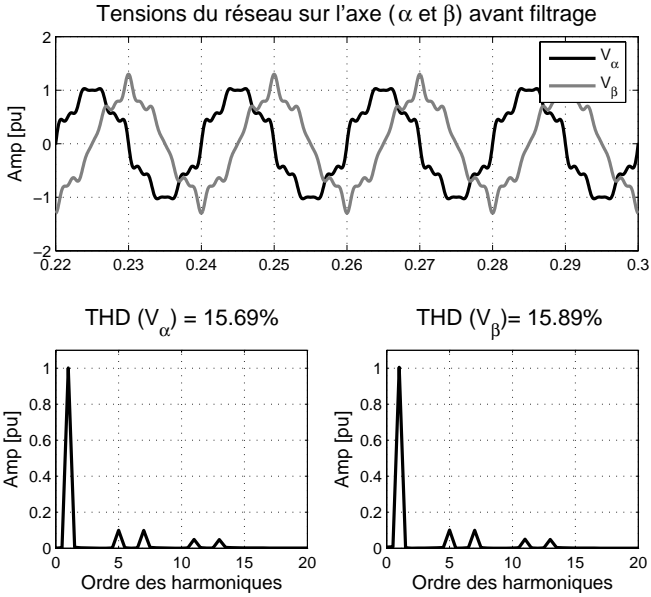


FIG. 4.63: Tensions V'_α et V'_β après filtrage.

En effet, la figure 4.61 montre les tensions V_α et V_β avant le filtrage, elles sont parfaitement en phase avec les tensions V'_α et V'_β après filtrage.

Les figures 4.62 et 4.63 représentent les résultats de simulation, les tensions à l'entrée du filtre contiennent des harmoniques d'ordre 5,7,11 et 13 et elles présentent un taux de distorsion harmonique qui avoisine 15%. Les tensions filtrées présentent un taux de distorsion harmonique qui avoisine 0.9%.

Le filtre multi-variable permet d'extraire les harmoniques autour du fondamental et de filtrer correctement la tension mesurée à partir du réseau électrique. Ce filtre présente l'avantage d'avoir une phase nulle entre le signal filtré et le signal à l'entrée du filtre.

4.7.3 Commande de l'onduleur

Après avoir filtré la tension mesurée du réseau électrique, nous avons calculé, dans le bloc (2) de la figure 4.56, l'angle du réseau selon l'équation 4.37 :

$$\text{Angle}_{\text{reseau}} = \text{Arctan}(V'_\alpha, V'_\beta) \quad (4.37)$$

D'autre part, la génération de l'angle référence de l'onduleur est réalisée à partir d'un signal sinusoïdale d'une période réglable $T_{\text{ond}} = 24 \times T'_m$ (voir figure 4.64)

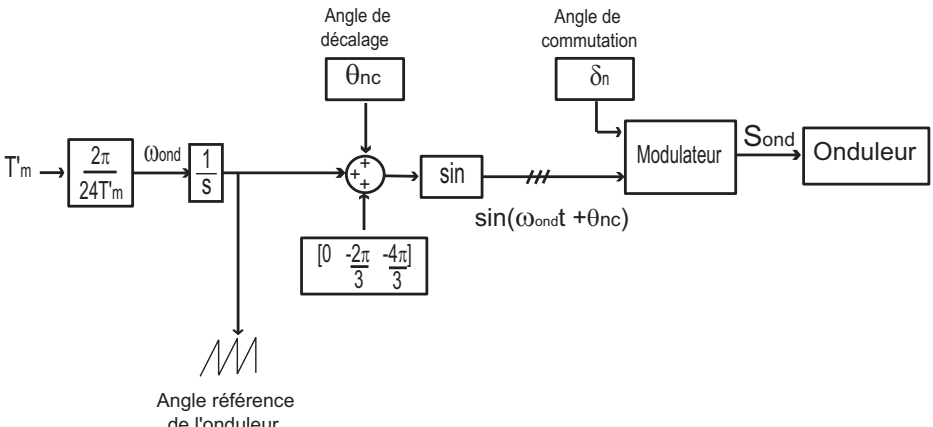


FIG. 4.64: Schéma fonctionnel pour générer l'angle référence de l'onduleur.

Les signaux de commande de l'onduleur seront générés à partir d'un signal déphasé d'un angle θ_{nc} par rapport à la référence (voir section 5.3).

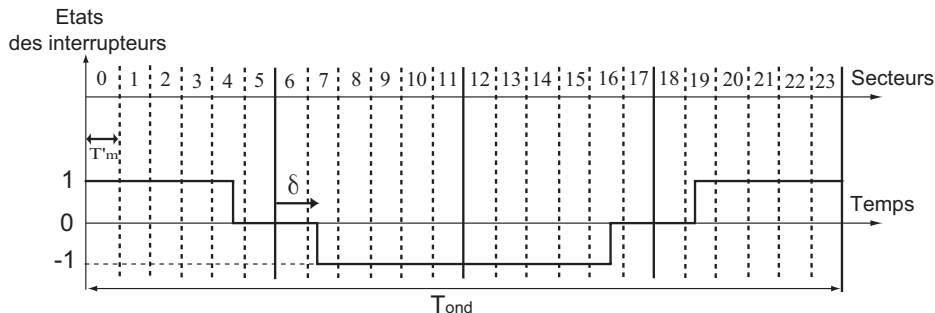


FIG. 4.65: Décomposition en 24 secteurs du signal de commande de l'onduleur.

La figure 4.65 montre la décomposition du signal fondamental de l'onduleur en 24 secteurs, avec T'_m la période d'un secteur.

Le but de la synchronisation est de régler cette période pour avoir un rapport fixe avec la période du signal mesuré à partir du réseau soit $\frac{T_{res}}{T'_m} = 24$.

Le réglage peut être effectué en utilisant un circuit PLL (bloc (3) de la figure 4.56).

4.7.4 Circuit de la PLL

A cause du bruit dans la mesure de la tension du réseau, la période mesurée T_{res} de cette dernière n'est pas tout à fait constante, ce qui génère une désynchronisation entre le réseau et l'onduleur. Le but de la synchronisation est de régler la période de la phase de référence qui génère les signaux de commande de l'onduleur, (voir figure 4.66).

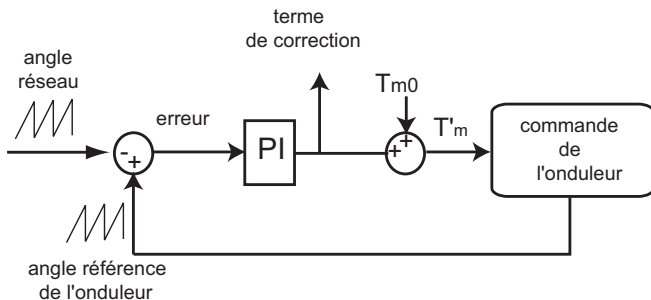


FIG. 4.66: Structure du circuit de la PLL utilisé pour la synchronisation.

Ce réglage est basé sur le calage de l'angle référence de l'onduleur avec l'angle mesuré à partir du réseau et avoir ainsi $T_{res} = T_{ond}$.

Pour compenser l'erreur entre les deux angles, nous avons utilisé un régulateur PI. à la sortie du régulateur, on a un terme de correction qu'on ajoute sur une période de consigne $T_{m0} = \frac{1}{24 \times 50}$ pour avoir la période du secteur : ($T'_m = T_{m0} + correction$). On aura ainsi un rapport fixe entre les deux périodes $\frac{T_{res}}{T'_m} = 24$.

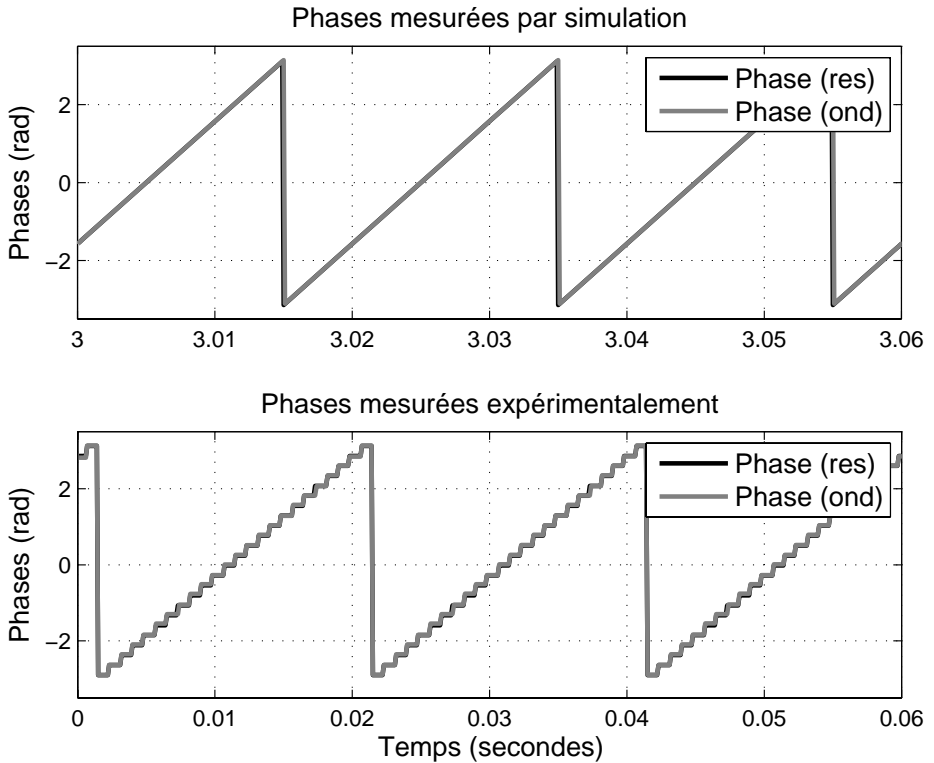


FIG. 4.67: Phases simulées et mesurées expérimentalement.

La figure 4.67 montre deux courbes superposées représentant la phase de la tension du réseau et la phase référence de l'onduleur, mesurées par simulation et expérimentalement. Les deux angles sont bien synchronisés et ont la même période fondamentale $T_{res} = T_{ond}$.

4.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons mis l'accent principal sur différentes propriétés du convertisseur relié au réseau électrique, notamment les contraintes imposées par la nouvelle stratégie de commande.

La première contrainte est l'amélioration, du point de vue harmonique, de la tension à la sortie de l'onduleur commandé en mode rectangulaire. Ce mode de commande consiste à prédéterminer l'angle de commutation en fonction des performances souhaitées, telles que l'élimination de certains harmoniques indésirables ou la réduction du taux de distorsion harmonique total. Cette stratégie de commande présente l'avantage de réduire les harmoniques d'ordre faible, sans augmenter les harmoniques d'ordre supérieur comme le cas de la technique de commande en modulation de largeur d'impulsion PWM. Par contre, la tension fondamentale de sortie doit être contrôlée à partir de la tension continue dans le circuit intermédiaire.

La deuxième contrainte est la qualité du courant alternatif injecté dans le réseau électrique, en particulier l'élimination de la composante continue typique du régime transitoire. Une étude analytique a prouvé qu'il est possible d'éliminer rapidement la composante continue dans le courant alternatif par un simple choix de la période de transition entre un fonctionnement à vide et un fonctionnement en charge.

Dans une étude future, on pourrait également considérer un fonctionnement dynamique rapide en utilisant la variation des angles de commutations δ dans le but d'annuler la composante continue [38].

La dernière contrainte imposée par cette stratégie de commande est la synchronisation de la tension du réseau avec la tension générée par l'onduleur. Pour cela, nous avons utilisé un observateur de la tension du réseau basé sur une nouvelle approche de la PLL.

Chapitre 5

Propriétés du convertisseur relié à la machine électrique

5.1 Introduction

Au chapitre précédent, nous avons élaboré une stratégie de commande du convertisseur relié au réseau électrique, et nous avons analysé en détail différentes contraintes imposées par la nouvelle stratégie de commande. Ces contraintes peuvent être également imposées sur le convertisseur relié à la machine électrique vu qu'il sera commandé de la même manière. Il s'agit d'un redresseur connecté à une génératrice synchrone à fréquence élevée afin de maintenir une tension continue dans le circuit intermédiaire. L'adaptation de la tension continue sera réalisée via l'excitation de la machine synchrone.

Dans ce chapitre, nous allons traiter quelques propriétés du convertisseur relié à la machine électrique. Avant d'étudier la stratégie de commande proposée pour ce convertisseur, nous commencerons par un aperçu sur le choix du redresseur relié à la machine, et nous présenterons un dimensionnement des condensateurs dans le circuit intermédiaire. Ensuite, nous étudierons quelques propriétés de la machine synchrone et son démarrage à l'aide du convertisseur de fréquence.

5.2 Choix du redresseur relié à la machine électrique

Pour alimenter le circuit intermédiaire, le moyen le plus simple consiste en un redresseur à diodes en pont triphasé, assurant la conversion de la tension alternative générée par une machine synchrone à haute vitesse en une tension continue (voir figure 5.1). Ce type de convertisseur présente l'avantage de la quasi absence des pertes de commutation puisque la commutation des diodes est natu-

relle. C'est un montage simple, peu onéreux qui n'a pas besoin d'être commandé.

Cependant, ce type de convertisseur présente un faible facteur de puissance puisqu'il n'y a aucun contrôle de la puissance réactive. D'autre part, la puissance est orientée uniquement vers le circuit intermédiaire, car le pont à diode ne peut pas conduire le courant continu dans le sens inverse. Par conséquent, ce convertisseur ne peut pas être utilisé pour le démarrage de la machine, il est donc indispensable d'utiliser un moteur de lancement pour le démarrage du groupe turbo-générateur

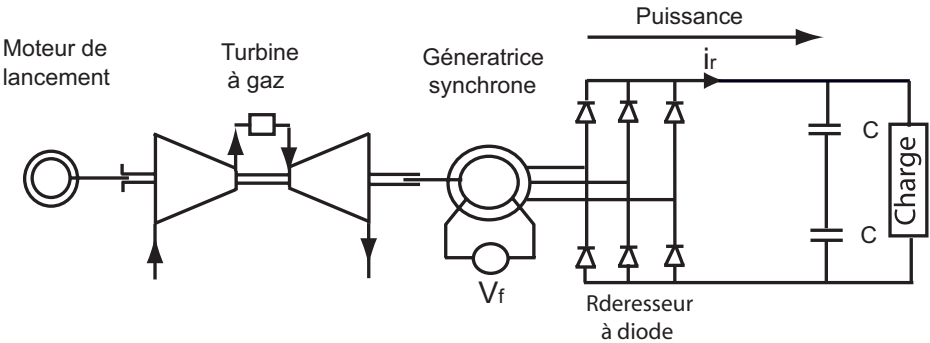


FIG. 5.1: Redresseur à diodes relié à la machine électrique.

Dans ce projet de thèse, nous proposons un convertisseur NPC à trois niveaux présenté à la figure 5.2, commandé en mode rectangulaire. Selon la stratégie de commande proposée, il est possible de contrôler le flux des puissances active et réactive, d'améliorer le taux de distortion harmonique du courant appelé sur la machine (voir chapitre 4), et aussi de franchir des niveaux de tension inaccessible.

Ce convertisseur intègre aussi la fonction de démarrage du turbo-générateur, si on le fait fonctionner en mode pulsé.

5.3 Stratégie de réglage proposée pour le redresseur relié à la machine

La figure 5.2 illustre la stratégie de commande proposée pour un redresseur NPC à trois niveaux relié à une génératrice synchrone. L'échange de puissance entre la machine et le redresseur est commandé dans le mode rectangulaire, à travers l'angle θ_g , imposé entre la tension à l'entrée du redresseur et la tension induite de la machine elle-même. Pour contrôler les puissances active et réactive entre la machine et le redresseur, il faut contrôler la tension statorique de la

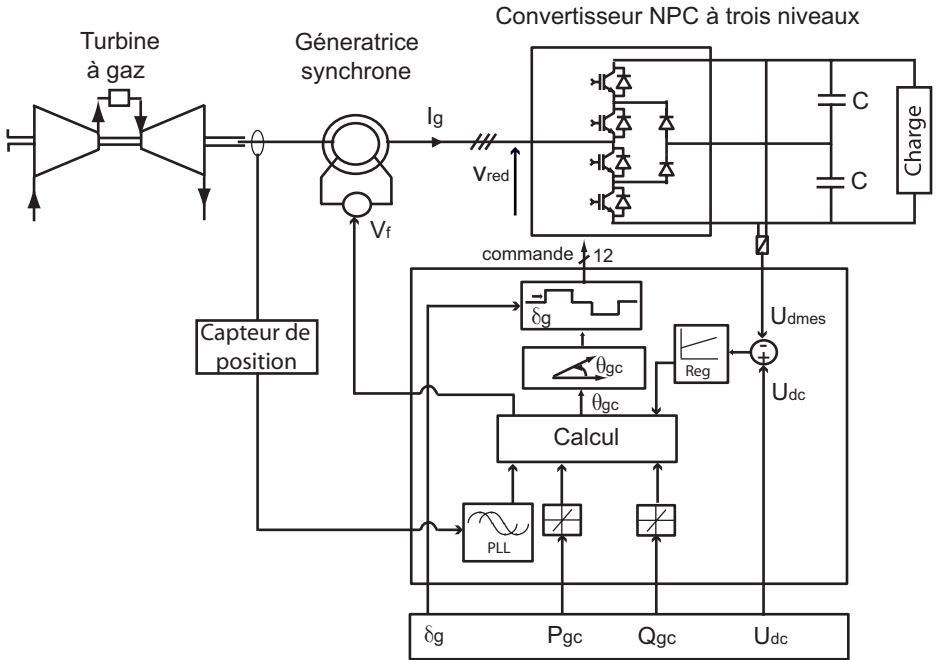


FIG. 5.2: Schéma bloc de la stratégie de commande proposée, côté machine.

machine. Cette grandeur n'est commandable que par une action sur l'excitation de la machine.

5.3.1 Etude comparative par simulation

Pour simplifier l'étude, on propose le schéma équivalent et le diagramme des tensions de la figure 5.3.

La tension induite par la roue polaire est désignée par V_g et représentée par une source de tension alternative d'amplitude réglable. Dans une machine réelle, l'amplitude de la tension induite dépend de l'excitation de la machine. Le stator de la machine est connecté directement à un redresseur qui maintient une tension continue constante dans le circuit intermédiaire. La tension statorique est donc désignée par V_{red} , son amplitude est imposée par la tension continue nécessaire dans le circuit intermédiaire pour avoir un fonctionnement souhaité du côté du réseau électrique.

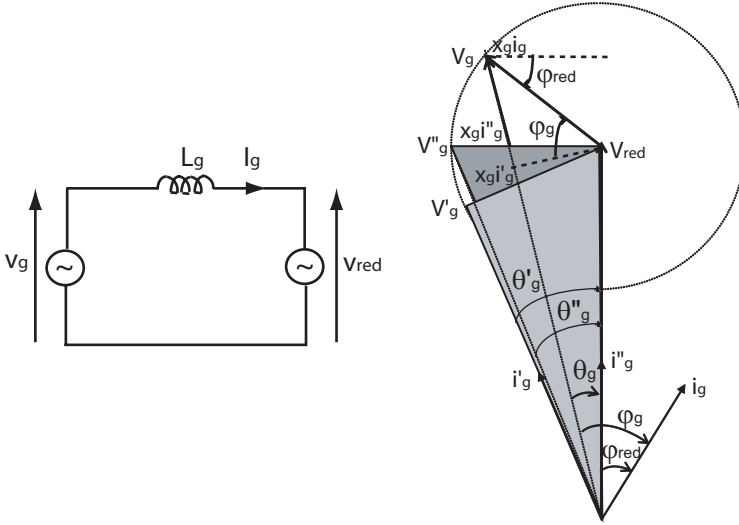


FIG. 5.3: Schéma équivalent et diagramme des tensions pour un circuit simple.

En effet, nous avons vu dans le chapitre 4 que la tension continue nécessaire, pour avoir un fonctionnement à facteur de puissance unitaire du côté du réseau, peut être exprimée selon l'équation 5.1,

$$U'_{dc} = \frac{\pi}{2 \cos \delta_n} \sqrt{V_n^2 + \left(\frac{2}{3} \frac{X_n}{V_n} P_{nc}\right)^2} \quad (5.1)$$

et l'amplitude de la tension alternative à l'entrée du redresseur commandé en mode rectangulaire est exprimée selon l'équation 5.2.

$$V_{red} = \frac{2 \cos \delta_g}{\pi} U'_{dc} \quad (5.2)$$

En substituant 5.1 et 5.2, on peut écrire l'expression de la tension à l'entrée du redresseur selon l'équation 5.3 :

$$V_{red} = \frac{\cos \delta_g}{\cos \delta_n} \sqrt{V_n^2 + \left(\frac{2}{3} \frac{X_n}{V_n} P_{nc}\right)^2} \quad (5.3)$$

avec δ_g et δ_n représentant les angles de commutation des convertisseurs à trois niveaux, du côté de la machine et du côté du réseau électrique.

D'après le diagramme de la figure 5.3, les puissances active et réactive du côté machine et du côté redresseur sont exprimées en fonction des paramètres du système selon les équations 5.4 et 5.5 :

$$\begin{cases} P_g = \frac{3}{2}V_g I_g \cos \varphi_g = \frac{3}{2X_g}V_g V_{red} \sin \theta_g \\ Q_g = \frac{3}{2}V_g I_g \sin \varphi_g = \frac{3}{2X_g}V_g (V_g - V_{red} \cos \theta_g) \end{cases} \quad (5.4)$$

$$\begin{cases} P_{red} = \frac{3}{2}V_{red} I_g \cos \varphi_{red} = \frac{3}{2X_g}V_{red} V_g \sin \theta_g \\ Q_{red} = \frac{3}{2}V_{red} I_g \sin \varphi_{red} = \frac{3}{2X_g}V_{red} (V_g \cos \theta_g - V_{red}) \end{cases} \quad (5.5)$$

Le tableau 5.1 donne une désignation des différents paramètres utilisés dans le diagramme de la figure 5.3 et dans les équations 5.4 et 5.5.

Paramètres :	définition :
P_g et Q_g	puissances active et réactive du côté machine simple
P_{red} et Q_{red}	puissances active et réactive du côté redresseur
I_g	courant dans une phase entre la machine et le redresseur
V_g	tension de crête de la machine simple
V_{red}	tension l'entrée du redresseur
φ_g	déphasage entre la tension de la machine et le courant I_g
φ_{red}	déphasage entre la tension du redresseur et le courant I_g
θ_g	déphasage entre V_g et V_{red}

TAB. 5.1: Définition des paramètres utilisés dans une machine simple.

D'après les deux équations 5.4 et 5.5, les puissances actives du côté machine et du côté redresseur sont exprimées selon l'équation 5.6 :

$$P_{red} = P_g = \frac{3}{2X_g}V_{red}V_g \sin \theta_g \quad (5.6)$$

Ceci permet d'écrire l'équation 5.7 :

$$V_{red} \cos \varphi_{red} = V_g \cos \varphi_g \Rightarrow \frac{V_g}{V_{red}} = \frac{\cos \varphi_{red}}{\cos \varphi_g} \quad (5.7)$$

Pour un même courant I_g dans la machine, deux modes de fonctionnement sont possibles :

- un fonctionnement avec une compensation de la puissance réactive du côté machine : $\cos \varphi_g = 1$.
- un fonctionnement avec une compensation de la puissance réactive du côté redresseur : $\cos \varphi_{red} = 1$.

Premier cas $Q_g = 0$: Pour un fonctionnement avec une compensation de la puissance réactive du côté machine, nous avons : $\cos \varphi_g = 1$. Ceci implique $\cos \varphi_{red} < 1$, d'où le rapport entre les deux facteurs de puissance est inférieur à l'unité :

$$\frac{\cos \varphi_{red}}{\cos \varphi_g} < 1 \Rightarrow \frac{V'_g}{V_{red}} < 1 \quad (5.8)$$

D'autre part, d'après le diagramme de la figure 5.3, on peut écrire l'équation 5.9 :

$$V'_g \sin \theta'_g = \frac{V'_g}{V_{red}} x_g I_g \quad (5.9)$$

On désigne par V'_g la tension de la machine nécessaire pour avoir un $\cos \varphi_g$ unitaire et θ'_g l'angle de déphasage entre V'_g et V_{red} .

Deuxième cas $Q_{red} = 0$: Pour un fonctionnement avec une compensation de la puissance réactive côté redresseur, nous avons : $\cos \varphi_{red} = 1$.

Le diagramme de la figure 5.3 nous permet d'écrire l'équation 5.10 :

$$V''_g \sin \theta''_g = x_g I_g \quad (5.10)$$

avec V''_g la tension de la machine nécessaire pour avoir un $\cos \varphi_{red}$ unitaire et θ''_g l'angle de déphasage entre V''_g et V_{red} .

Les équations 5.8, 5.9 et 5.10 permettent d'écrire l'inégalité 5.11 quel que soit le courant I_g de la machine :

$$V''_g \sin \theta''_g > V'_g \sin \theta'_g \quad (5.11)$$

D'autre part, la puissance active calculée pour un courant I_g donné et pour une tension V_{red} fixe du redresseur, est exprimée selon l'équation 5.6. Pour les deux modes de fonctionnement, on peut écrire l'équation 5.12 :

$$\begin{cases} P'_{red} = P'_g = \frac{3}{2X_g} V_{red} V'_g \sin \theta'_g \\ P''_{red} = P''_g = \frac{3}{2X_g} V_{red} V''_g \sin \theta''_g \end{cases} \quad (5.12)$$

En substituant les deux équations 5.11 et 5.12, nous obtenons l'inégalité 5.13 :

$$P''_g > P'_g \quad \text{et} \quad P''_{red} > P'_{red} \quad (5.13)$$

5.3.1.1 Calcul des paramètres du système

Pour valider les calculs théoriques présentés dans le paragraphe précédent, nous faisons une étude comparative par simulation des deux modes de fonctionnement.

A partir du diagramme de la figure 5.3, la tension de la machine et l'angle de déphasage entre la tension de la machine et la tension du redresseur peuvent être exprimés pour les deux modes de fonctionnement selon les équations 5.14 et 5.15 :

Premier cas $Q_g = 0$:

$$V'_g = \sqrt{V_{red}^2 - (X_g I_g)^2} \quad \text{et} \quad \theta'_g = \arcsin\left(\frac{X_g I_g}{V_{red}}\right) \quad (5.14)$$

Deuxième cas $Q_{red} = 0$:

$$V''_g = \sqrt{V_{red}^2 + (X_g I_g)^2} \quad \text{et} \quad \theta''_g = \arctan\left(\frac{X_g I_g}{V_{red}}\right) \quad (5.15)$$

5.3.1.2 Simulation

Sous les mêmes conditions, le circuit de la figure 5.3 est simulé en considérant les deux modes de fonctionnement : $Q_g = 0$ ou $Q_{red} = 0$.

La figure 5.4 représente les puissances actives et réactives du côté de la machine et du côté du redresseur ainsi que les tensions et le courant de la machine mesurés pour le premier cas : $Q'_g = 0$. D'après la figure, le courant I_g est en phase avec la tension de la machine V'_g quand la puissance réactive Q'_g est nulle, c'est un fonctionnement à $\cos \varphi_g$ unitaire du côté générateur.

De même, la figure 5.5 représente les résultats de simulation obtenus pour le deuxième cas : $Q''_{red} = 0$. Le courant I_g est en phase avec la tension du redresseur V_{red} quand la puissance réactive $Q''_{red} = 0$, c'est un fonctionnement à $\cos \varphi_{red}$ unitaire du côté redresseur.

Pour un mode de fonctionnement donné, les deux figures montrent clairement l'égalité entre les deux puissances actives du côté générateur et du côté redresseur. Par contre, on ne peut pas voir la supériorité de la puissance active dans le deuxième mode de fonctionnement ($\cos \varphi_{red} = 1$) par rapport au premier cas

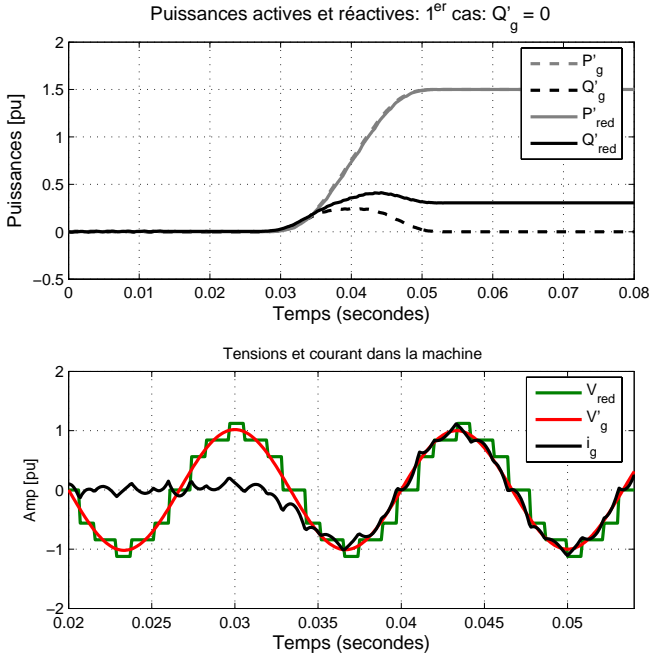


FIG. 5.4: Puissances actives et réactives simulées pour le 1^{er} cas : $Q'_g = 0$.

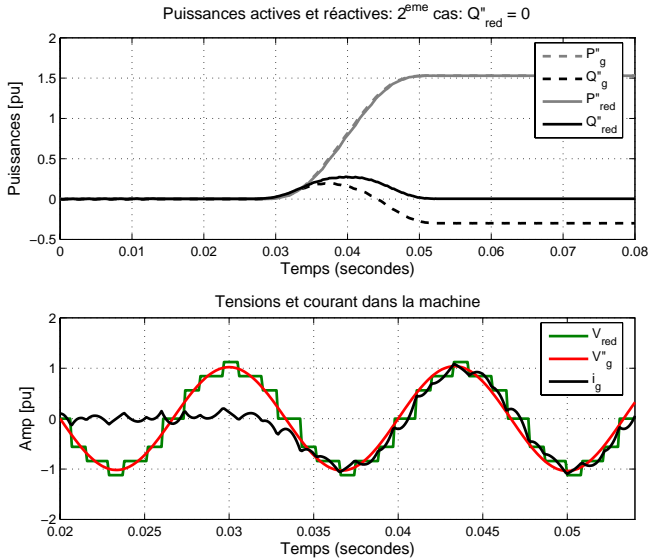


FIG. 5.5: Puissances actives et réactives simulées pour le 2^{eme} cas : $Q''_{red} = 0$.

($\cos \varphi_g = 1$). Ceci est dû aux paramètres du modèle de la simulation ($X_g = 0.2$).

Pour illustrer cet effet, nous avons effectué une simulation du modèle en utilisant une valeur de l'inductance plus grande ($X_g = 0.6$) par rapport au cas précédent.

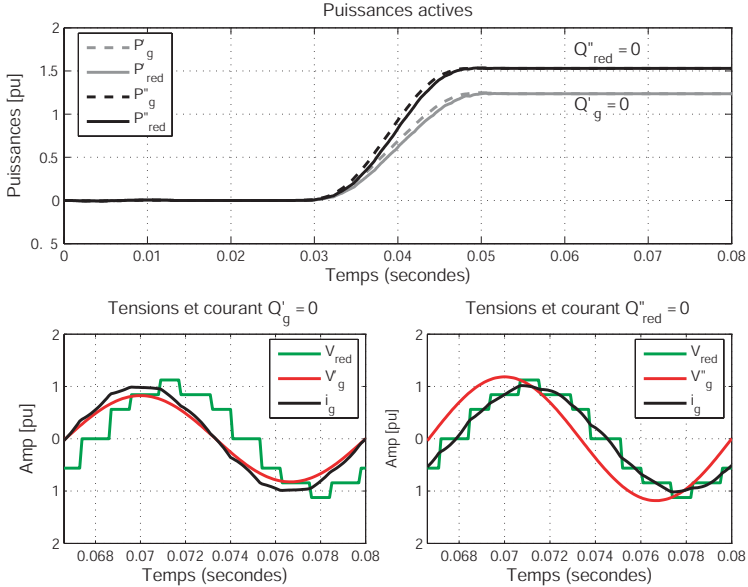


FIG. 5.6: Puissances actives simulées pour les deux cas.

La figure 5.6 représente les puissances actives du côté générateur et du côté redresseur mesurées pour les deux modes de fonctionnement : $Q'_g = 0$ et $Q''_{red} = 0$.

La figure montre clairement que pour un courant donné I_g de la machine, la puissance active est bien supérieure dans le deuxième cas quand $Q''_{red} = 0$, c'est à dire en considérant un facteur de puissance unitaire dans le côté du redresseur.

5.3.2 Conclusion

Pour un courant donné, nous obtenons plus de puissance dans le 2^{ème} cas, c'est-à-dire un fonctionnement avec un facteur de puissance unitaire du côté redresseur ($\cos \varphi_{red} = 1$). Par contre, la tension V_g de la machine nécessaire pour ce mode de fonctionnement est plus grande que la tension à l'entrée du redresseur, ce qui nécessite une surexcitation de la machine.

D'une manière générale, pour une application donnée, le concepteur doit réaliser un compromis entre ces deux contraintes.

5.4 Circuit intermédiaire à tension continue

Dans le circuit intermédiaire du convertisseur de fréquence étudié, il y a des condensateurs d'une capacité C , qui permettent de lisser la tension continue redressée U_d . De plus, ils servent de condensateurs-tampons [39] et prennent en charge les variations rapides du courant dans le circuit intermédiaire. La tension aux bornes des condensateurs n'est pas constante, mais elle varie autour d'une valeur moyenne égale à u_d .

Si Δu_d est la valeur maximale admissible, il faut dimensionner le condensateur selon la relation 5.16 :

$$u_d(t) = \frac{1}{c} \int i_d dt \Rightarrow c \sim \frac{1}{f_p \Delta u_d} \tag{5.16}$$

La capacité est inversement proportionnelle au produit de la fréquence f_p et la tension Δu_d . Par conséquent, pour une valeur de la tension Δu_d admissible, plus la fréquence de la machine est grande, plus la capacité nécessaire est faible.

5.4.1 Dimensionnement des condensateurs à la sortie d'un redresseur à trois niveaux

Le modèle de la figure 5.7 est simulé en utilisant les caractéristiques du tableau 5.2 :

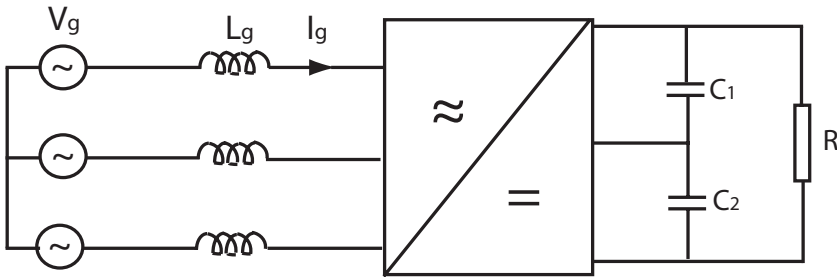


FIG. 5.7: Modèle de simulation avec un redresseur à trois niveaux.

Dans le tableau 5.2, nous avons fixé $c_p = 0.0085 p.u./Hz$ pour laquelle nous avons une ondulation $\Delta U_d = 0.0187 p.u.$, soit un pourcentage de 1.12% de la valeur moyenne u_d .

u_{dmoy}	f_p	c_p
1.662 p.u.	6×75 Hz	0.0085 p.u./Hz

TAB. 5.2: Caractéristiques du modèle utilisant un redresseur à trois niveaux.

La figure 5.8 représente la tension continue redressée $u_d(t)$ obtenue par simulation à la sortie du redresseur. L'ondulation Δu_d est inversement proportionnelle à la valeur de la capacité. En effet, si on double la valeur du condensateur c , on constate une diminution de l'ondulation Δu_d de moitié.

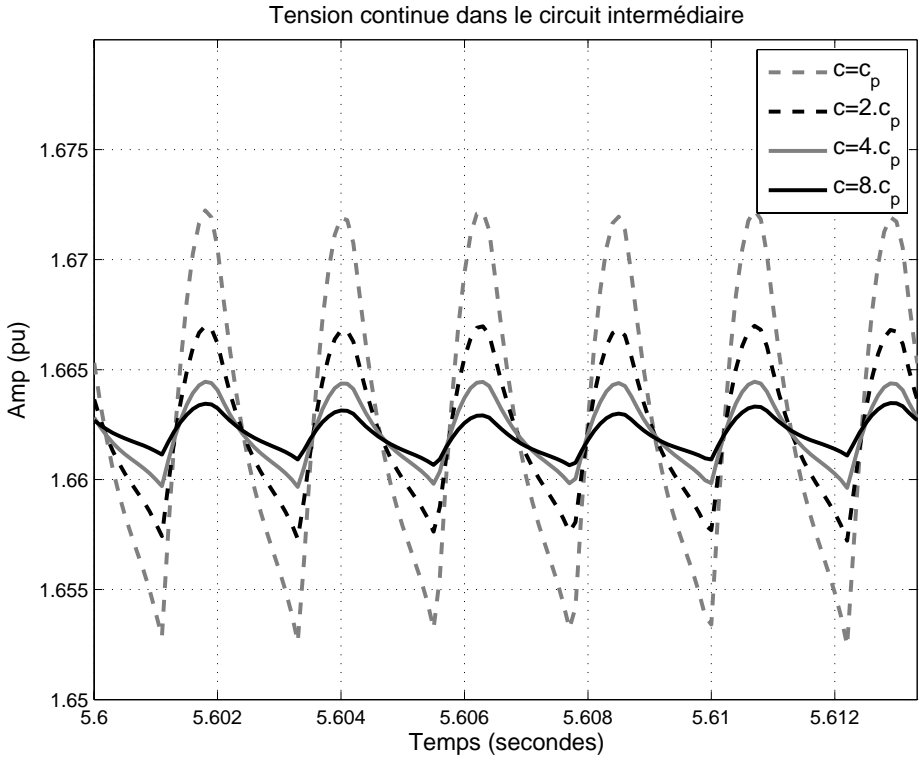


FIG. 5.8: Tension continue à la sortie d'un redresseur à trois niveaux.

5.4.2 Dimensionnement des condensateurs à la sortie d'un onduleur à cinq niveaux

Nous avons vu dans les chapitres précédents que l'utilisation d'un convertisseur à cinq niveaux est recommandée pour une application industrielle à grande puissance.

Le modèle de la figure 5.9 est simulé en utilisant les caractéristiques du tableau 5.3 :

$U_{d\text{moy}}$	f_p	C_p
15 kV	$6 \times 75\text{Hz}$	11.6 mF

TAB. 5.3: Caractéristiques du modèle utilisant un redresseur à cinq niveaux.

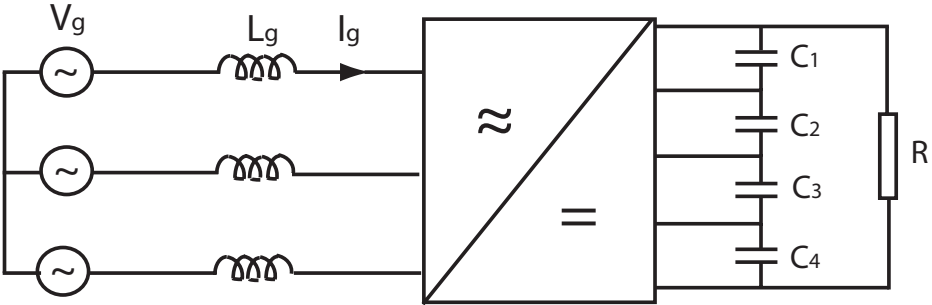


FIG. 5.9: Modèle de simulation utilisant un redresseur à cinq niveaux.

Dans le tableau 5.3, nous avons fixé $C_p = 11.6\text{mF}$ pour laquelle nous avons une ondulation $\Delta U_d = 216\text{V}$, soit un pourcentage qui avoisine 1.4% de la valeur moyenne U_d .

La figure 5.10 représente la tension continue totale dans le circuit intermédiaire obtenue par simulation pour différentes valeurs de la capacité. La figure montre également une diminution de l'ondulation à chaque fois que la capacité C augmente.

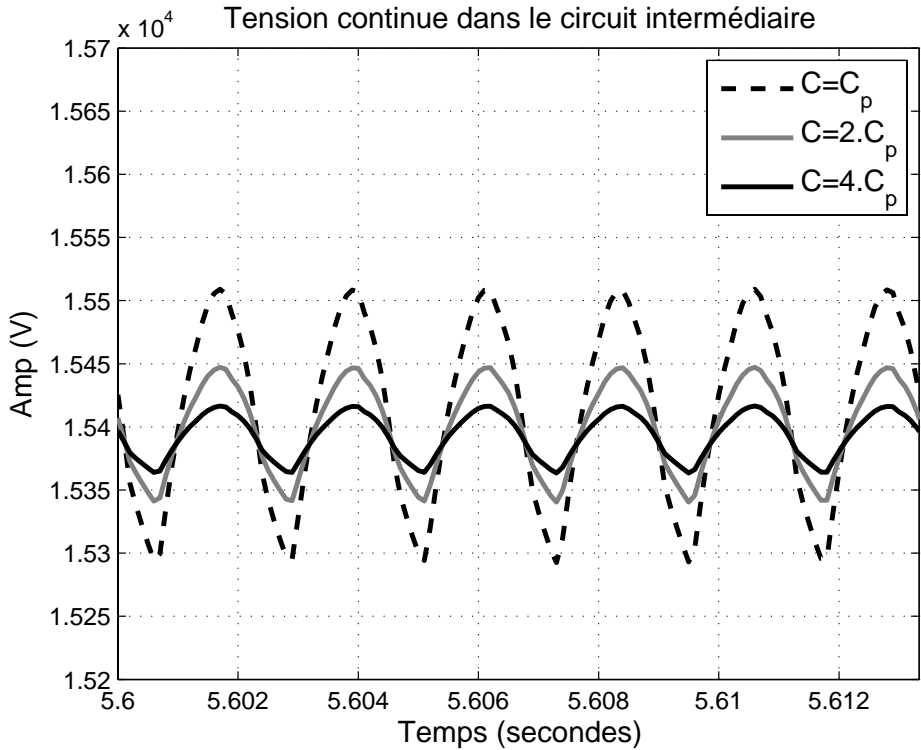


FIG. 5.10: Tension continue redressée dans une application industrielle utilisant un redresseur à cinq niveaux.

5.4.3 Stabilisation de la tension continue aux bornes des condensateurs

Dans un convertisseur NPC à niveau supérieur à trois, l'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs est difficile si on n'utilise pas des sources individuelles.

En effet, la figure 5.11 représente les tensions continues aux bornes de chaque condensateur dans le circuit intermédiaire de la figure 5.9. La figure 5.11 montre un déséquilibre dans la répartition de la tension continue.

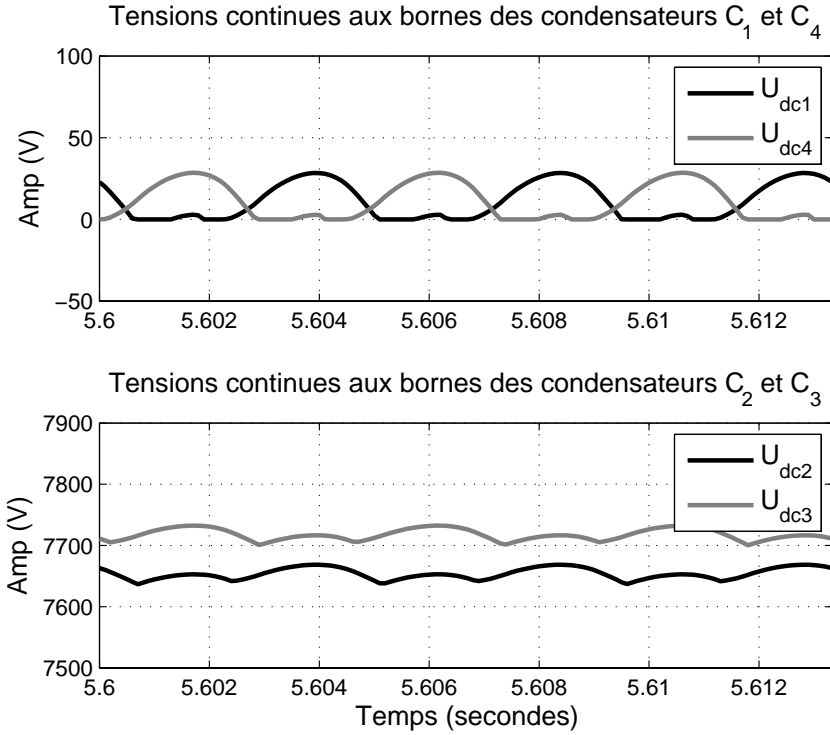


FIG. 5.11: Tension continue aux bornes de chaque condensateur.

La figure 5.12 représente le modèle de simulation avec un redresseur à cinq niveaux avec des charges individuelles à la sortie.

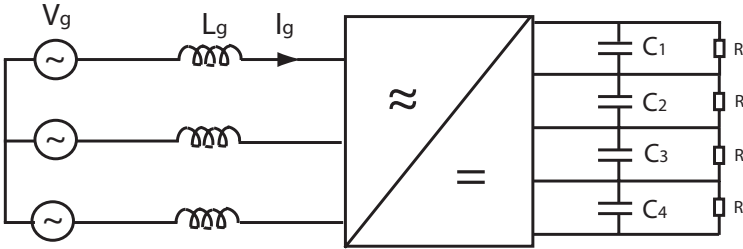


FIG. 5.12: Modèle de simulation avec des charges individuelles.

La simulation du modèle nous donne les résultats présentés à la figure 5.13.

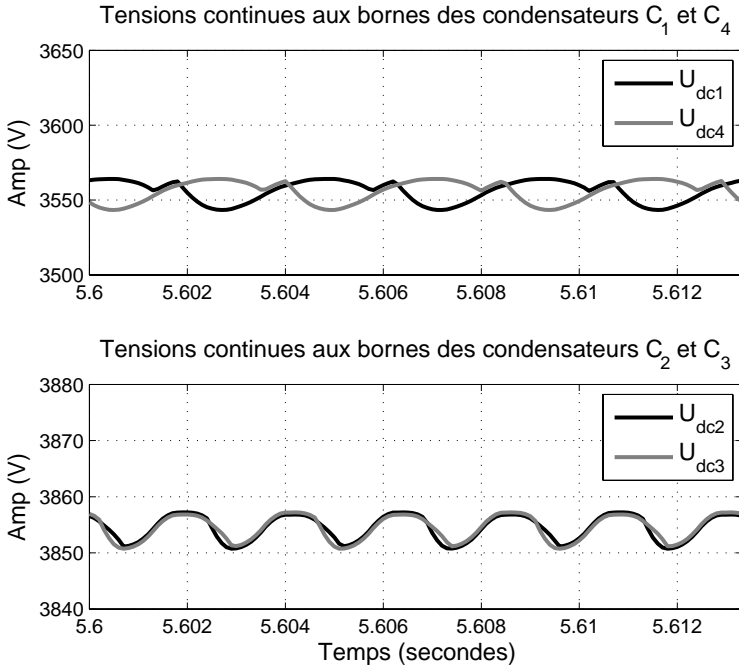


FIG. 5.13: Tension continue aux bornes de chaque condensateur avec des charges individuelles.

D'après la figure 5.13, on remarque que les tensions continues aux bornes des condensateurs sont pratiquement égales en utilisant un modèle avec quatre charges individuelles. Ceci est vérifié pour un redresseur relié aux charges résistives individuelles. Le modèle complet d'un convertisseur indirect à cinq niveaux sera traité au chapitre 6.

5.5 Machine synchrone

5.5.1 Principe de fonctionnement

On excite l'enroulement rotorique (inducteur) en courant continu et on l'entraîne à une vitesse N . Il se crée alors un champ tournant dans l'entrefer. L'enroulement triphasé statorique (induit) fixe sera balayé par un flux variable et sera donc le siège d'un système de f.e.m. triphasé équilibré. Si on branche un récepteur, il circulera un système de courant triphasé équilibré. Donc, à partir d'une énergie mécanique fournie au rotor, on obtient de l'énergie électrique disponible au stator : la machine synchrone fonctionne en alternateur.

Réciproquement, si on alimente l'enroulement statorique par un système de tensions triphasé équilibré, on crée un champ tournant dans l'entrefer qui va entraîner les pôles du rotor. Si une charge tend à freiner le rotor, elle recevra de l'énergie mécanique : c'est le fonctionnement en moteur synchrone.

Une des particularités de la machine synchrone est sa capacité à fonctionner dans les quatre quadrants électriques. Il est en effet possible de rendre à volonté la machine inductive ou capacitive, que ce soit en fonctionnement moteur ou générateur. Il suffit pour cela de jouer sur l'amplitude de la tension induite E_g , par l'intermédiaire du courant d'excitation rotorique. On obtient alors les diagrammes des tensions et des courants de la figure 5.14.

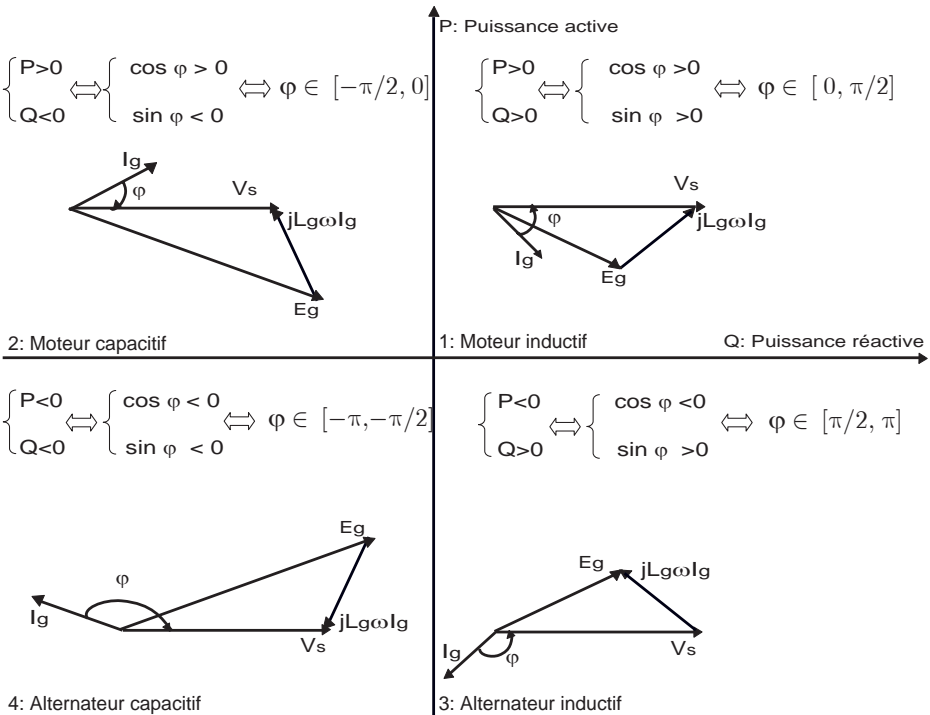


FIG. 5.14: Diagrammes vectoriels des tensions et courants.

Lors d'un fonctionnement capacitif, la f.e.m E_g est supérieure à la tension d'alimentation V_s , on dit que la machine est sur-excitée. Lors d'un fonctionnement inductif, la f.e.m E_g est inférieure à la tension d'alimentation, on dit que la machine est sous-excitée.

5.5.2 Démarrage de la machine synchrone

Pour le démarrage des machines synchrones et des turbo-groupes à gaz, différents systèmes de démarrage sont utilisés selon les exigences et les conditions de réseau. La fonction du dispositif du démarrage consiste à amener la machine de l'arrêt à une vitesse de rotation minimale requise. Ainsi, par exemple, une turbine à gaz doit être amenée à environ 60% de sa vitesse nominale afin de pouvoir fournir elle-même la puissance nécessaire pour terminer le processus de démarrage du turbo-groupe à gaz. Parmi les principales méthodes de démarrage d'un turbo-groupe à gaz, on trouve [2] :

- démarrage par un moteur de lancement
- démarrage asynchrone direct ou avec transformateur de démarrage
- dispositif statique de démarrage : le convertisseur statique de fréquence permet de satisfaire, d'une façon simple, toutes les exigences. Il fournit l'énergie nécessaire au démarrage de la machine synchrone excitée, sous forme d'énergie électrique de fréquence variable alimentant les bornes statoriques. Des parties statiques permettent de n'emprunter au réseau que la puissance de démarrage.

5.5.3 Convertisseur statique de démarrage

Pour faire démarrer un moteur synchrone, il n'est pas possible de connecter son stator sur un réseau triphasé alors que le rotor est immobile.

- le champ statorique, tournant à n_s , produirait sur le rotor un couple s'exerçant tantôt dans un sens tantôt dans l'autre, c'est-à-dire de valeur moyenne nulle; le rotor ne se mettrait pas à tourner.
- d'autre part, le courant absorbé par le stator serait très considérable et risquerait de griller l'enroulement.

En conséquence, on peut opérer de façon suivante : dans le cas où la source d'alimentation a une valeur constante, on peut régler la valeur efficace de la tension appliquée à la machine en utilisant le procédé de modulation de largeur d'impulsion PWM. Ce procédé consiste à faire varier progressivement de zéro jusqu'à sa valeur nominale l'amplitude et la fréquence des tensions appliquées au stator de la machine.

Pour pouvoir se faire aisément, la synchronisation entre le champ tournant statorique et le rotor du moteur, doit avoir lieu durant la première période électrique. Le reste du démarrage s'effectue en régime synchrone [40].

5.5.4 Modulation de largeur d'impulsion

La modulation de largeur d'impulsions (M.L.I. en français et P.W.M. pour Pulse Width Modulation en anglais) est une technique qui consiste à introduire des commutations supplémentaires à fréquence plus élevée que la fréquence du fondamental, transformant la tension en une suite de créneaux d'amplitude fixe et de largeurs variables.

PWM peut être réalisée par comparaison d'une onde modulante à basse fréquence, généralement une sinusoïde à la fréquence du fondamental, à des porteuses haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre les porteuses et la modulante (voir la figure 5.15). La fréquence de commutation est fixée par la fréquence des porteuses.

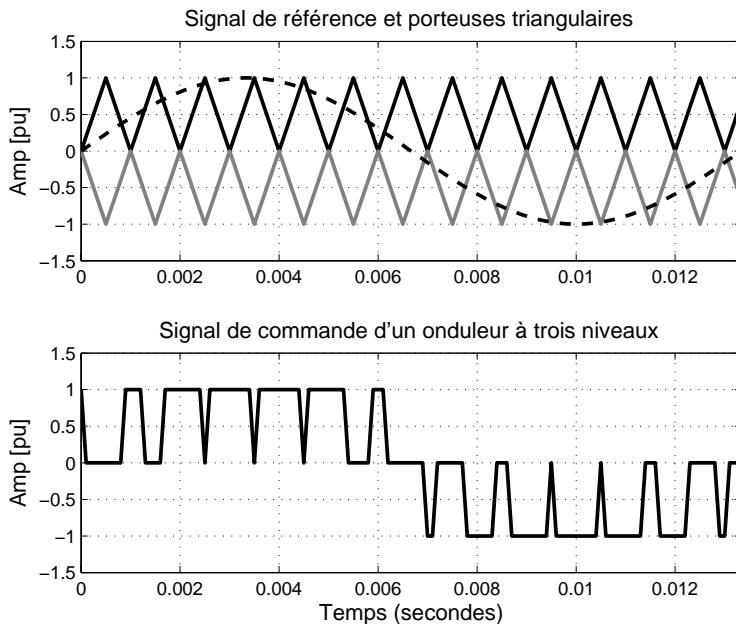


FIG. 5.15: Signal de référence, porteuses triangulaires et signal de commande d'un onduleur à trois niveaux.

Comme le montre la figure 5.15, pour commander un onduleur à trois niveaux en modulation de largeur d'impulsion, le modèle nécessite deux porteuses de même fréquence et de même amplitude. Pour commander un onduleur à niveaux multiple N , le nombre de porteuses s'élève à $(N-1)$ porteuses.

5.5.5 Transition PWM-SWM

L'onduleur relié à la machine étant commandé en modulation de largeur d'impulsions, l'amplitude et la fréquence de la tension appliquée au stator de la machine est donc variable, et elle augmente en fonction de sa fréquence. Cependant, la modulation de largeur d'impulsion présente des pertes de commutation très élevées. Pour cette raison, une fois le procédé de démarrage est terminé et la machine tourne à sa vitesse nominale, le convertisseur relié la machine peut abandonner la commande en modulation de largeur d'impulsions et passer à une commande rectangulaire (SWM pour Square Wave Modulation en anglais).

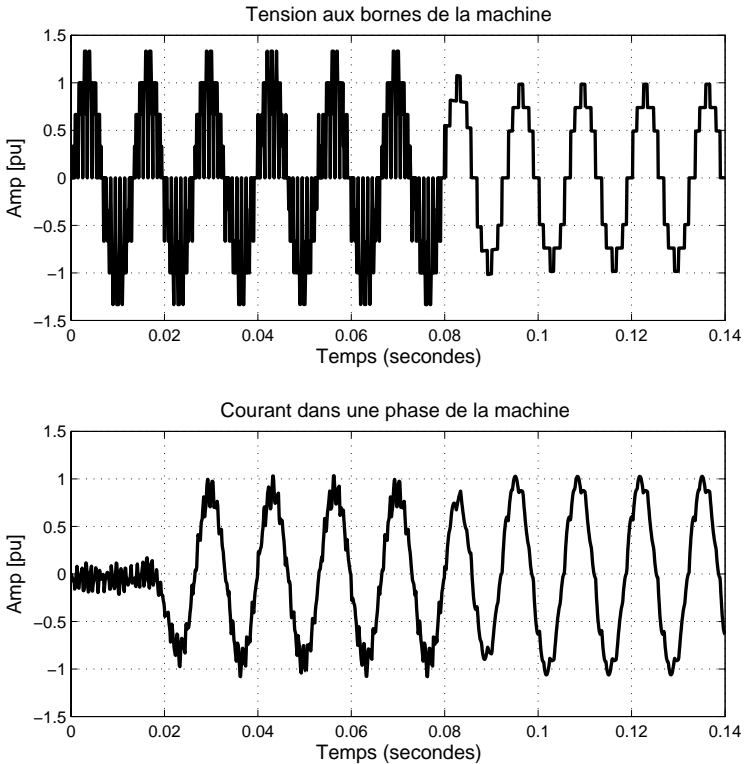


FIG. 5.16: Tension et courant dans la machine avant et après la transition PWM-SWM.

La figure 5.16 représente la tension entre deux phases aux bornes de la machine électrique et le courant dans une phase pendant la transition entre la commande en pulsation et la commande rectangulaire.

Certaines conditions initiales doivent être prises en compte pendant la transition, pour ne pas avoir des pointes de courant.

5.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons mis l'accent sur les différentes propriétés du convertisseur relié à la machine. Nous avons donné un aperçu sur le choix du redresseur, nous avons ensuite présenté la stratégie de commande du redresseur. Deux modes de fonctionnement ont été traités : le premier est un fonctionnement avec un facteur de puissance unitaire du côté générateur, le deuxième est celui avec un facteur de puissance unitaire dans le côté du redresseur. Les calculs mathématiques ont été validés par des simulations qui ont prouvé que pour un même courant dans la machine, le flux de puissance est maximum dans le deuxième mode de fonctionnement c'est-à-dire à facteur de puissance unitaire du côté redresseur.

La deuxième partie de ce chapitre était consacrée au circuit intermédiaire, notamment au dimensionnement des condensateurs. Deux exemples ont été présentés : le premier est l'onduleur NPC à trois niveaux, et le deuxième a été calculé pour une application industrielle à puissance élevée en utilisant un onduleur NPC à cinq niveaux. Pour les deux exemples, nous avons remarqué une nette diminution de l'ondulation de la tension continue chaque fois que la capacité augmente.

Dans la dernière partie de ce chapitre, nous avons présenté quelques propriétés de la machine synchrone et son démarrage par un convertisseur de fréquence commandé en modulation de largeur d'impulsion. Nous avons également présenté la transition entre la commande en pulsation et la commande rectangulaire.

Chapitre 6

Simulation et résultats

6.1 Introduction

La phase de simulation est une étape importante par laquelle on commence n'importe quelle réalisation. Il s'agit d'une expérimentation indirecte, sur ordinateur, dans le but pratique de comparer plusieurs façons de procéder, d'améliorer et d'apprécier de nouvelles idées, pour prévoir les conséquences de changements imposés, souhaités ou simplement essayés. Elle permet de mettre en parallèle plusieurs stratégies pour choisir la meilleure.

Les modèles de simulation proposés dans cette thèse sont implémentés à l'aide de Matlab/Simulink et de PLECS [31], dont on rappellera que c'est un outil puissant pour n'importe quelle simulation combinée des circuits et des commandes électriques. Il permet une simulation rapide des circuits électriques dans l'environnement de Simulink. La simulation de toute la partie non électrique peut être faite dans Simulink.

6.2 Convertisseur à trois niveaux à circuit intermédiaire

6.2.1 Circuit électrique de simulation

Dans le but d'avoir une meilleure connaissance sur le comportement et le fonctionnement du convertisseur de fréquence proposé dans les chapitres précédents, nous avons commencé par la simulation d'un cas d'une machine simple représentée par trois sources de tensions alternatives d'amplitude réglable V_g reliées à trois inductances L_g .

La machine simple est connectée à un redresseur pour maintenir une tension continue dans le circuit intermédiaire. Le deuxième convertisseur, alimenté par la tension continue, fonctionne comme onduleur, et permet d'injecter du courant al-

ternatif dans le réseau électrique. Comme le montre la figure 6.1, le convertisseur de fréquence est relié au réseau électrique à travers des inductances L_n .

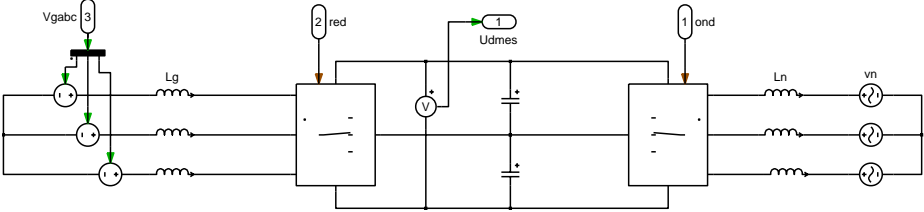


FIG. 6.1: Circuit électrique de simulation utilisant une machine simple.

6.2.2 Circuits de réglage et de commande

La figure 6.2 représente le bloc fonctionnel du circuit de réglage et de commande des deux convertisseurs, correspondant aux relations analytiques données aux chapitres précédents.

L'angle de déphasage θ_{nc} et la consigne de la tension continue U_{dc} sont calculés à partir des références de puissances du côté réseau. L'angle θ_{nc} est appliqué sur un signal sinusoïdal utilisé pour générer les signaux de commande rectangulaire pour l'onduleur. Ce signal a la même pulsation ω_n et la même phase que le réseau. En conséquence, nous avons un déphasage d'un angle θ_{nc} entre la tension du réseau et la tension générée par l'onduleur lui-même.

On procède de la même manière pour le déphasage θ_{gc} entre la tension du redresseur et la tension de la machine, cet angle est calculé à partir des consignes de puissance du côté machine, et appliqué sur un signal sinusoïdal utilisé pour générer les signaux de commande rectangulaire pour le redresseur. Le signal a la même pulsation ω_g et la même phase que la machine. La tension du redresseur est donc déphasée par rapport à la tension de la machine d'un angle θ_{gc} .

Dans le cas d'une machine synchrone, la phase du signal sinusoïdal qui génère les signaux de commande rectangulaires du redresseur est déphasée d'un angle θ_{gc} par rapport à la phase de la tension de la machine. Cette phase est mesurée par un capteur de position monté sur l'arbre de la machine. L'amplitude de la tension statorique générée par la machine n'est pas commandable dans le mode rectangulaire autrement que par une influence directe sur la tension de l'excitation de la machine synchrone.

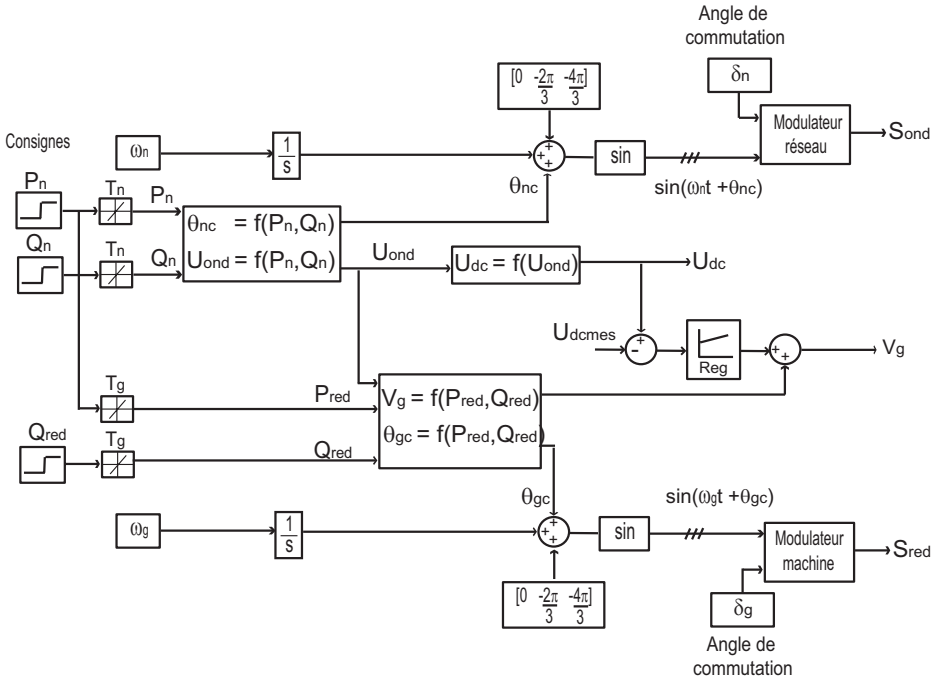


FIG. 6.2: Schéma-bloc fonctionnel de la simulation.

La commande du redresseur et de l'onduleur est réalisée de la même manière à partir de la comparaison d'un signal sinusoïdal de référence $\sin(\omega t + \theta_c)$ à un niveau de commutation donné. Ce dernier correspond à un certain angle de commutation δ désiré.

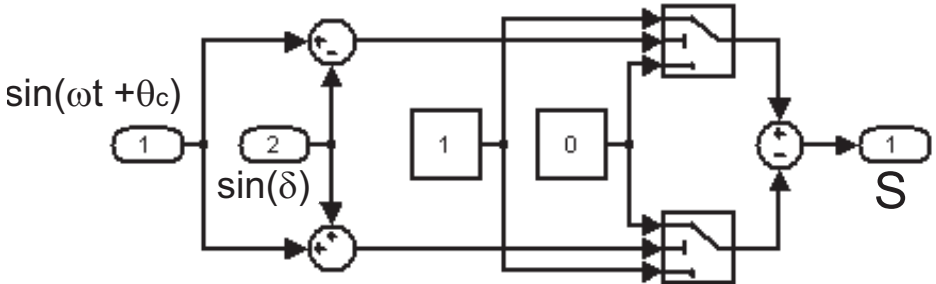


FIG. 6.3: Schéma bloc du modulateur d'un convertisseur à trois niveaux.

6.2. CONVERTISSEUR COMPLET À TROIS NIVEAUX

La figure 6.3 représente le schéma bloc du modulateur d'un convertisseur à trois niveaux. Pour l'onduleur relié au réseau, l'angle de commutation $\delta = \delta_n$, la pulsation $\omega = \omega_n$ et l'angle de déphasage $\theta_c = \theta_{nc}$. Du côté redresseur, $\delta = \delta_g$, $\omega = \omega_g$ et $\theta_c = \theta_{gc}$.

Comme indiqué à la figure 6.2, la tension continue U_{dmes} , mesurée aux bornes des condensateurs dans le circuit intermédiaire, est comparée à la consigne U_{dc} . La différence constitue l'entrée d'un régulateur PI. A la sortie, nous avons un terme de correction qu'on ajoute à la consigne V_g de la tension de la machine. Cette tension est calculée à partir des consignes de puissance du côté de la machine simple.

La figure 6.4 représente les consignes des puissances actives et réactives du côté réseau et du côté redresseur. La transition entre un fonctionnement à vide et un fonctionnement à facteur de puissance unitaire est réalisée pendant une seule période. Cette période de transition est différente dans le côté réseau et dans le côté machine puisque les deux convertisseurs n'ont pas la même fréquence, ce qui explique l'allure de la courbe V_{gref} de la figure 6.5.

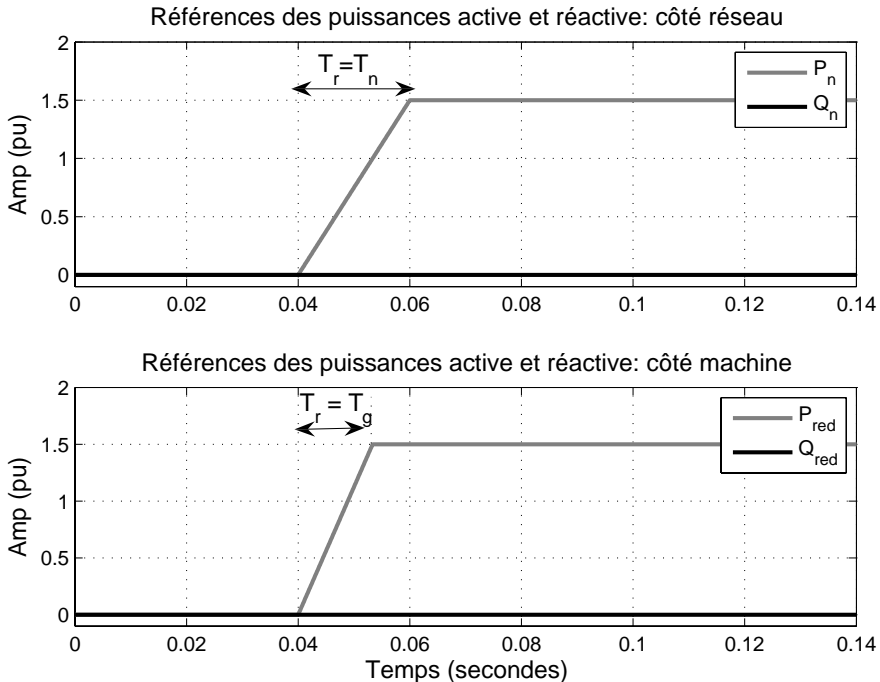


FIG. 6.4: Références des puissances active et réactive.

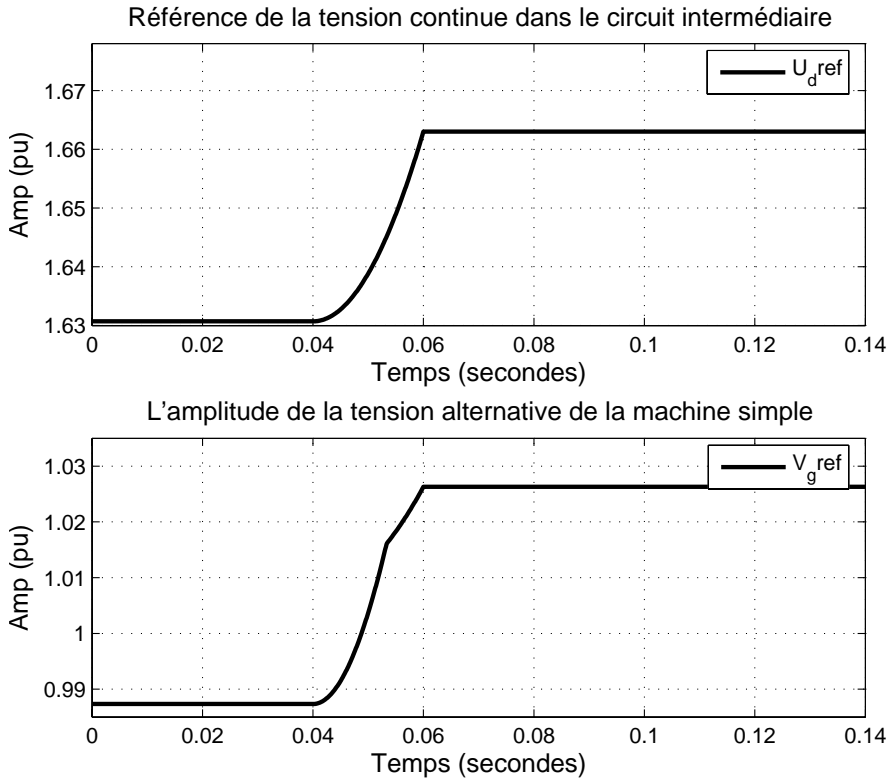


FIG. 6.5: Référence de la tension continue et amplitude de la tension alternative de la machine.

En effet, cette amplitude est calculée à partir des consignes des puissances du côté redresseur et en fonction de la consigne de la tension continue dans le circuit intermédiaire U_{dc} qui est calculée à partir des consignes des puissances du côté réseau.

L'angle de déphasage θ_{nc} entre la tension de l'onduleur et la tension du réseau, ainsi que l'angle θ_{gc} entre la tension du redresseur et la tension de la machine, sont représentés à la figure 6.6.

Les angles de commutation δ_n et δ_g dans le bloc fonctionnel de la figure 6.2 sont déterminés pour avoir un taux de distortion harmonique minimal du courant dans le réseau ($\delta_n \approx 15.58^\circ$) et pour éliminer l'harmonique d'ordre 5 dans le courant de la machine ($\delta_g = 18^\circ$) (voir chapitre 4).

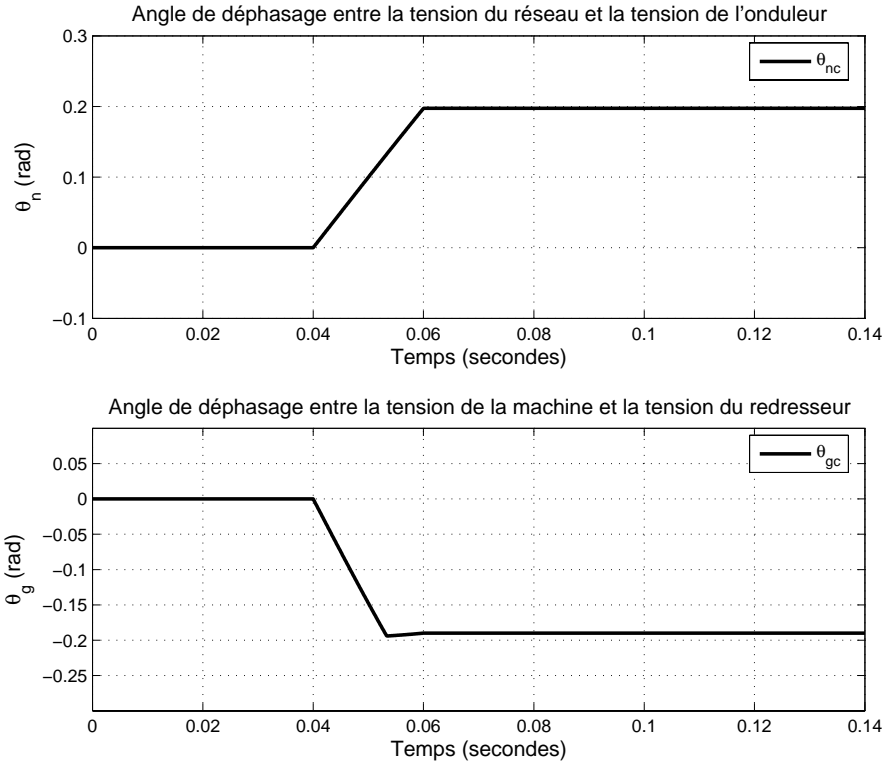


FIG. 6.6: Références des angles de déphasage : côté réseau et côté machine.

6.2.3 Résultats de simulation

Dans cette section, nous présentons les résultats obtenus par simulation : la figure 6.7 représente la tension continue dans le circuit intermédiaire, la courbe de la tension mesurée U_{dmes} suit la consigne U_{dc} calculée pour avoir un fonctionnement avec un facteur de puissance unitaire dans le réseau électrique.

La figure 6.8 représente les puissances active et réactive calculées selon l'équation 6.1 à partir des courbes des courants et des tensions obtenues par simulation.

$$\begin{cases} P = u_a i_a + u_b i_b + u_c i_c \\ Q = \frac{1}{\sqrt{3}} [(u_b i_c - u_c i_b) + (u_c i_a - u_a i_c) + (u_a i_b - u_b i_a)] \end{cases} \quad (6.1)$$

(u_a, u_b, u_c) représentent les tensions des trois phases du réseau et (i_a, i_b, i_c)

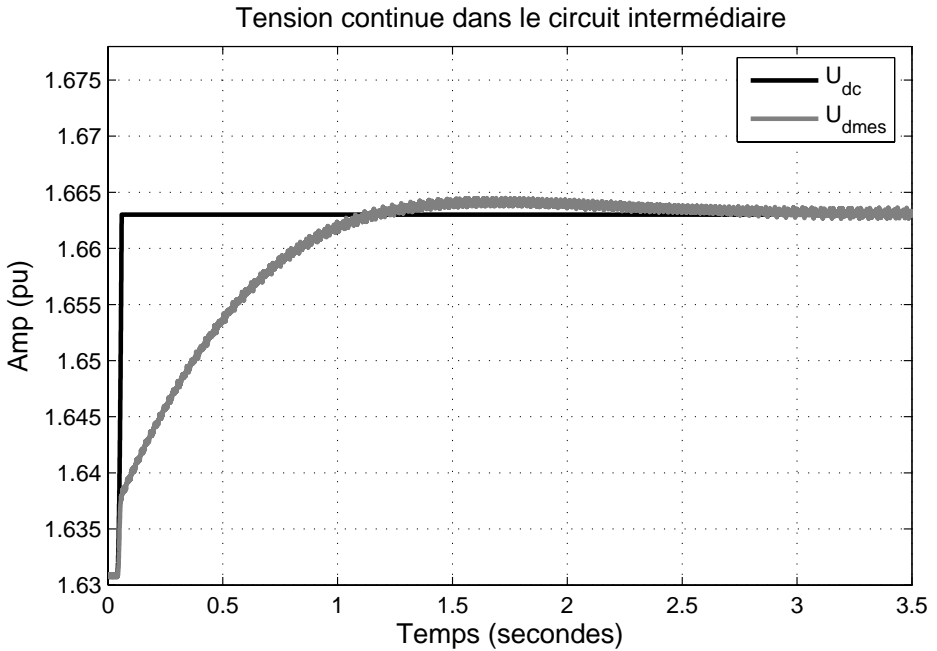


FIG. 6.7: Tension continue dans le circuit intermédiaire obtenue par simulation.

les courants dans chacune des trois phases (a, b et c). La figure 6.8 représente également les tensions d'une phase de l'onduleur V_{ond} et du réseau V_n , ainsi que le courant i_n . Ce dernier est en phase avec la tension du réseau quand la puissance réactive est nulle.

De même, pour le côté du redresseur relié à la machine, la figure 6.9 représente les puissances active et réactive calculées selon l'équation 6.1 à partir des courbes des courants et des tensions obtenues par simulation. (u_a, u_b, u_c) représentent les tensions des trois phases à l'entrée du redresseur et (i_a, i_b, i_c) sont les courants dans chacune des trois phases de la machine. La figure 6.9 représente également le courant dans la machine qui est en phase avec la tension à l'entrée du redresseur quand la puissance réactive Q_{red} est nulle.

D'autre part, les paramètres les plus importants pour définir la qualité d'un système sont les harmoniques du courants. Une analyse harmonique est faite pour le courant du côté du réseau et pour le courant du côté de la machine (voir les figures 6.10 et 6.11). On remarquera sur ces figures la rapidité avec laquelle on peut varier les courants aussi bien du côté machine que dans le côté réseau.

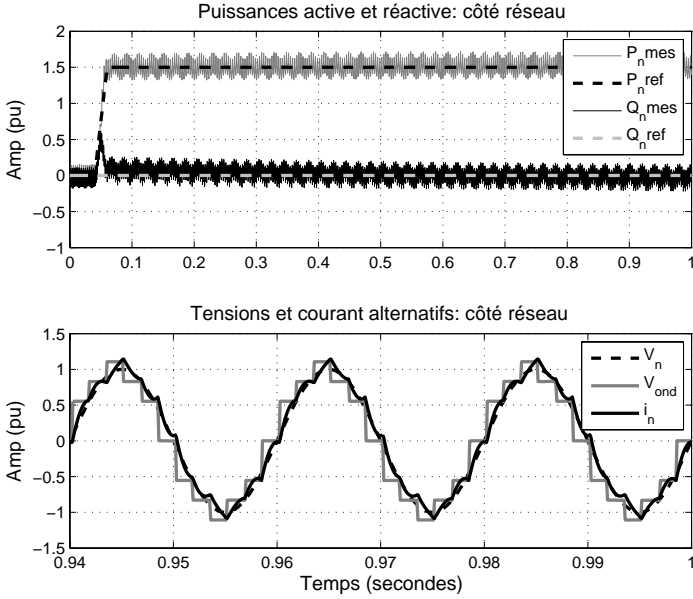


FIG. 6.8: Puissances, tensions et courant dans le côté du réseau.

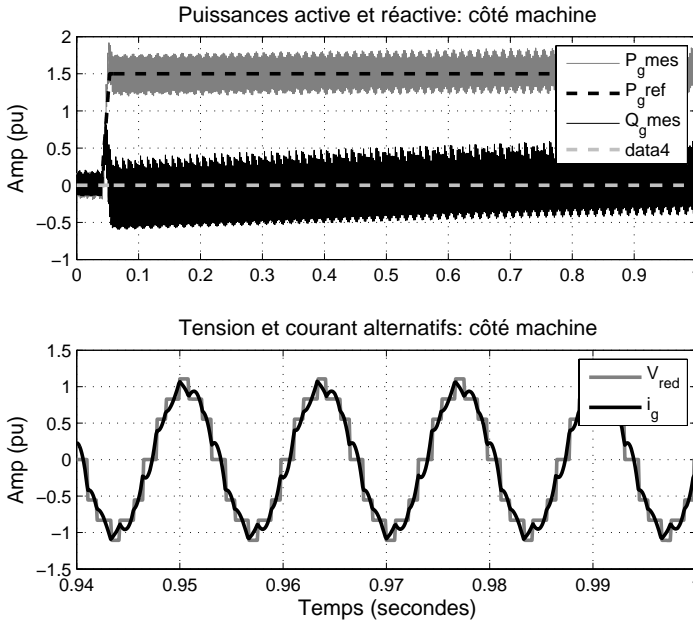


FIG. 6.9: Puissances, tension et courant dans le côté du redresseur.

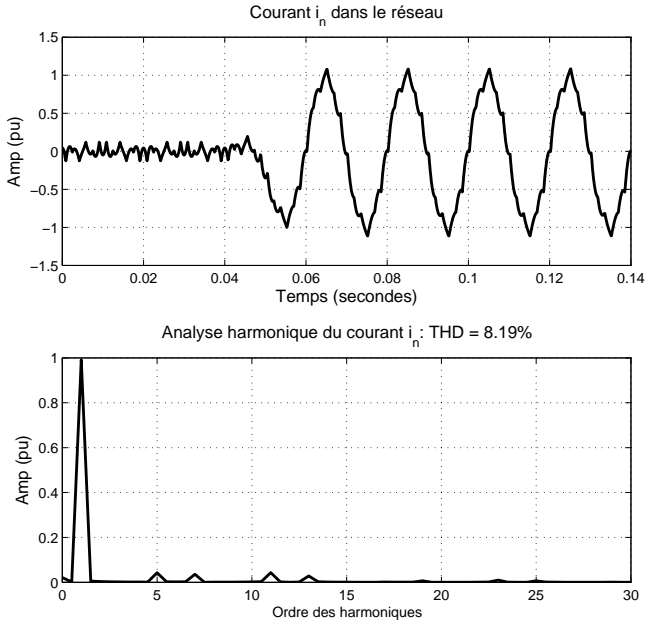


FIG. 6.10: Analyse harmonique du courant : côté réseau.

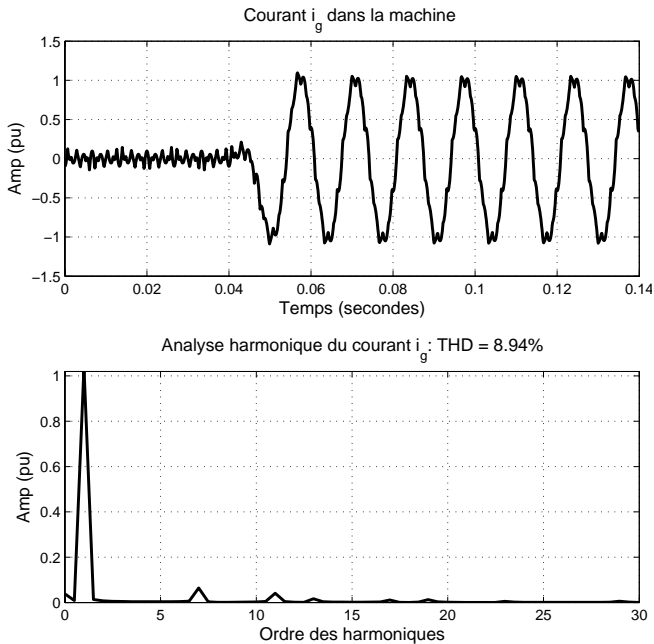


FIG. 6.11: Analyse harmonique du courant : côté machine.

D'après les figures 6.10 et 6.11 et à cause du choix des angles de commutation δ_n et δ_g , l'harmonique 5 et ses multiples ont disparu dans le courant de la machine. Par contre, le taux de distorsion harmonique du courant injecté dans le réseau est plus faible.

Il y a donc un découplage des composantes harmoniques entre le générateur et le réseau. Ce résultat est obtenu grâce à l'utilisation d'un convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire.

6.3 Convertisseur à cinq niveaux à circuit intermédiaire

Dans une application industrielle à grande puissance, nous avons vu dans les chapitres précédents qu'une utilisation d'un convertisseur à cinq niveaux est recommandée.

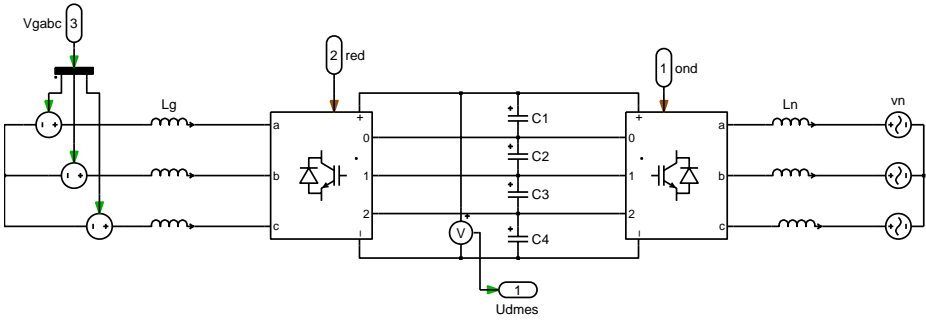


FIG. 6.12: Circuit électrique de simulation avec un convertisseur NPC à cinq niveaux à circuit intermédiaire.

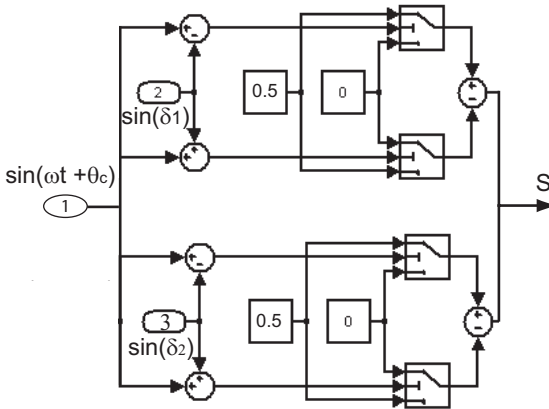


FIG. 6.13: Schéma bloc du modulateur d'un onduleur à cinq niveaux.

La figure 6.12 représente le modèle de simulation avec un convertisseur NPC à cinq niveaux à tension continue. La commande du convertisseur à cinq niveaux est réalisée en tenant compte des deux angles de commutation δ_1 et δ_2 . La figure 6.13 représente le schéma bloc du modulateur d'un onduleur à cinq niveaux. Les angles de commutation $\delta_1 = \delta_{n1}$ et $\delta_2 = \delta_{n2}$ pour l'onduleur relié au réseau, sont choisis pour avoir un taux minimum d'harmoniques. Pour le redresseur relié à la machine, $\delta_1 = \delta_{g1}$ et $\delta_2 = \delta_{g2}$ sont choisis pour éliminer certaines harmoniques indésirables d'ordre 5 et d'ordre 7.

Les figures 6.14 et 6.15 représentent les résultats obtenus par simulation en utilisant un convertisseur NPC à cinq niveaux à circuit intermédiaire.

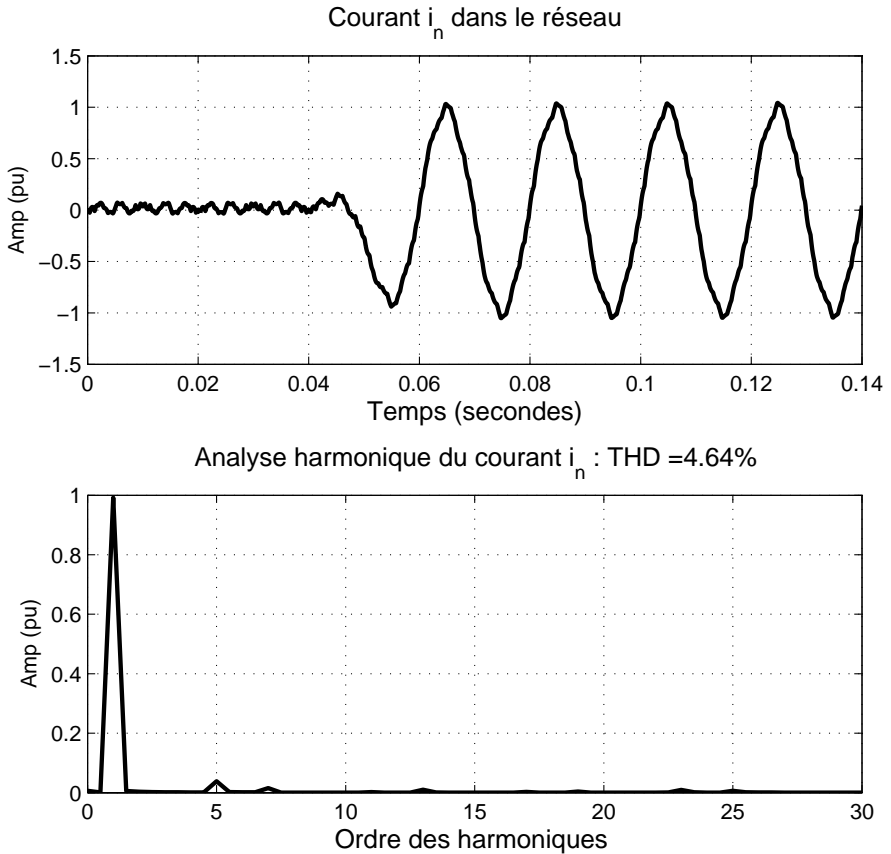


FIG. 6.14: Analyse harmonique du courant : côté du réseau.

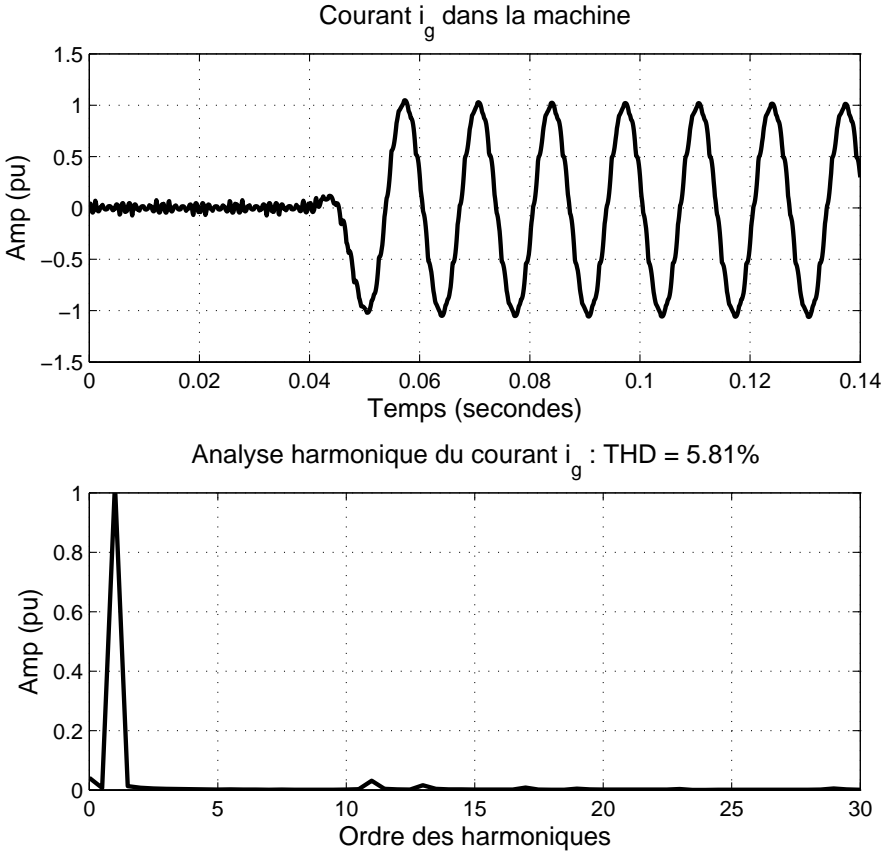


FIG. 6.15: Analyse harmonique du courant : côté de la machine.

L'analyse harmonique du courant montre effectivement la disparition des harmoniques d'ordre 5 et 7 et leurs multiples du courant i_g de la machine (figure 6.15), et un taux de distortion harmonique minimum pour le courant du côté réseau électrique ($THD = 4.64\%$) (figure 6.14).

Le réglage de la tension continue dans le circuit intermédiaire est réalisé de la même façon que dans un convertisseur à trois niveaux. La figure 6.16 représente la tension continue dans le circuit intermédiaire d'un convertisseur à cinq niveaux, et la figure 6.17 représente la tension continue aux bornes de chaque condensateur.

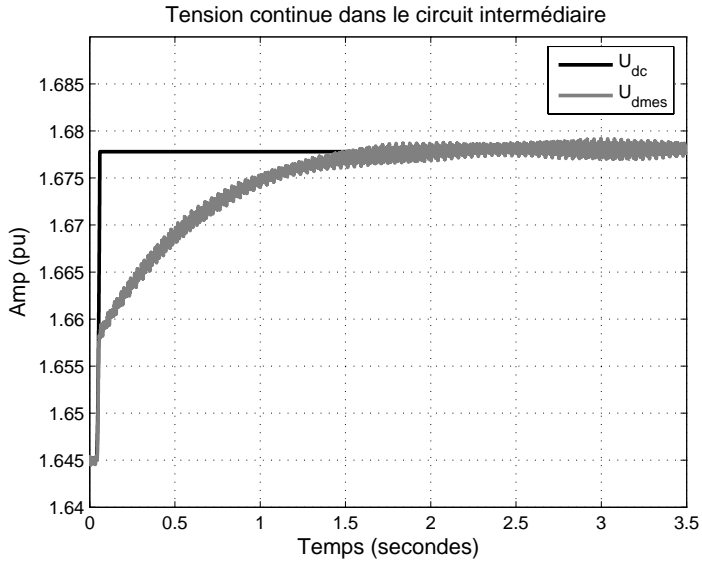


FIG. 6.16: Tension continue dans le circuit intermédiaire d'un convertisseur à cinq niveaux.

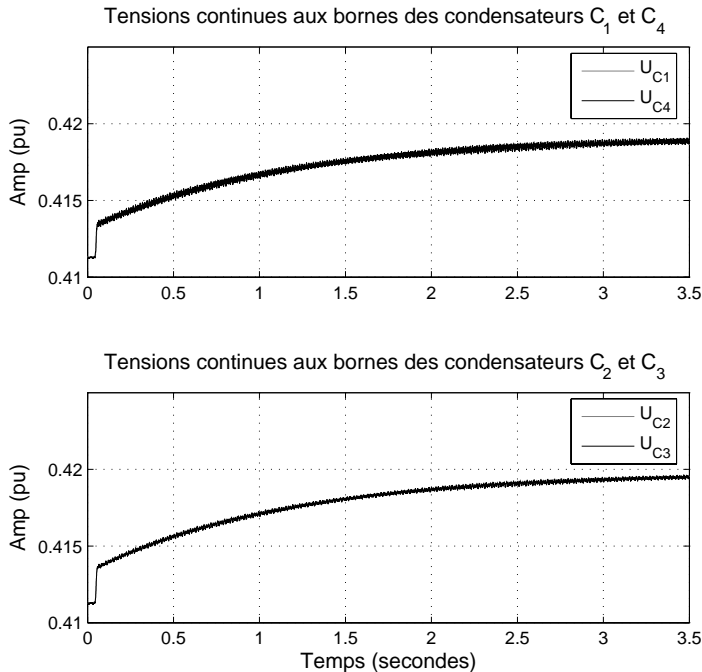


FIG. 6.17: Tensions continues aux bornes de chaque condensateur.

D'après la figure 6.17, on remarque qu'avec ce type de convertisseur indirect il n'y a pas le problème du déséquilibre de la tension continue aux bornes des condensateurs, vu que le circuit intermédiaire possède des sources de tension continue individuelles.

6.4 Modèle de simulation avec une machine synchrone

Le modèle de simulation présenté à la figure 6.18 est composé d'une génératrice synchrone. Son inducteur est alimenté par une source de tension continue réglable v_f (*excitation*), son stator est relié à un convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire à tension continue. L'ensemble est connecté au réseau électrique via des inductances L_n .

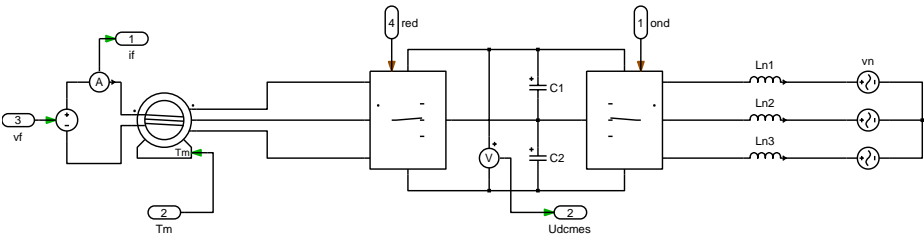


FIG. 6.18: Modèle de simulation avec une machine synchrone.

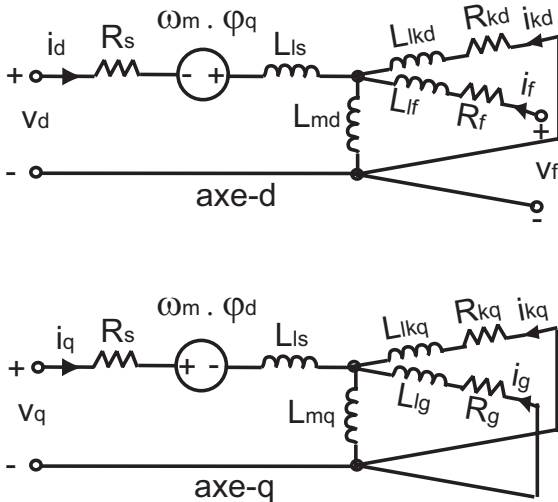


FIG. 6.19: Schéma équivalent de la machine synchrone proposé par PLECS.

Le schéma équivalent de la machine synchronne du modèle de simulation de la figure 6.18 est représenté à la figure 6.19 [31]. Les différents éléments du schéma équivalent sont calculés dans l'annexe C.2 [41][40] à partir des paramètres donnés dans l'annexe C.1.

6.4.1 Réglage et commande des convertisseurs

La commande des convertisseurs est implémentée de la même manière que pour une machine simple traitée dans le paragraphe 6.2.2.

Par contre, le réglage de la tension continue dans le circuit intermédiaire est effectué à partir de la tension de l'excitation de la machine synchronne.

Calcul de la tension d'excitation : La tension d'excitation de la machine synchronne peut être exprimée en fonction de la tension induite e_g selon l'équation 6.2 [41] :

$$v_f = \frac{r_f}{x_{md}} e_g \quad (6.2)$$

On désigne par r_f la résistance rotorique et x_{md} la réactance de magnétisation selon l'axe d.

La figure 6.20 représente pour les trois modes de fonctionnement, les diagrammes des tensions et des courants de la machine.

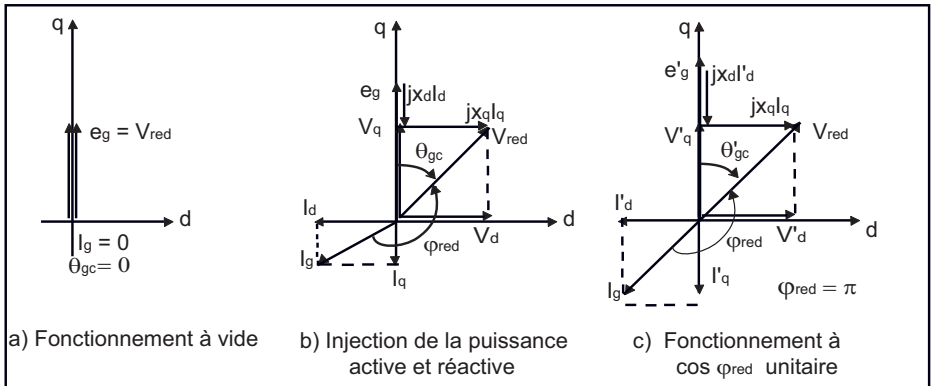


FIG. 6.20: Diagrammes des tensions et des courants de la machine.

En exprimant la tension induite e_g en fonction de la tension du redresseur et des puissances active et réactive, on obtient l'équation 6.3 :

$$e_g = (v_{red} + \frac{2}{3}x_d \frac{Q_{red}}{v_{red}}) \cos \theta_{gc} + \frac{2}{3}x_d \frac{P_{red}}{v_{red}} \sin \theta_{gc} \quad (6.3)$$

La tension d'excitation de la machine peut donc être exprimée selon l'équation 6.4 :

$$V_f = \frac{R_f}{X_{md}} \left((V_{red} + \frac{2}{3}X_d \frac{Q_{red}}{V_{red}}) \cos \theta_{gc} + \frac{2}{3}X_d \frac{P_{red}}{V_{red}} \sin \theta_{gc} \right) \quad (6.4)$$

$$\text{avec} \quad \left\{ \begin{array}{l} \sin \theta_{gc} = \frac{\frac{2}{3}x_q \frac{P_{red}}{v_{red}}}{\sqrt{(v_{red} + \frac{2}{3}x_q \frac{Q_{red}}{v_{red}})^2 + (\frac{2}{3}x_q \frac{P_{red}}{v_{red}})^2}} \\ \cos \theta_{gc} = \frac{v_{red} + \frac{2}{3}x_q \frac{Q_{red}}{v_{red}}}{\sqrt{(v_{red} + \frac{2}{3}x_q \frac{Q_{red}}{v_{red}})^2 + (\frac{2}{3}x_q \frac{P_{red}}{v_{red}})^2}} \end{array} \right. \quad (6.5)$$

L'angle de décalage θ_{gc} entre la tension induite de la machine et la tension du redresseur peut être exprimé, en fonction des puissances, selon l'équation 6.6 :

$$\theta_{gc} = \text{Arctan} \left(\frac{P_{red}}{\frac{3}{2} \frac{v_{red}^2}{x_q} + Q_{red}} \right) \quad (6.6)$$

Fonctionnement avec un facteur de puissance unitaire : $Q_{red}=0$:

Pour avoir un fonctionnement avec un facteur de puissance unitaire, la tension de l'excitation de la machine synchrone et l'angle de déphasage θ'_g peuvent être exprimés selon l'équation 6.7

$$\left\{ \begin{array}{l} V'_f = \frac{r_f}{x_{md}} \left(\frac{v_{red}^2 + x_d x_q \left(\frac{2P_{red}}{3v_{red}} \right)^2}{\sqrt{v_{red}^2 + \left(\frac{2x_q P_{red}}{3v_{red}} \right)^2}} \right) \\ \theta'_g = \text{Arctan} \left(\frac{2x_q P_{red}}{3v_{red}^2} \right) \end{array} \right. \quad (6.7)$$

6.4.2 Résultats de simulation

Dans cette section, nous présentons quelques résultats de simulation d'un modèle complet de la figure 6.18 en utilisant les relations analytiques données dans le paragraphe précédent.

La figure 6.21 représente l'évolution de la tension continue dans le circuit intermédiaire lors d'un régime transitoire du système. Ce régime transitoire correspond à une variation de l'amplitude de puissance injectée dans le réseau à partir d'un fonctionnement à vide. Le régime transitoire est imposé à travers une variation de la consigne P_{red} , tout en maintenant la puissance réactive Q_{red} égale à zéro. De plus, la variation de P_{red} est générée selon une fonction de rampe, avec un temps égal à 0.4 secondes. La figure représente également le courant alternatif dans une phase du réseau électrique.

La figure 6.22 représente la consigne du courant d'excitation de la machine ($i_{fc} = \frac{V_f}{r_f}$) calculée pour avoir un facteur de puissance unitaire dans le côté du redresseur. La courbe du courant i_f obtenu par simulation suit difficilement sa consigne, ce qui explique la forme du courant dans la machine synchrone (figure 6.22).

Pour résoudre ce problème, il faut prévoir un réglage adéquat pour le courant de l'excitation et pour le couple électromagnétique de la machine.

Le couple électromagnétique obtenu par simulation est représenté à la figure 6.23. La figure 6.24 représente le courant et la tension du réseau, ils sont en phase pour un fonctionnement à facteur de puissance unitaire. La figure représente également le courant de la machine qui est en phase avec la tension du redresseur pour un fonctionnement à facteur de puissance unitaire $Q_{red} = 0$.

Les figures 6.25 et 6.26 représentent les analyses harmoniques du courant dans le réseau et du courant dans la machine.

En effet, les harmoniques multiples de l'ordre cinq ont disparu du courant de la machine et le taux de distortion harmonique est faible dans le courant du réseau.

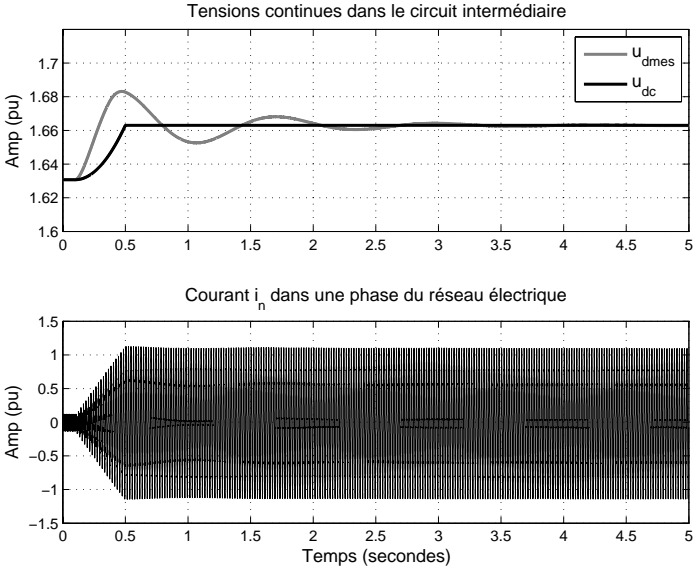


FIG. 6.21: Tension continue dans le circuit intermédiaire et courant alternatif injecté dans le réseau électrique.

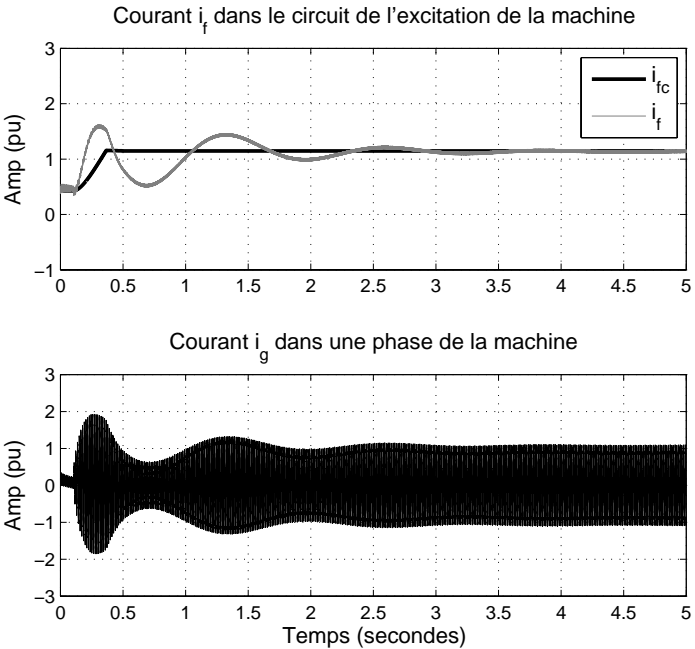


FIG. 6.22: Courant de l'excitation et courant dans la machine.

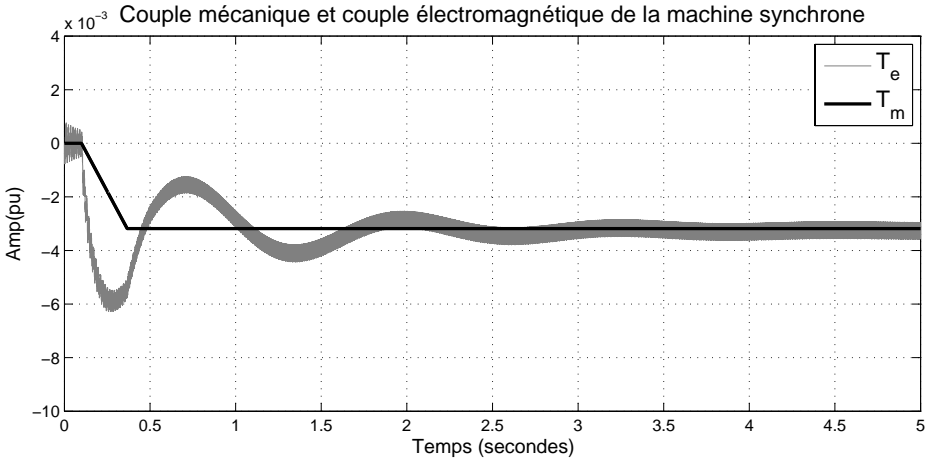


FIG. 6.23: Couple électromagnétique de la machine synchrone.

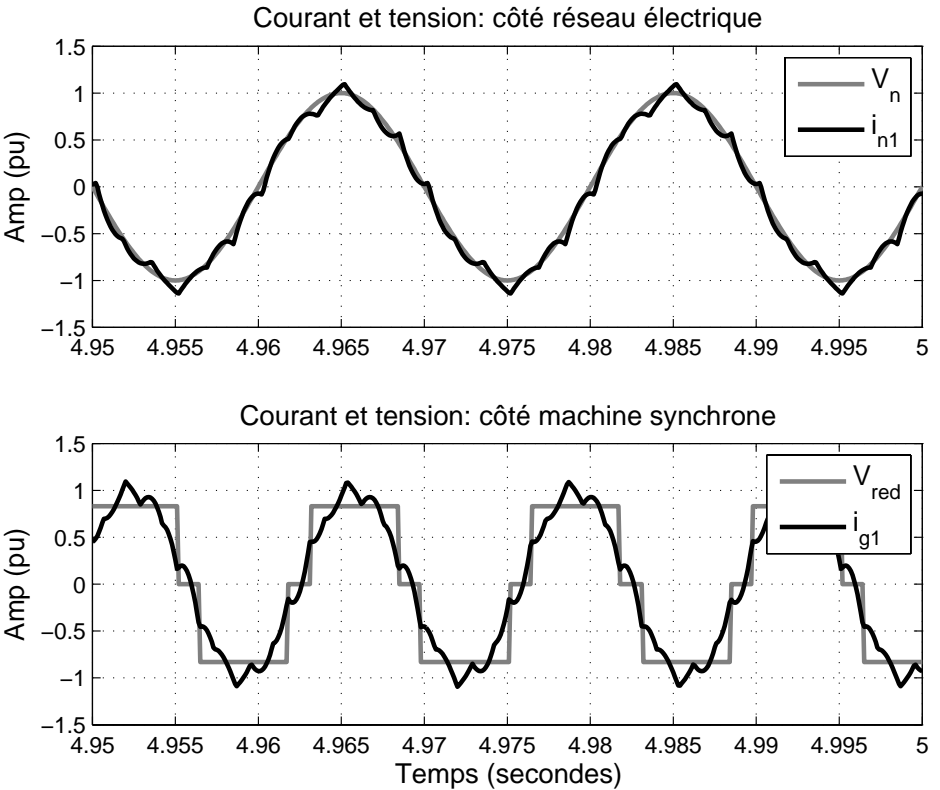


FIG. 6.24: Tensions et courants de la machine et du réseau électrique.

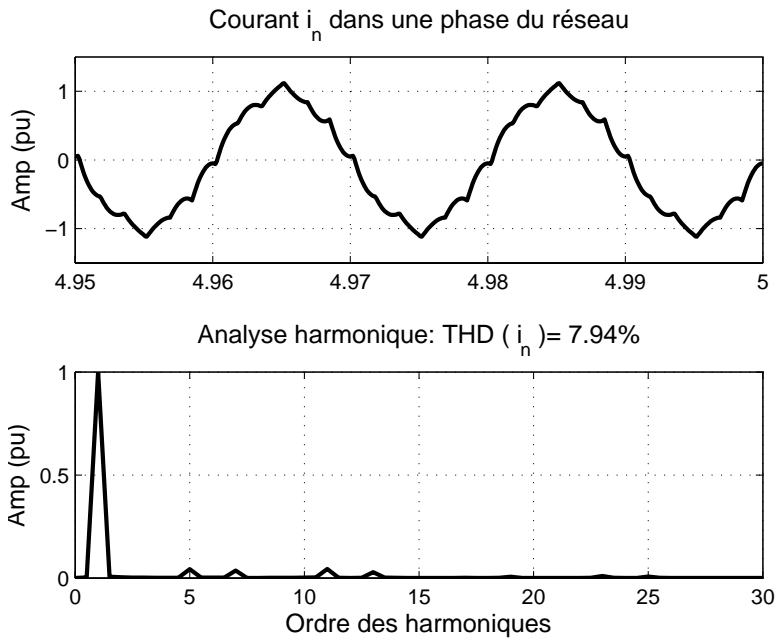


FIG. 6.25: Analyse harmonique du courant dans une phase du réseau électrique.

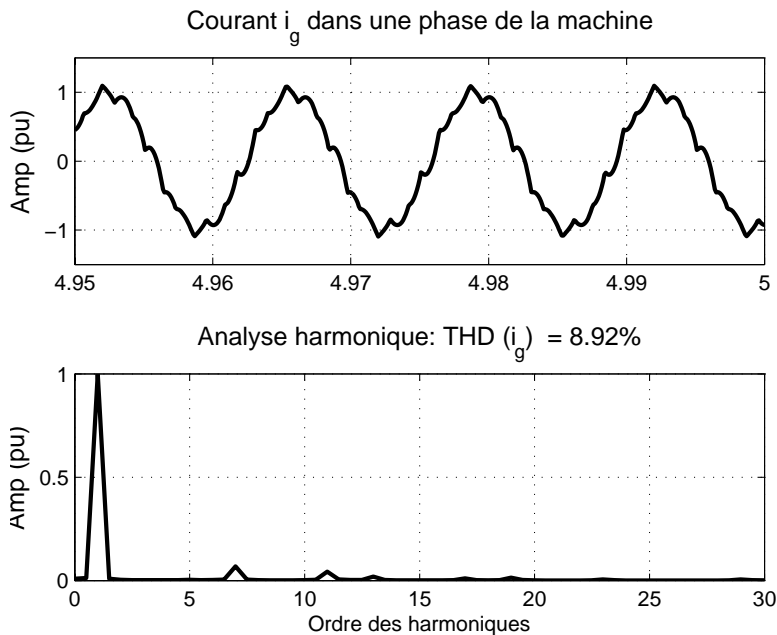


FIG. 6.26: Analyse harmonique du courant dans une phase de la machine.

6.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté quelques résultats de simulation d'un modèle complet du convertisseur de fréquence proposé. Nous avons commencé par un modèle composé d'une machine simple avec une tension d'amplitude réglable, reliée au réseau électrique à travers un convertisseur NPC à trois niveaux.

Nous avons ensuite simulé le même modèle en utilisant un convertisseur à cinq niveaux. Les résultats de simulation ont montré qu'avec ce type de convertisseur indirect la tension continue dans le circuit intermédiaire est plus stable, vu qu'il possède des sources individuelles dans le circuit intermédiaire.

Dans la dernière section, nous avons présenté des résultats de simulation d'un modèle réel composé d'une machine synchrone reliée au réseau électrique à travers un convertisseur à trois niveaux à circuit intermédiaire. Les résultats obtenus ont validé l'étude théorique présentée dans les autres chapitres. Cependant, la forme des courbes présentées pourrait être améliorée par un réglage adéquat du courant de l'excitation et du couple électromagnétique de la machine synchrone.

Chapitre 7

Vérification pratique par modèle réduit

7.1 Introduction

Dans le but de valider les résultats obtenus par calcul et par simulation présentés dans les chapitres précédents, nous avons réalisé un prototype d'essai à basse tension. Son schéma de principe est présenté à la figure 7.1, il comporte :

- deux cartes d'onduleurs NPC à trois niveaux à base d'IGBT de puissance, les deux cartes sont identiques. Pour un fonctionnement onduleur, la première est connectée au réseau. L'autre fonctionne comme redresseur et elle est connectée à la machine synchrone. Les deux cartes sont liées entre elles via un bus à deux condensateurs
- une carte à résistances pour la pré-charge des condensateurs
- une carte de mesure de la tension du réseau
- une carte de mesure de la tension de la machine
- une carte Scharc à DSP
- et afin de transmettre les signaux de la carte à DSP vers le circuit de puissance et vice versa, une carte interface de mise en forme est montée et insérée entre les deux circuits.

La photo de la figure 7.2 montre un aperçu de l'installation expérimentale. Elle est composée d'une génératrice synchrone à basse tension entraînée par une machine à courant continu. La génératrice est connectée au réseau électrique via un convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire.

Dans ce chapitre, nous allons donner une description détaillée du fonctionnement de l'installation expérimentale et du logiciel permettant d'implémenter les fonctions de réglage et de commande en temps réel (système DSP). Nous allons ensuite présenter quelques résultats de tests.

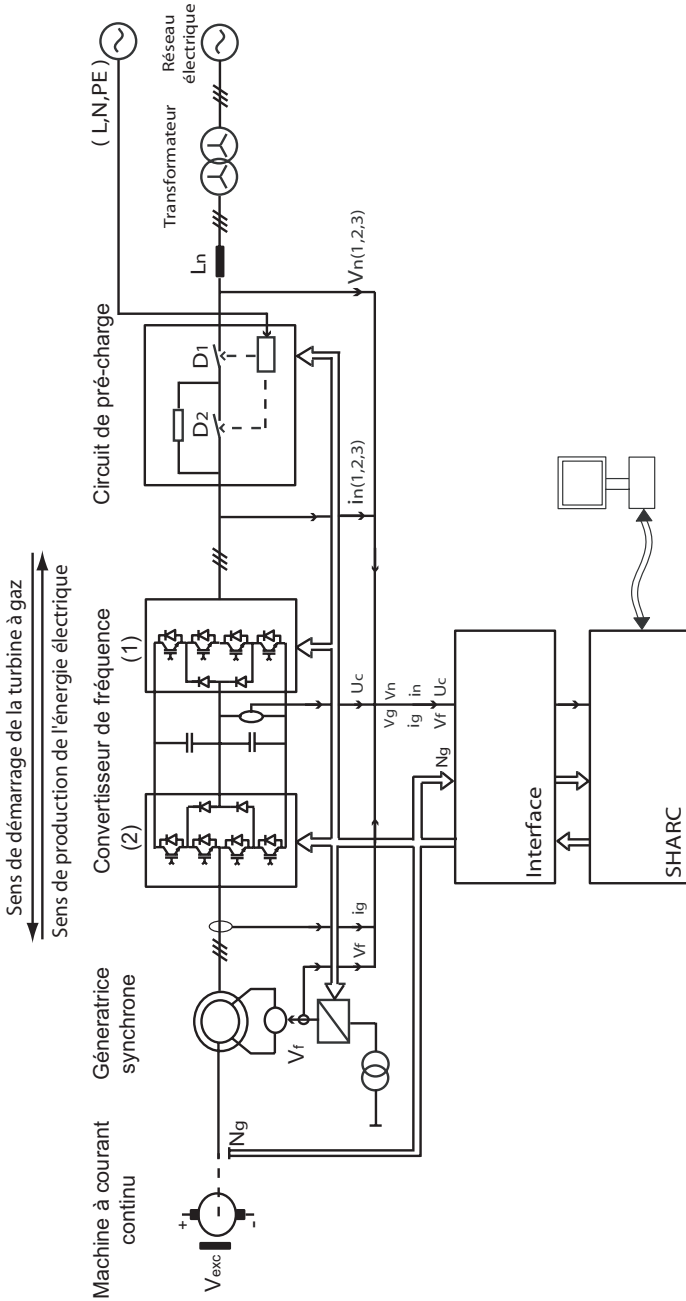


FIG. 7.1: Schéma bloc de l'installation expérimentale.

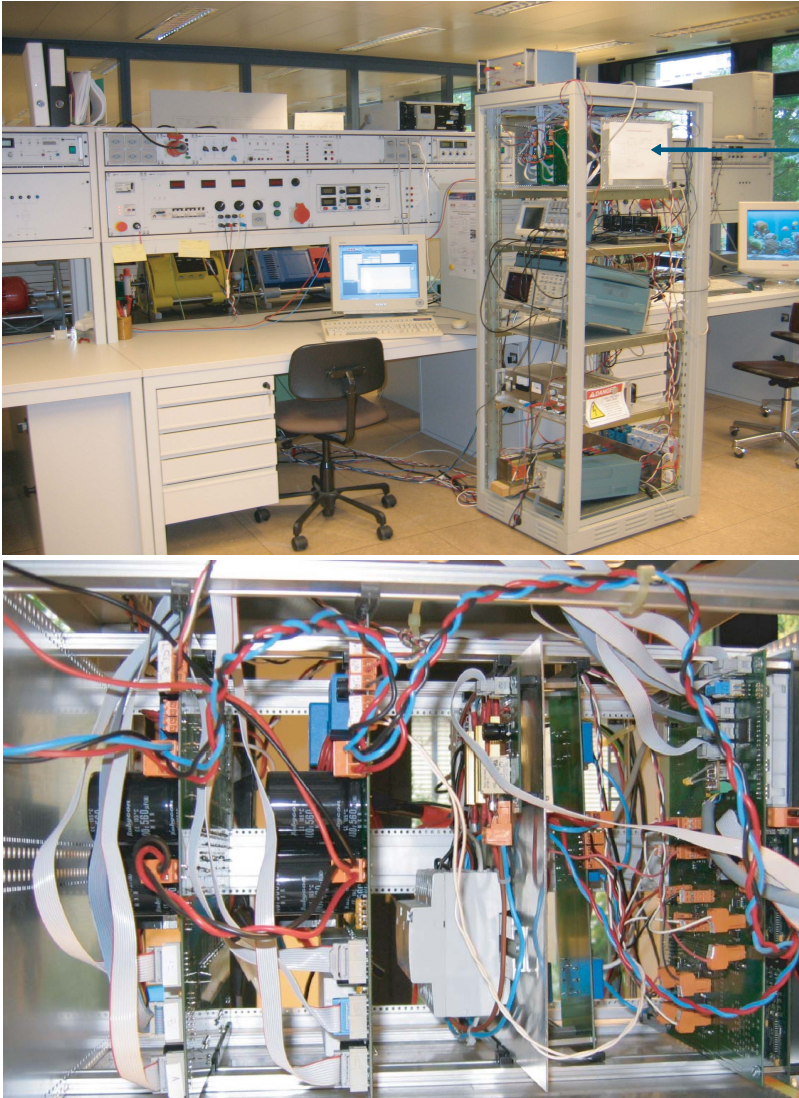


FIG. 7.2: Photographie du montage pratique complet et du rack électronique placé entre le réseau et le moteur, contenant les cartes de puissance et de commande des convertisseurs.

7.2 Description détaillée du fonctionnement de l'installation

7.2.1 Description

L'organigramme de la figure 7.3 illustre les détails du fonctionnement de l'installation. Après l'initialisation des paramètres et des variables utilisés dans le programme, on ferme l'interrupteur principal D_1 (voir figure 7.1), les condensateurs du circuit intermédiaire se chargent via des résistances de pré-charge en parallèle avec l'interrupteur D_2 . Dans ce sens, ce convertisseur fonctionne en redresseur.

Une fois que les capacités sont chargées à tension continue suffisante pour pouvoir alimenter le moteur synchrone, on ferme le deuxième interrupteur (D_2) et on commande en mode rectangulaire le convertisseur (1), après avoir vérifié les conditions de synchronisation entre la tension du réseau et la tension à l'entrée du convertisseur.

D'autre part, on démarre le moteur synchrone en faisant varier progressivement de zéro jusqu'à sa valeur nominale la fréquence des tensions qui lui sont appliquées [6] [40]. Le deuxième convertisseur (2) relié à la machine est donc commandé en modulation de largeur d'impulsion avec $\frac{V}{f} = \text{cte}$, cette commande est générée à partir de trois signaux sinusoïdaux d'amplitude et de fréquence variables.

Pour pouvoir se faire aisément, la synchronisation entre le champ tournant statorique et le rotor du moteur doit avoir lieu durant la première période électrique. Le reste du démarrage s'effectue en régime synchrone.

Dans l'application finale, le moteur synchrone doit entraîner la turbine à gaz jusqu'à environ 60% de sa vitesse nominale car, à partir de cette vitesse, la turbine peut fournir de l'énergie [2].

Sur le banc de test en modèle réduit, la turbine est remplacée par une machine à courant continu qui entraîne le moteur synchrone. La machine synchrone peut alors passer du mode moteur en mode générateur sans décrochage.

Après la phase de démarrage, les convertisseurs permutent leurs fonctions. Le convertisseur (2) relié à la machine fonctionne comme redresseur pour maintenir une tension continue dans le circuit intermédiaire, et le convertisseur (1) fonctionne comme onduleur pour injecter du courant alternatif dans le réseau électrique. Dans ce sens, on peut abandonner la commande en modulation de

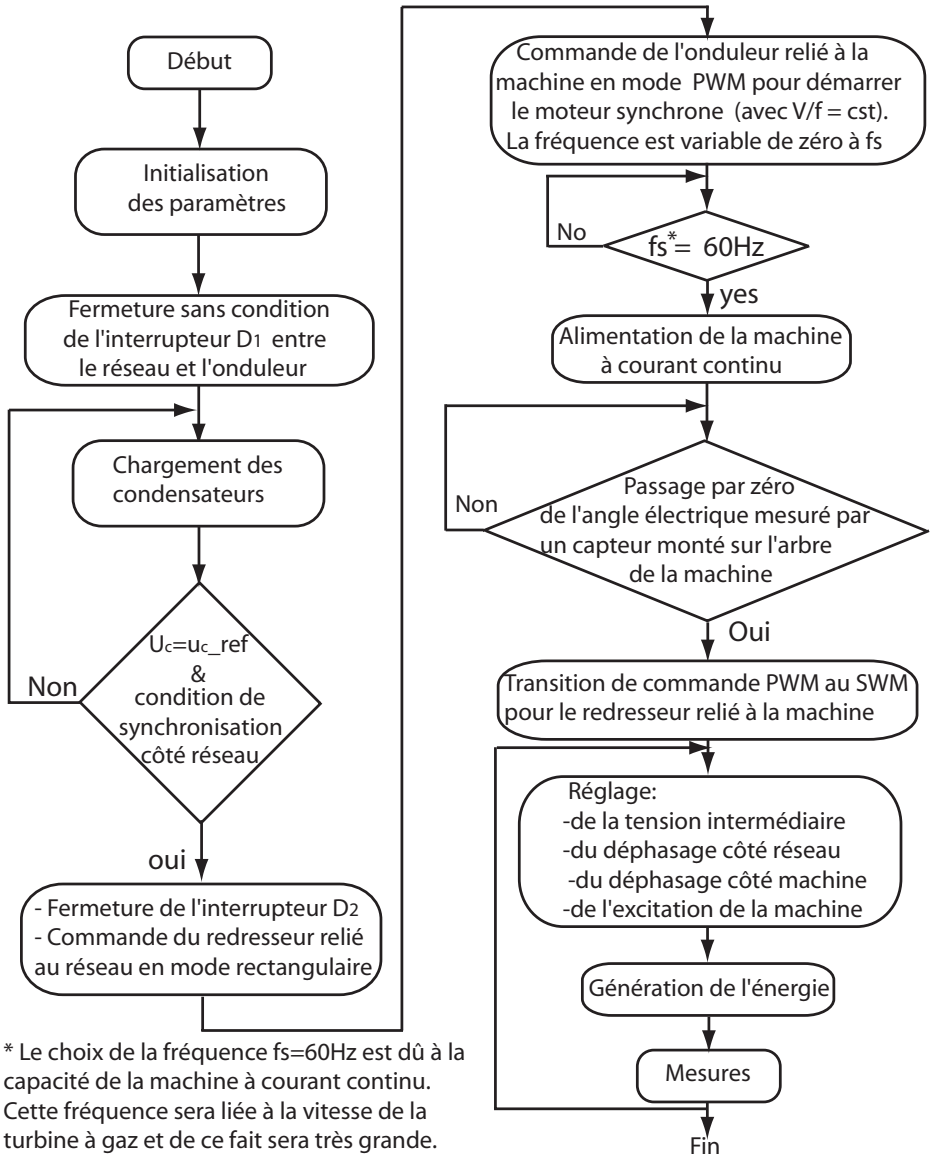


FIG. 7.3: Organigramme de commande et contrôle du système.

largeur d'impulsion du convertisseur (2) et passer à la commande rectangulaire. Pour cela, on doit détecter le passage par zéro de la tension à la sortie de l'onduleur dans la première phase et la remise à zéro de l'angle électrique mesuré à partir du capteur. Nous avons choisi le passage par zéro de la tension statorique de la première phase parce que le zéro de l'angle électrique est synchronisé mécaniquement avec la tension statorique de la première phase de la machine synchrone, comme le montre la figure 7.4.

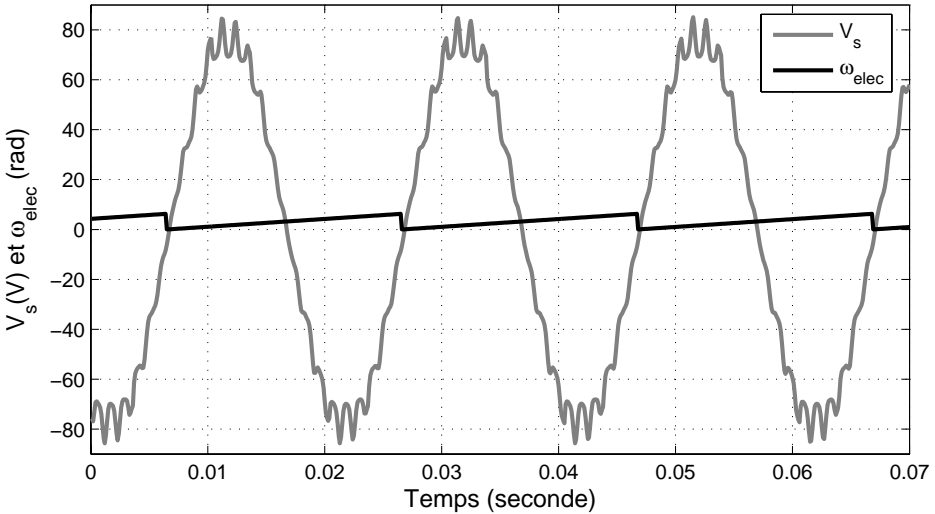


FIG. 7.4: Tension aux bornes du stator et angle électrique mesuré par le capteur.

La dernière étape est le contrôle de différents paramètres du système, à savoir le décalage angulaire entre la tension mesurée à partir du réseau électrique et la tension générée par l'onduleur, le décalage angulaire entre la tension de la machine et la tension à l'entrée du redresseur, ainsi que l'adaptation de la tension continue dans le circuit intermédiaire via l'excitation de la machine synchrone. Enfin, la génération de l'énergie électrique pour un mode de fonctionnement donné.

Toutes les fonctions de réglage et de commande sont implémentées sur une carte de type DAVID (système de développement à base de DSP) développée au Laboratoire d'électronique industrielle [42]. Cette carte contient un circuit logique programmable FPGA (Field Programmable Gate Array) et un DSP. Par le logiciel Ithalgo, il est possible de transmettre de manière interactive les consignes au DSP et d'acquérir des données en temps réel.

7.2.2 Logiciel de réglage sur le DSP

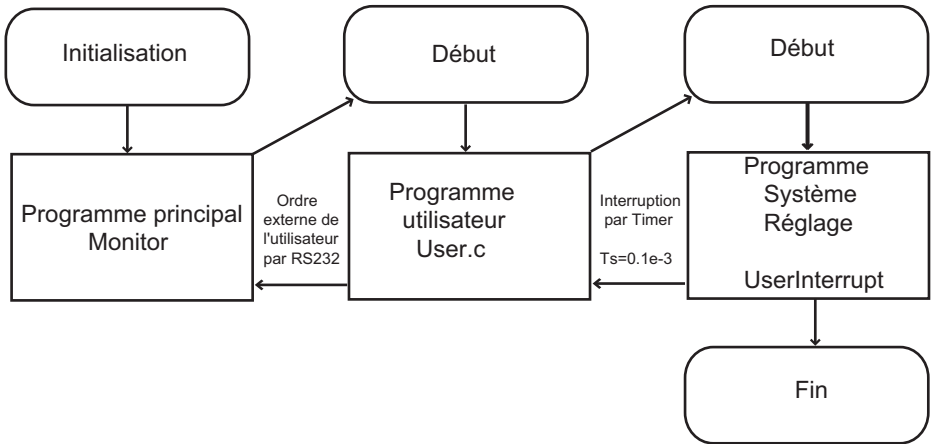


FIG. 7.5: Parties principales du programme sur le DSP.

Comme le montre la figure 7.5, le programme comprend trois grandes parties. La première partie, le programme monitor, effectue l'initialisation du DSP de la carte DAVID, ainsi que la programmation et l'initialisation de la FPGA. Il active la procédure de service des interruptions et, à partir des ordres reçus du PC à travers une ligne de communication série RS232, il démarre le programme de l'utilisateur. La deuxième partie est le programme d'utilisateur. La troisième partie est la procédure d'interruption principale, elle effectue toutes les fonctions de la commande, de réglage et de mesures, elle est appelée périodiquement selon la période d'échantillonnage T_s .

7.3 Résultats expérimentaux

7.3.1 Synchronisation par asservissement de phase (PLL)

Comme nous l'avons déjà expliqué dans le chapitre 4, à cause du bruit dans la mesure de la tension du réseau, la période mesurée T_{res} de cette dernière n'est pas tout à fait constante, ce qui génère une désynchronisation entre le réseau et l'onduleur. Le but de la synchronisation est de régler la période de la phase de référence qui génère les signaux de commande de l'onduleur pour la caler avec la phase calculée à partir des tensions mesurées du réseau électrique et avoir ainsi $T_{res} = T_{ond}$. Avec :

- T_{res} : période de la tension du réseau.
- T_{ond} : période de la tension de l'onduleur.

De même, pour le convertisseur relié à la machine, la synchronisation est réalisée entre la phase de référence qui génère les signaux de commande du redresseur et la phase mesurée par le capteur incrémental monté sur l'arbre de la machine.

La figure 7.6 représente la phase de référence de l'onduleur qui est synchronisé avec la phase du réseau, ainsi que la phase de référence du redresseur qui est synchronisé avec la phase de la machine.

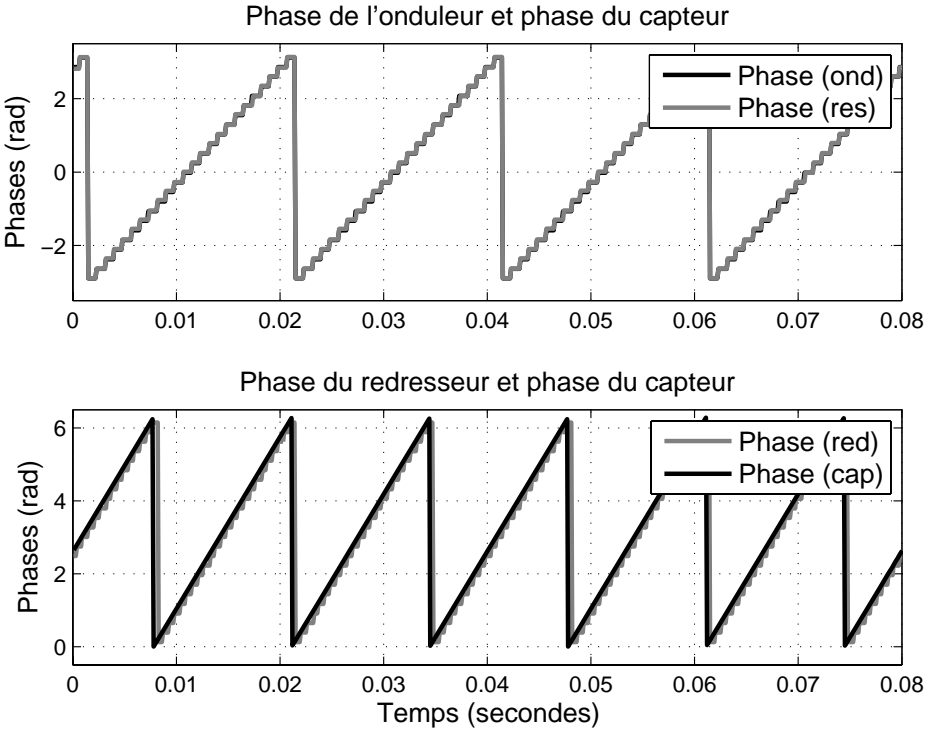


FIG. 7.6: Phases mesurées expérimentalement.

7.3.2 Réglage de la tension du circuit intermédiaire

Pour faire quelques essais de réglage de la tension continue, nous avons ajouté provisoirement un interrupteur K et une résistance R aux bornes du circuit intermédiaire (voir la figure 7.7). Le réglage de la tension continue dans le circuit

intermédiaire est réalisé par action sur le déphasage entre la tension du réseau et la tension de l'onduleur, en utilisant un régulateur PI pour compenser l'erreur entre la tension continue de référence et la tension continue mesurée.

Différents modes de fonctionnement de l'onduleur sont représentés à la figure 7.8. Par le jeu de la tension continue dans le circuit intermédiaire, le point figuratif du fonctionnement se déplace pratiquement sur l'axe de la puissance réactive, et l'onduleur se comporte soit comme un condensateur, soit comme une inductance :

- cas (1), fonctionnement à vide : la tension à la sortie de l'onduleur \widehat{U}_{ond} est égale à la tension du réseau \widehat{U}_n , (voir figure 7.9).
- cas (2), fonctionnement en compensation inductive de la puissance réactive : la tension \widehat{U}_{ond} est supérieure à la tension du réseau \widehat{U}_n et la puissance réactive est positive. Les courbes dans la figure 7.10 représentent les tensions et courants ainsi que les puissances active et réactive relevés pour ce mode de fonctionnement.
- cas (3), fonctionnement en compensation capacitive de la puissance réactive : la tension \widehat{U}_{ond} est inférieure à la tension du réseau \widehat{U}_n et la puissance réactive est négative, (voir figure 7.11).

Ce mode de fonctionnement en compensateur de phase est utilisé uniquement pour la production ou l'absorption de puissance réactive. La puissance réactive est donc influencée directement par la variation de la tension continue dans le circuit intermédiaire.

Pour injecter aussi de la puissance active dans le réseau électrique, nous effectuons un décalage angulaire entre la tension du réseau et la tension à la sortie de l'onduleur. La tension continue dans le circuit intermédiaire est fournie à partir d'une source réglable à l'entrée de l'onduleur.

Dans l'application finale, cette source sera remplacée par un générateur relié à un redresseur.

L'adaptation de la tension continue sera réalisée à partir de l'excitation du générateur synchrone. Les figures 7.12 et 7.13 représentent la tension mesurée entre une phase et le point milieu de l'onduleur, la tension du réseau et le courant dans une phase, ainsi que les puissances active et réactive.

D'après la figure 7.13, le courant est en phase avec la tension du réseau quand la puissance réactive est nulle.

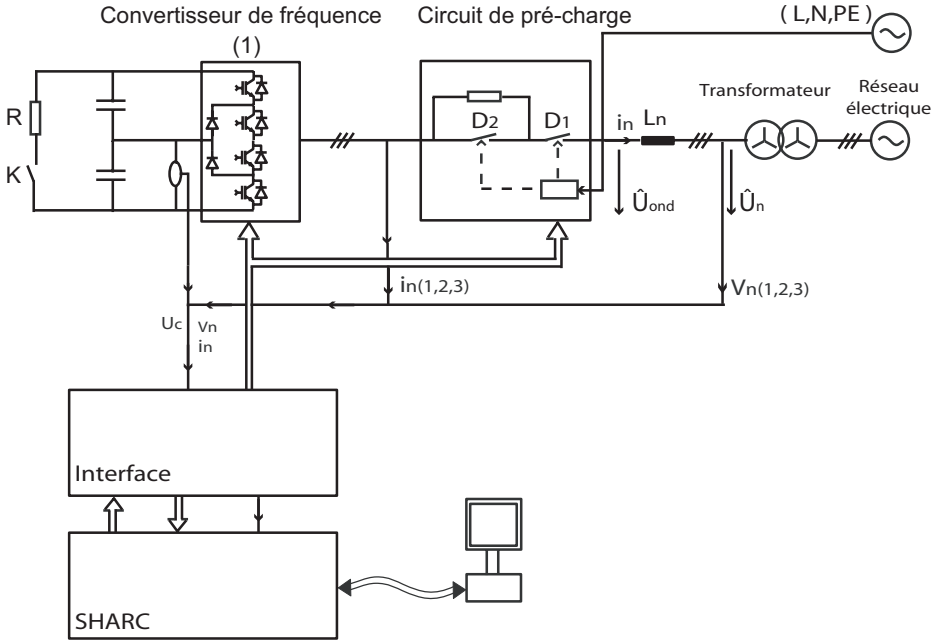


FIG. 7.7: Réglage de la tension intermédiaire.

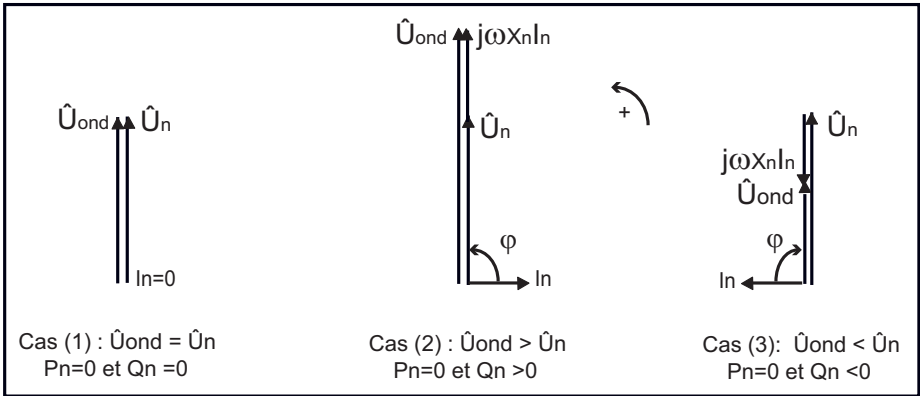
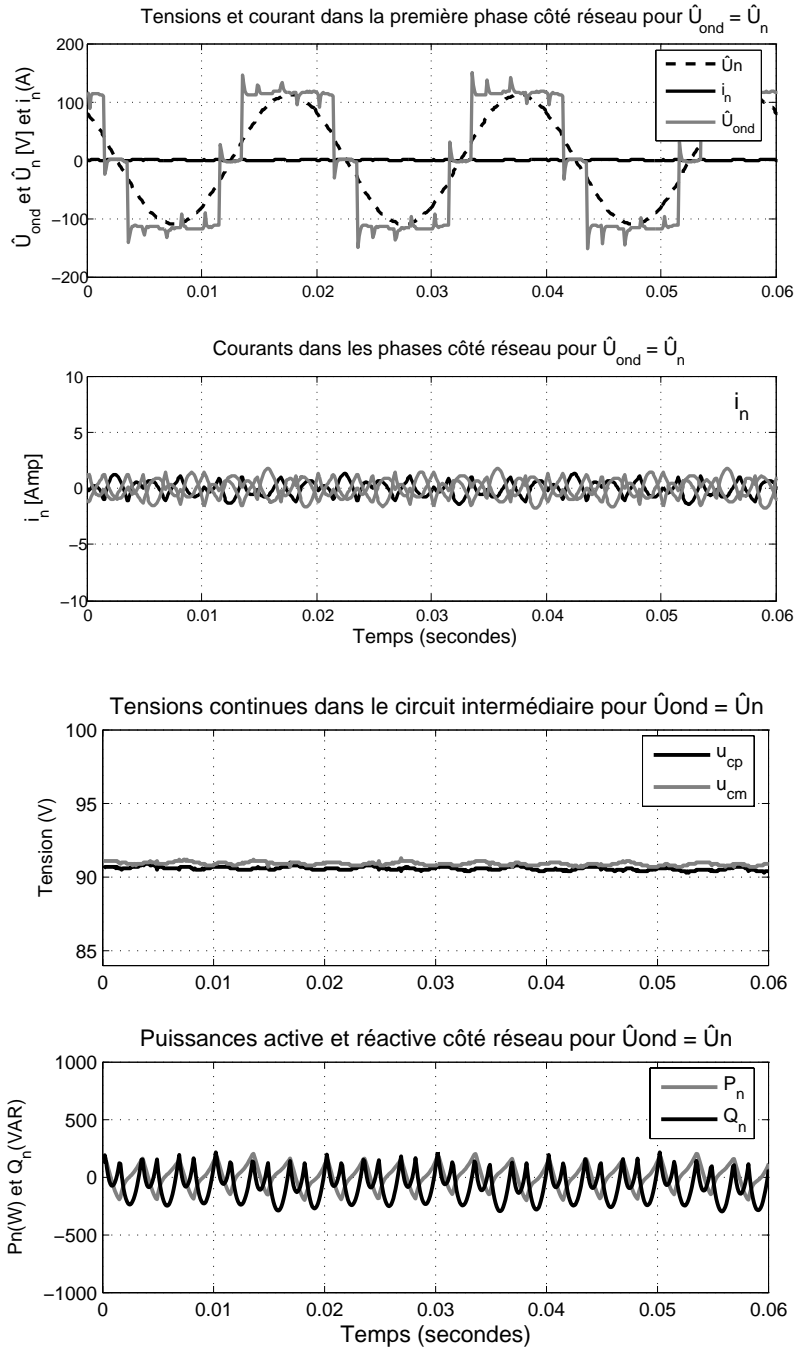


FIG. 7.8: Diagramme de tensions et de courant.

FIG. 7.9: Cas (1) : $\hat{U}_{ond} = \hat{U}_n$, fonctionnement à vide.

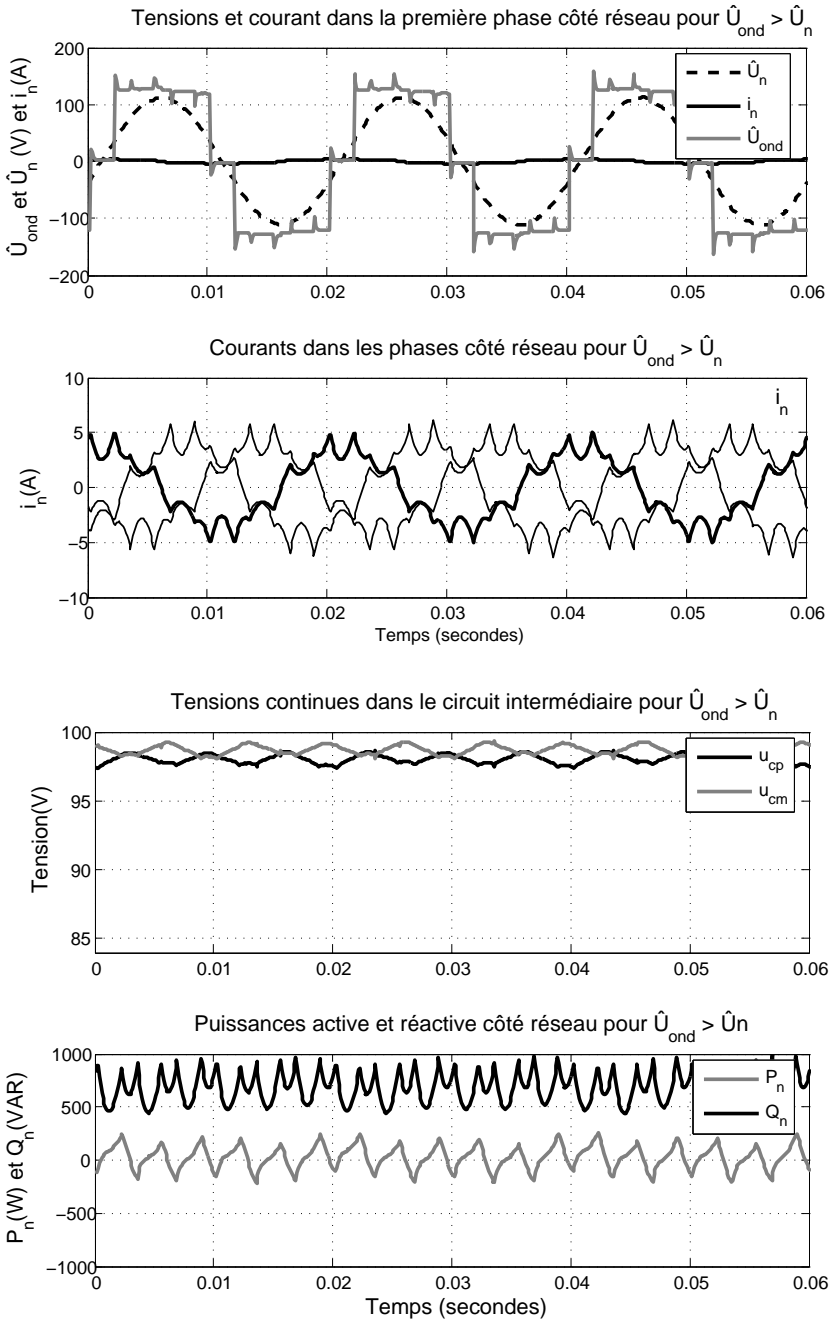


FIG. 7.10: Cas (2) : $\hat{U}_{ond} > \hat{U}_n$, compensation inductive de la puissance réactive.

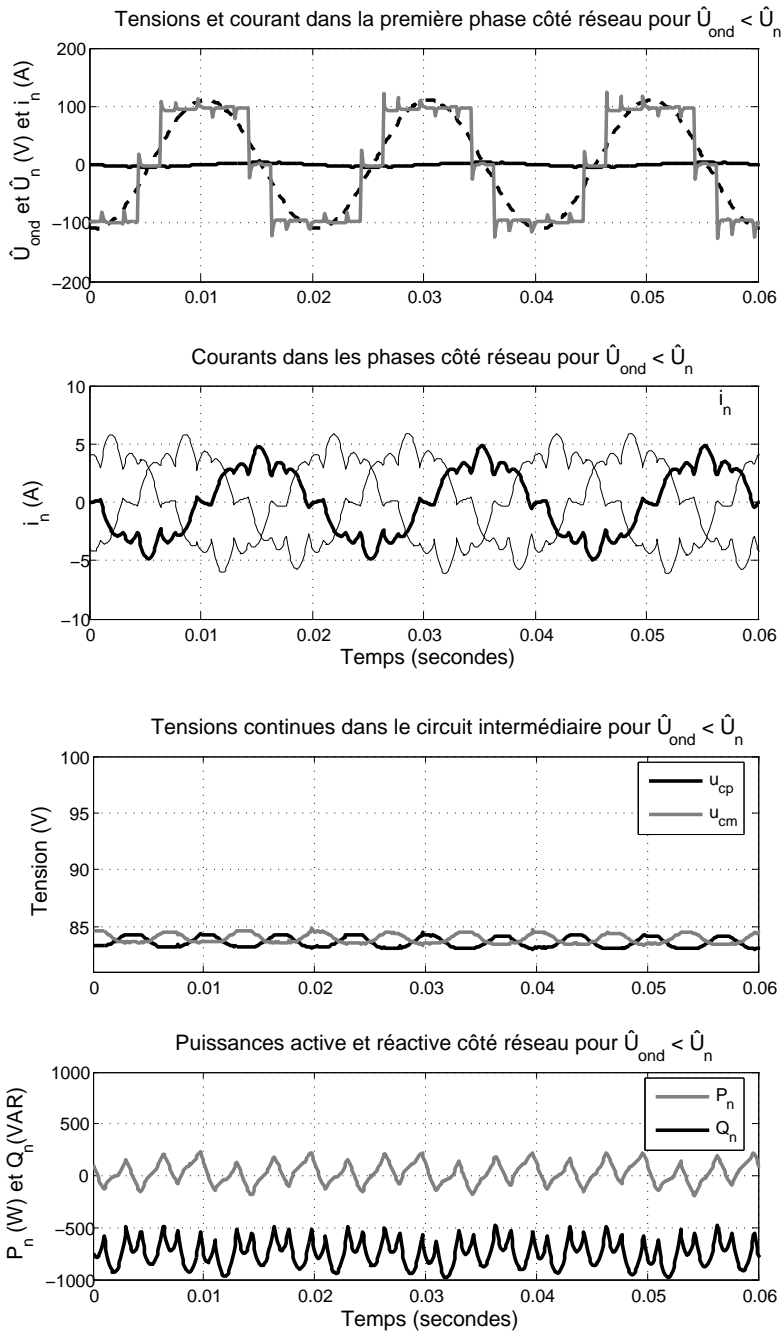


FIG. 7.11: Cas (3) : $\hat{U}_{ond} < \hat{U}_n$, compensation capacitive de la puissance réactive.

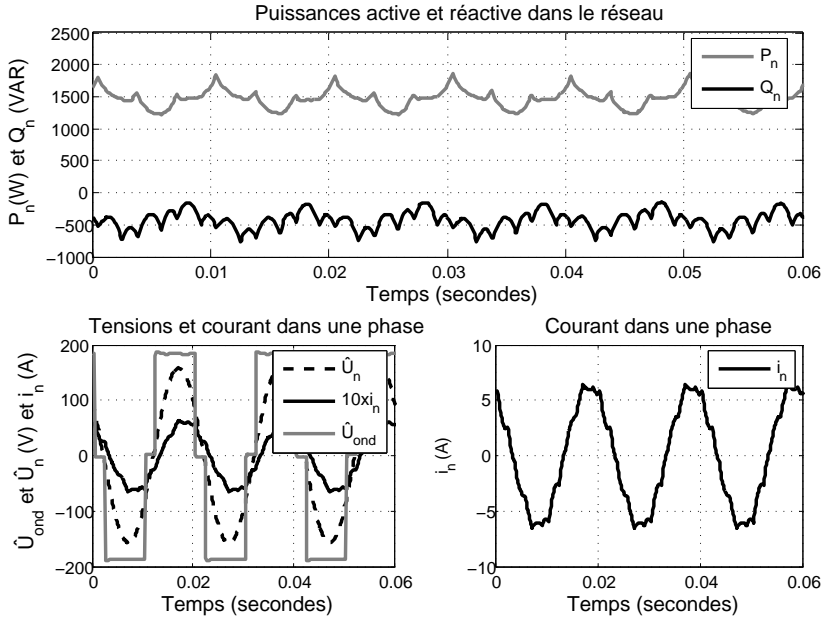


FIG. 7.12: Fonctionnement en charge.

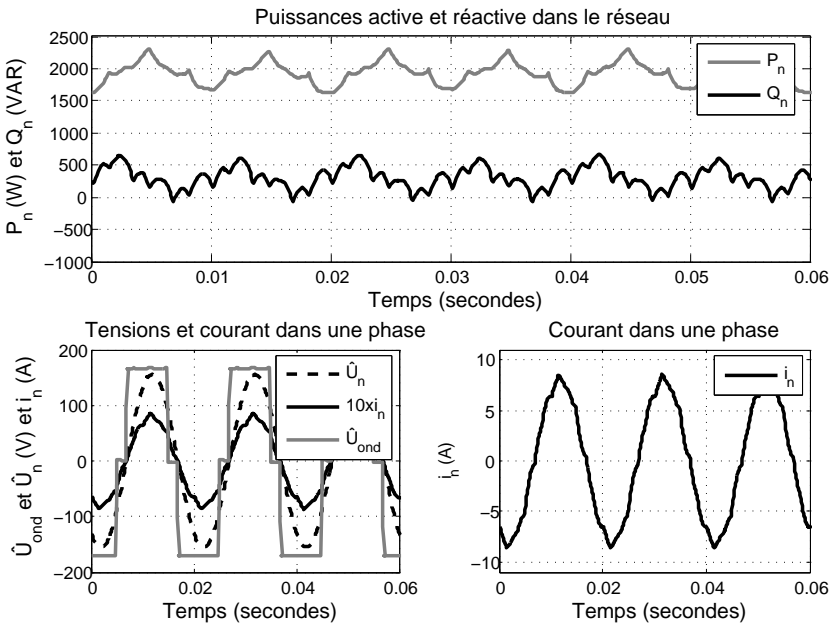


FIG. 7.13: Fonctionnement à facteur de puissance unitaire.

7.3.3 Démarrage en mode pulsé du générateur synchrone et transition en mode rectangulaire

Comme le montre la figure 7.1, le convertisseur de fréquence peut être également utilisé pour le démarrage du moteur synchrone. Dans ce but, le convertisseur (2) relié à la machine est commandé en modulation de largeur d'impulsion pour pouvoir alimenter le stator de la machine avec une tension à amplitude et fréquence variables.

La figure 7.14 représente le courant débité du réseau électrique et la tension continue suffisante dans le circuit intermédiaire pour pouvoir alimenter le moteur synchrone.

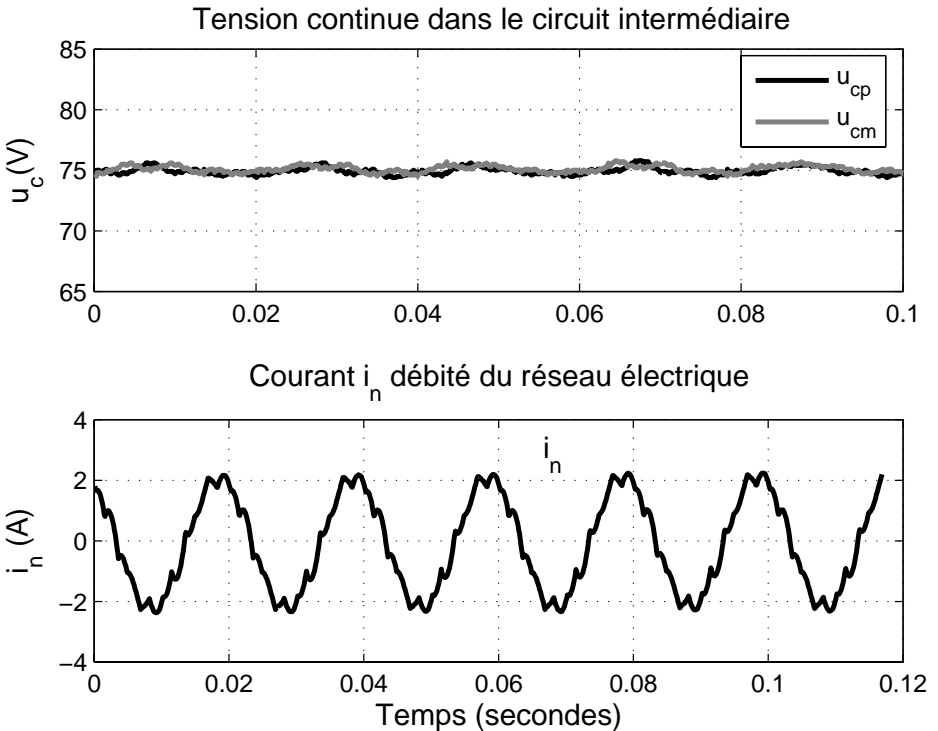


FIG. 7.14: Tension et courant du réseau pendant le démarrage.

La figure 7.15 représente le courant dans une phase de la machine, ainsi que la tension entre deux phases en mode pulsé. Dans cette figure, on remarque la

forte ondulation du courant stator, liée à la faible valeur des inductances des phases de la machine.

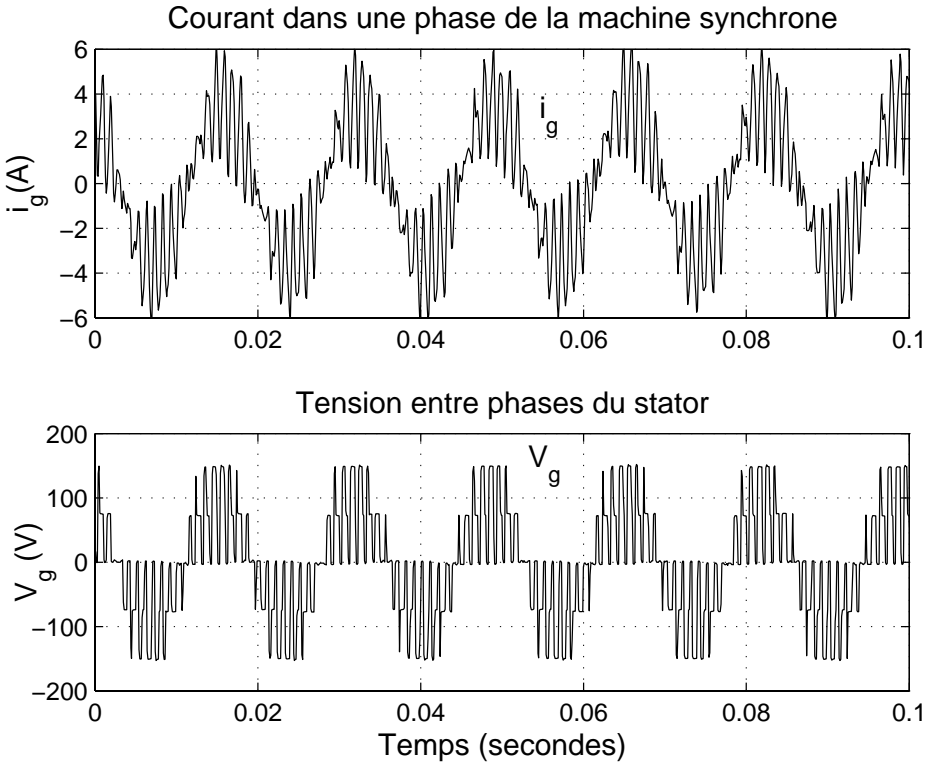


FIG. 7.15: Tension et courant de la machine pendant le démarrage.

Après l'étape de démarrage, on alimente le moteur à courant continu pour entraîner la machine synchrone. Cette dernière passe du mode moteur au mode générateur et les convertisseurs permutent leurs fonctions. Dans ce sens, le convertisseur (2) peut abandonner la commande en modulation de largeur d'impulsion (PWM) et passer à la commande en mode rectangulaire (SWM). La figure 7.16 représente le courant dans une phase de la machine, ainsi que la tension entre deux phases pendant la transition entre PWM et SWM.

En comparaison avec les résultats de simulation présentés à la figure 5.16, cette transition présente une pointe de courant à cause de la difficulté de détecter des conditions nécessaires. Ceci est dû à la difficulté d'implémenter l'algorithme

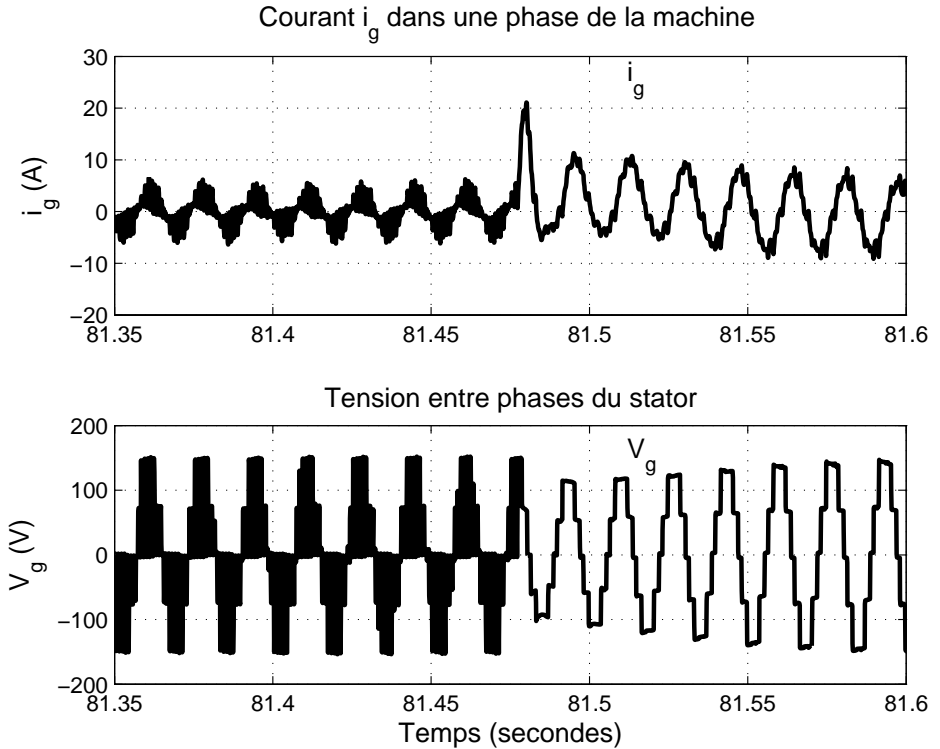
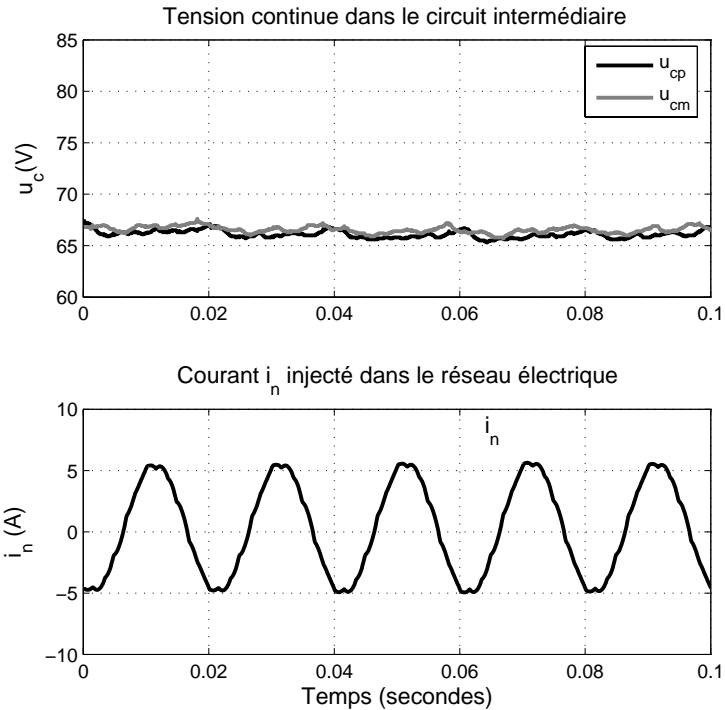
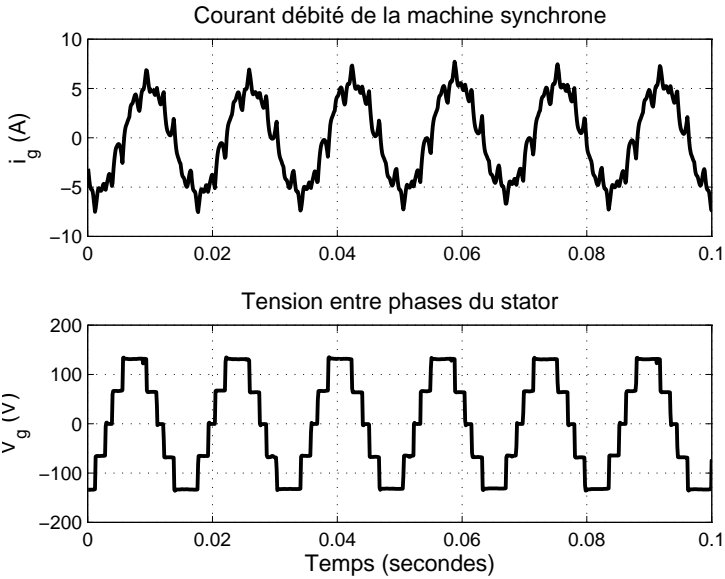


FIG. 7.16: Tension et courant pendant la transition du PWM à SWM.

avec des échantillonnages synchronisés simultanément du côté du redresseur et du côté de l'onduleur sur la même carte à DSP. Il pourrait être mieux si on utilise deux cartes à DSP, une pour l'onduleur relié au réseau électrique, et une autre carte pour le redresseur relié à la machine synchrone, ou simplement de recourir à un ordinateur plus puissant.

7.3.4 Fonctionnement en injection de puissance et conversion de fréquence

La figure 7.17 représente le courant dans une phase de la machine et la tension entre deux phases en mode rectangulaire d'une fréquence de 60 Hz. Le choix de cette fréquence est dû à la limitation de la machine à courant continu. Cette fréquence sera liée à la vitesse de la turbine à gaz et elle sera donc plus élevée dans un projet réel.



La figure 7.18 représente la tension continue dans le circuit intermédiaire, générée par le redresseur relié à la machine. La figure représente également le courant injecté dans le réseau électrique d'une fréquence de 50 Hz.

En comparant le courant de la machine et celui du réseau, le courant débité de la génératrice synchrone ne présente pas une bonne qualité. Ceci est dû aux propriétés de la machine synchrone à disposition, notamment les fortes composantes harmoniques contenues dans la f.e.m. fournie par la génératrice synchrone.

Pour illustrer cet aspect, la forme de la tension à vide fournie par la génératrice est représentée à la figure 7.19.

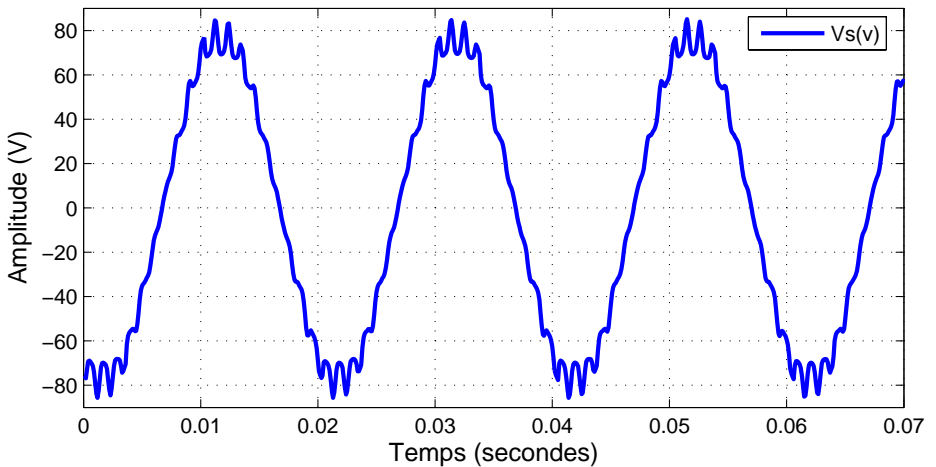


FIG. 7.19: Tension à vide fournie par la génératrice.

Par contre, le courant injecté dans le réseau n'est pas influencé par ces composantes harmoniques vu que la conversion de fréquence passe via un circuit intermédiaire à tension continue.

7.4 Conclusion

En comparaison aux résultats de simulation présentés au chapitre 6, les résultats expérimentaux relevés n'ont toutefois qu'une valeur indicative, étant donné un certain nombre de problèmes d'instabilité rencontrés, liés à des aspects de qualité des signaux mesurés, de compatibilité électromagnétique et de capacité de calcul de la carte à DSP.

Une des difficultés principales rencontrées aura été l'implémentation d'algorithmes avec des échantillonnages synchronisés simultanément du côté du redresseur et des ondes à la fréquence de la machine, et également du côté de l'onduleur et de la fréquence du réseau.

En plus des difficultés liées au réglage et à la commande, les propriétés des équipements de puissance à disposition, en particulier le générateur synchrone, de très fortes composantes harmoniques, ont également identifié la problématique de la stabilité.

Quelques relevés expérimentaux ont tout de même permis d'illustrer les phénomènes suivants :

- synchronisation par boucle à verrouillage de phase (PLL).
- réglage de la tension du circuit intermédiaire.
- fonctionnement de l'onduleur (côté réseau) en compensation de puissance réactive, capacitive et inductive.
- démarrage en mode pulsé du générateur synchrone et transition en mode rectangulaire.
- fonctionnement en injection de puissance et conversion de fréquence. Pour ce cas de fonctionnement, un état stable n'a pu être obtenu que pour des courants limités.

Il est évident qu'une expérimentation avec des équipements mieux adaptés est nécessaire pour une validation expérimentale plus ambitieuse. Elle pourra être faite dans une phase de développement ou d'industrialisation du système proposé ici.

Chapitre 8

Conclusion générale

Cette thèse s'inscrit dans le cadre du projet *Power Electronic Gear Boxes* en collaboration avec ALSTOM Switzerland. Son objectif principal est d'améliorer le rendement énergétique d'une centrale thermique, en remplaçant le réducteur mécanique placé traditionnellement entre une turbine à gaz et un générateur synchrone, par une solution électronique.

L'idée de remplacer les réducteurs mécaniques par des convertisseurs statiques, existait depuis longtemps en raison de la disponibilité des composants d'électronique de puissance et de la grande flexibilité d'adaptation de vitesse. Cependant, l'utilisation des convertisseurs statiques n'a pas connu le succès escompté, principalement à cause des pertes produites par les phénomènes de commutations à fréquence élevée provenant des techniques de modulation de largeur d'impulsion généralement utilisées.

8.1 Contribution

Dans ce projet de thèse, une nouvelle stratégie de commande a été proposée pour un convertisseur de fréquence indirect à rapport de tension fixe, utilisé comme interface entre le turbo-alternateur à haute vitesse et le réseau électrique.

Cette stratégie de commande est caractérisée par un fonctionnement en mode rectangulaire où le contrôle du flux de puissance est effectué uniquement par le déphasage angulaire entre la tension du réseau et la tension de l'onduleur d'un côté, et la tension du redresseur et celle de la machine de l'autre côté. L'avantage principal de ce mode est la quasi absence des pertes de commutation ; en revanche, le rapport de tension ne peut plus être modifié librement à l'intérieur de ce convertisseur. Ce problème est résolu par l'adaptation de la tension continue dans le circuit intermédiaire à travers l'excitation de la machine synchrone.

Nous proposons dans ce qui suit un récapitulatif des conclusions les plus importantes de ce travail de thèse et nous présenterons à la fin des recommandations qui pourront être utiles dans le future.

8.2 Résultats obtenus

Au terme de ce travail de thèse, une étude détaillée d'un convertisseur NPC à trois niveaux a été réalisée : le principe de la topologie NPC et les propriétés énergétiques du convertisseur en mode rectangulaire ont été présentés dans le but d'avoir une estimation approximative du rendement du convertisseur. Pour ce faire, nous avons procédé à une simulation avec un convertisseur à trois niveaux en utilisant des fiches techniques des semi-conducteurs de puissances existants. Nous avons obtenu un rendement de 99.79% mais seulement pour une puissance réduite avoisinant les 7 MW.

Pour atteindre des puissances plus élevées d'environ 74 MW, nous proposons deux solutions :

- l'utilisation d'un onduleur NPC à trois niveaux avec quatre interrupteurs en série,
- l'utilisation d'un onduleur NPC à cinq niveaux avec deux interrupteurs en série.

Le rendement énergétique obtenu avec ces deux solutions avoisine 99.7%. La puissance convertie dans un convertisseur complet, est affectée deux fois par cette valeur de rendement, c'est-à-dire 99.4%.

Dans la deuxième partie de cette thèse, différentes solutions ont été proposées pour résoudre certaines difficultés issues de la nouvelle stratégie de commande proposée, et pour atteindre les objectifs suivants :

- l'amélioration, d'un point de vue harmonique, de la tension à la sortie de l'onduleur commandé en mode rectangulaire.
- l'élimination rapide de la composante continue typique du régime transitoire du courant alternatif injecté dans le réseau électrique.
- la synchronisation de la tension du réseau avec la tension générée par l'onduleur.

L'amélioration du point de vue harmonique, de la tension à la sortie de l'onduleur à trois niveaux commandé en mode rectangulaire, résulte de la prédétermination d'un angle de commutation en fonction des performances souhaitées, telles que l'élimination d'un harmonique d'ordre faible : (5), ou la réduction du taux de distorsion harmonique total. L'onduleur à cinq niveaux, quant à lui, présente deux angles de commutation ce qui permet d'éliminer deux harmoniques indésirables : (5 et 7), ou encore la réduction du taux de distorsion harmonique total.

Cette stratégie de commande permet ainsi de réduire ou d'éliminer les harmoniques d'ordre faible, sans augmenter les harmoniques d'ordre supérieur comme avec la technique de commande en modulation de largeur d'impulsion MLI. Par ailleurs, la tension fondamentale de sortie doit être contrôlée à partir de la tension continue dans le circuit intermédiaire. Cette stratégie de commande a été appliquée sur le convertisseur relié au réseau électrique et au convertisseur relié à la machine électrique.

La conversion indirecte de fréquence entre ces deux convertisseurs offre l'avantage d'un découplage des composantes harmoniques de la génératrice et celles du réseau électrique.

Un deuxième apport important, issu de cette thèse, est l'élaboration d'une méthode inédite pour éliminer rapidement la composante continue typique du régime transitoire du courant alternatif. En comparaison avec le régime transitoire lent caractérisé par un courant alternatif symétrique avec une composante continue négligeable, nous avons pu démontrer qu'il est aussi possible, par un choix judicieux de la période de transition, de varier rapidement le courant alternatif sans générer de composante continue.

Une dernière contrainte imposée par cette stratégie de commande était la synchronisation de la tension du réseau avec la tension générée par l'onduleur. Pour résoudre cette difficulté, nous avons utilisé un observateur de la tension du réseau basé sur une nouvelle approche de la PLL. Le rôle de celle-ci est de régler la période de la phase de référence qui génère les signaux de commande de l'onduleur pour la synchroniser avec la phase des tensions mesurées à partir du réseau électrique.

Dans la troisième partie de cette thèse, nous avons abordé quelques propriétés du convertisseur relié à la machine électrique. Nous avons donné un aperçu sur le choix de celui-ci. En comparaison avec le redresseur à diodes, le convertisseur proposé permet d'améliorer la qualité du courant et de la tension aux bornes de la machine. Selon la stratégie de commande proposée pour ce convertisseur, il est possible de contrôler les puissances active et réactive et d'avoir un facteur de puissance unitaire du côté de la machine ou bien du côté du redresseur. Ce convertisseur intègre aussi la fonction de démarrage du turbo-générateur, à condition de le faire fonctionner en mode pulsé.

Dans la dernière partie de cette thèse, les résultats de simulation ainsi que les vérifications expérimentales dans différents modes de fonctionnement ont démontré qu'avec cette nouvelle technique de commande il est possible de contrôler les puissances active et réactive, de permettre un fonctionnement avec un facteur de puissance unitaire, et d'injecter dans le réseau électrique un courant de bonne qualité sans composante continue et avec moins d'harmoniques.

8.3 Recommandations

Les résultats obtenus dans ce travail de thèse, sont très encourageants, ce qui nous conduit à réfléchir à une industrialisation du système proposé.

Toutefois, quelques recommandations seront très utiles pour une validation expérimentale plus ambitieuse à puissance élevée :

- Le perfectionnement du réglage de la tension continue dans le circuit intermédiaire à partir de la tension d’excitation, en tenant compte des propriétés de la machine comme le contrôle du couple électromagnétique.
- L’étude de quelques cas de défaut comme la détérioration d’un composant électronique qui peut endommager tout le convertisseur. Une analyse des défauts et un développement du concept de protection sont recommandés.
- L’étude du comportement du système en régime de variation de vitesse. En effet, en cas d’une vitesse réduite de la turbine à gaz, il faut prévoir une sur-excitation de la machine synchrone pour maintenir une tension donnée dans le circuit intermédiaire et ensuite dans le réseau électrique. Un dimensionnement de la machine synchrone est donc recommandé dans ce cas afin qu’elle puisse supporter la sur-excitation. Une autre voie possible pour un fonctionnement à vitesse variable de la génératrice est d’utiliser dans cette plage de vitesse le principe de l’affaiblissement du champ. Cette méthode demande également une étude détaillée pour un dimensionnement adéquat.
- Une autre solution pourrait être recommandée pour améliorer les performances du convertisseur NPC. Malgré ses avantages, la topologie NPC présente l’inconvénient du déséquilibre des pertes entre les semi-conducteurs utilisés à leurs limites de puissances. Cet inconvénient peut être résolu par la topologie ANPC (Active Neutral Point Clamped) proposée dans [43], où des interrupteurs actifs additionnels sont mis en anti-parallèle avec les diodes du NPC classique. Ces interrupteurs offrent des possibilités supplémentaires pour la connection au point milieu du circuit intermédiaire, et donc un moyen d’une meilleure répartition des pertes entre les semi-conducteurs de puissance.

Annexe A

Liste des symboles utilisés

symboles	définitions
U_{ko}	tension de branche de l'onduleur
U_{dc}	consigne de la tension continue dans le circuit intermédiaire
U_{dcN3}	tension continue à l'entrée d'un onduleur à trois niveaux
U_{dcN5}	tension continue à l'entrée d'un onduleur à cinq niveaux
U_{dmes}	tension continue mesurée dans le circuit intermédiaire
C	capacité des condensateurs dans le circuit intermédiaire
V_n	tension du réseau électrique : valeur de crête
i_n	courant dans une phase du réseau électrique
i_{moy}	courant moyen dans une phase du réseau électrique
ω_n	pulsation de la tension du réseau
L_n	inductance entre l'onduleur et le réseau électrique
$X_n = \omega_n \times L_n$	réactance entre l'onduleur et le réseau électrique
T_{tr}	période de transition entre un fonctionnement à vide et un fonctionnement en charge
E_L	énergie emmagasinée dans une inductance
E_{Ls}	énergie emmagasinée dans une inductance relative à la valeur nominale de la puissance apparente
δ_n	angle de commutation du convertisseur relié au réseau
ν	ordre de l'harmonique
${}^1\hat{U}$	tension fondamentale de l'onduleur
$\nu\hat{U}$	tension harmonique l'onduleur
THD	taux de distorsion harmonique total
V_{ond}	tension à la sortie de l'onduleur
V_α et V_β	phaseurs spatiaux de la tension de l'onduleur
S_{nc}	consigne de la puissance apparente du réseau

symboles	définitions
P_{nc}	consigne de la puissance active du réseau
Q_{nc}	consigne de la puissance réactive du réseau
φ_n	angle de déphasage entre la tension et le courant du réseau
θ_{nc}	consigne de l'angle de déphasage entre la tension du réseau et la tension de l'onduleur
θ_n	angle de déphasage entre la tension du réseau et la tension de l'onduleur pour un fonctionnement en charge
θ'_n	angle de déphasage entre la tension du réseau et la tension de l'onduleur pour un fonctionnement à $\cos \varphi_n$ unitaire
S_{ij}	transistors dans un onduleur triphasé à trois niveaux (i=1,..4) et (j= 1,..3)
D_{ij}	Clamping diodes dans un onduleur triphasé à trois niveaux (i=1,2) et (j=1,2,3)
S_{i+} et S_{i-}	transistors dans une phase d'un onduleur à trois niveaux (i=1,2)
D_{i+} et D_{i-}	diodes de roue libre associées aux transistors dans une phase d'un onduleur à trois niveaux (i=1,2)
D_1 et D_2	Clamping diodes dans une phase d'un onduleur trois niveaux
V_{CES}	tension de blocage du transistor
I_c	courant dans le collecteur
V_{CE}	tension Collecteur-Émetteur du transistor
R_{CE}	résistance du transistor déterminée à partir des fiches techniques
T_f	période du fondamental de la tension de l'onduleur
P_{cS}	pertes en conduction dans un transistor
I_{Cmoy}	courant moyen dans le collecteur
I_{Crms}	courant efficace dans le collecteur
P_{cD}	pertes en conduction dans une diode
I_{Fmoy}	courant moyen dans la diode
I_{Frms}	courant efficace dans la diode
I_F	courant la diode
V_{FD}	tension au borne de la diode
R_D	résistance de la diode déterminée à partir des fiches techniques
P_c	pertes en conduction dans un pont triphasé d'un onduleur à trois niveaux
P_{com}	pertes en commutation dans un transistor
t_{on}	temps de commutation à la fermeture
t_{off}	temps de commutation à l'ouverture
E_{on}	énergie de commutation à la fermeture

symboles	définitions
E_{off}	énergie de commutation à l'ouverture
f_p	fréquence de pulsation
E_{rec}	énergie de recouvrement inverse de la diode
V_g	tension d'une machine simple
i_g	courant dans une phase dde la machine
ω_g	pulsation de la tension de la machine
L_g	inductance entre une machine simple et le redresseur
$X_g = \omega_g \times L_g$	réactance entre une machine simple et le redresseur
δ_g	angle de commutation du convertisseur relié à la machine
V_{red}	tension à l'entrée du redresseur
S_{gc}	consigne de la puissance apparente de la machine
P_{gc}	consigne de la puissance active de la machine
Q_{gc}	consigne de la puissance réactive de la machine
P_{red}	consigne de la puissance active du redresseur
Q_{red}	consigne de la puissance réactive du redresseur
φ_g	angle de déphasage entre la tension et le courant de la machine simple
φ_{red}	angle de déphasage entre la tension du redresseur et le courant de la machine
θ_{gc}	consigne de l'angle de déphasage entre la tension du redresseur et la tension de la machine
θ_g	angle de déphasage entre la tension du redresseur et la tension de la machine : fonctionnement en charge
θ'_g	angle de déphasage entre la tension du redresseur et la tension de la machine : fonctionnement à $\cos \varphi_g$ unitaire
θ''_g	angle de déphasage entre la tension du redresseur et la tension de la machine : fonctionnement à $\cos \varphi_{red}$ unitaire
e_g	tension induite de la machine synchrone
V_f	consigne de la tension d'excitation de la machine synchrone
V'_f	consigne tension d'excitation de la machine synchrone pour un fonctionnement à $\cos \varphi_{red} = 1$
$i_{fc} = \frac{V_f}{R_f}$	consigne du courant d'excitation de la machine synchrone
i_f	courant d'excitation de la machine synchrone
T_m	couple mécanique de la machine synchrone
T_e	couple électromagnétique de la machine synchrone
$N = \frac{60 \times f}{p}$	vitesse de rotation en tr/min du rotor de la machine synchrone
f	la fréquence du courant alternatifs de la machine
p	nombre de paire de pôles

Annexe B

Index des abréviations

NPC	Neutral Point Clamped
ANPC	Active Neutral Point Clamped
VSI	Voltage Source Inverter
MLI	Modulation de largeur d'impulsion
PWM	Pulse width Modulation
SWM	Square Wave Modulation
PLL	Phase Locked Loop
MS	Machine synchrone
MAS	Machine asynchrone
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
DSP	Digital Signal Processor
FPGA	Field Programmable Gate Array
HET	High Efficiency Turbo gear
THD	Total Harmonic Distortion

Annexe C

Paramètres et relations équivalentes de la machine synchrone

C.1 Paramètres de la machine synchrone à 3000tr/min

paramètres	définitions
$S_g = 73.8$ MVA	puissance apparente
$P_g = 59.0$ MW	puissance active
$Q_g = 44.28$ MVAR	puissance réactive
$U_g = 11.5$ kV	tension nominale
$I = 3.705$ kA	Courant nominal
$p.f = 0.8$	facteur de puissance
$Z = 1.792$ ohm	impédance réduite
$R_s = 0.0035$ pu	résistance de l'enroulement statorique
$x_{ls} = 0.160$ pu	réactance de fuite de l'enroulement statorique
$x_d = 2.470$ pu	réactance synchrone d'axe direct
$x_q = 2.280$ pu	réactance synchrone transversale
$x'_d = 0.239$ pu	réactance transitoire d'axe direct
$x'_q = 0.390$ pu	réactance transitoire d'axe transversale
$x''_d = 0.181$ pu	réactance subtransitoire d'axe direct
$x''_q = 0.190$ pu	réactance subtransitoire transversale
$T'_{d0} = 6.65$ s	constante de temps transitoire d'axe direct en circuit ouvert
$T'_{q0} = 0.78$ s	constante de temps transitoire d'axe transversale en circuit ouvert
$T''_{d0} = 0.018$ s	constante de temps subtransitoire d'axe direct en circuit ouvert
$T''_{q0} = 0.027$ s	constante de temps subtransitoire d'axe transversale en circuit ouvert

paramètres	définitions
$T'_d = 0.64$ s	constante de temps transitoire d'axe direct en court-circuit
$T'_q = 0.13$ s	constante de temps transitoire d'axe transversale en court-circuit
$T''_d = 0.013$ s	constante de temps subtransitoire d'axe direct en court-circuit
$T''_q = 0.013$ s	constante de temps subtransitoire d'axe transversale en court-circuit

C.2 Relations équivalentes de la machine synchrone

paramètres	définitions
$L_{ls} = \frac{x_{ls}}{\omega_g}$	inductance de fuite de l'enroulement statorique
$x_{md} = x_d - x_{ls}$	réactance statorique de magnétisation d'axe direct
$L_{md} = \frac{x_{md}}{\omega_g}$	inductance statorique de magnétisation d'axe direct
$x_{mq} = x_q - x_{ls}$	réactance statorique de magnétisation d'axe transversale
$L_{mq} = \frac{x_{mq}}{\omega_g}$	inductance statorique de magnétisation d'axe transversale
$x_{lf} = \frac{(x_{md}(x'_d - x_{ls}))}{(x_{md} - (x'_d - x_{ls}))}$	réactance de fuite de l'enroulement d'axe direct
$L_{lf} = \frac{x_{lf}}{\omega_g}$	inductance de fuite de l'enroulement d'axe direct
$x_{lg} = \frac{(x_{mq}(x'_q - x_{ls}))}{(x_{mq} - (x'_q - x_{ls}))}$	réactance de fuite de l'enroulement d'axe transversale
$L_{lg} = \frac{x_{lg}}{\omega_g}$	inductance de fuite de l'enroulement d'axe transversale
$R_f = \frac{x_{lf} + x_{md}}{\omega_g \times T'_{d0}}$	résistance de fuite de l'enroulement d'axe direct
$R_g = \frac{x_{lg} + x_{mq}}{\omega_g \times T'_{q0}}$	résistance de fuite de l'enroulement d'axe transversale

paramètres	définitions
x_{lkd}	réactance de fuite de l'amortisseur d'axe direct
$L_{lkd} = \frac{x_{lkd}}{\omega_g}$	inductance de fuite de l'enroulement amortisseur d'axe direct
x_{lkq}	réactance de fuite de l'enroulement amortisseur d'axe transversale
$L_{lkq} = \frac{x_{lkq}}{\omega_g}$	inductance de fuite de l'enroulement amortisseur d'axe transversale
$r_{kd} = \frac{(x_{lkd} + (x'_d - x_{ls}))}{\omega_g \times T''_{d0}}$	résistance de fuite de l'amortisseur d'axe direct
$r_{kq} = \frac{(x_{lkq} + (x'_q - x_{ls}))}{\omega_g \times T''_{q0}}$	résistance de fuite de l'enroulement amortisseur d'axe transversale

$$x_{lkd} = \frac{(x_{md} \times x_{lf} \times (x''_d - x_{ls}))}{(x_{md} \times x_{lf} - (x_{md} + x_{lf}) \times (x''_d - x_{ls}))}$$

$$x_{lkq} = \frac{(x_{mq} \times x_{lg} \times (x''_q - x_{ls}))}{(x_{mq} \times x_{lg} - (x_{mq} + x_{lg}) \times (x''_q - x_{ls}))}$$

Table des figures

1.1	Schéma actuel de la chaîne de production de l'énergie électrique utilisant un réducteur mécanique.	1
1.2	Schéma de la chaîne de production de l'énergie électrique utilisant un convertisseur à circuit intermédiaire.	2
1.3	Schéma global du système avec un onduleur NPC à trois niveaux.	4
2.1	Cycle de joule d'une turbine à gaz.	8
2.2	Schéma de l'installation d'une turbine à gaz.	8
2.3	Convertisseur direct : cyclo-convertisseur de fréquence.	12
2.4	Convertisseur direct : convertisseur matriciel à n entrées et m sorties.	13
2.5	Convertisseur indirect à circuit intermédiaire à courant continu.	13
2.6	Convertisseur indirect à circuit intermédiaire à tension continue.	14
2.7	Montage de la cascade hypo- et hyper-synchrone.	15
3.1	Onduleur NPC à trois niveaux.	18
3.2	Une branche dans un onduleur NPC à trois niveaux.	19
3.3	États des interrupteurs dans un onduleur à trois niveaux.	19
3.4	Génération des trois niveaux dans un onduleur NPC.	20
3.5	Linéarisation de $I_c=f(V_{CE})$	22
3.6	Schéma bloc du circuit de simulation.	24
3.7	Tensions et courants dans chaque interrupteur pour un $\cos \varphi = 0.8$	26
3.8	Tensions et courants dans chaque interrupteur pour un $\cos \varphi = 1$	27
3.9	Pertes en conduction calculées par simulation.	28
3.10	Transistor en commutation.	29
3.11	Énergies de commutation E_{on} et E_{off} proposées par le fabricant en fonction du courant i_c	31
3.12	Énergies de commutation E_{on} et E_{off} calculées par Matlab en fonction du courant i_c	32
3.13	Pertes en commutation dans un onduleur à trois niveaux.	33
3.14	Pertes totales dans un onduleur à trois niveaux.	34

3.15	Branche d'un onduleur NPC à trois niveaux avec quatre interrupteurs identiques en série.	37
3.16	Circuit de simulation pour un convertisseur utilisant trois blocs d'onduleurs triphasés fonctionnant en parallèle.	37
3.17	Pertes en conduction dans un convertisseur trois niveaux à quatre interrupteurs en série par bloc.	38
3.18	Pertes en commutation dans un convertisseur NPC à trois niveaux avec quatre interrupteurs en série.	39
3.19	Pertes totales dans un convertisseur à trois niveaux avec quatre interrupteurs en série.	40
3.20	Une branche d'un onduleur NPC à cinq niveaux : (a) avec des diodes de tensions de blocage différentes : (b) avec des diodes de même tension de blocage.	41
3.21	Une branche d'un onduleur NPC à cinq niveaux avec deux interrupteurs en série.	42
3.22	Circuit de simulation pour un convertisseur utilisant trois blocs d'onduleurs triphasés fonctionnant en parallèle.	43
3.23	Pertes en conduction dans le convertisseur à cinq niveaux avec deux interrupteurs en série.	44
3.24	Pertes totales en commutation dans un onduleur à cinq niveaux avec deux interrupteurs en série.	45
3.25	Pertes totales dans un convertisseur NPC à cinq niveaux avec deux interrupteurs en série.	46
4.1	Schéma bloc de la stratégie de commande proposée, côté réseau.	50
4.2	Schéma équivalent et diagramme des tensions pour un circuit simple.	51
4.3	Evolution de la tension continue en fonction des puissances active et réactive.	52
4.4	Caractéristiques de la tension continue.	53
4.5	Diagramme de tensions et de courant dans le côté du réseau. . .	53
4.6	Consignes des puissances active et réactive.	54
4.7	Consignes de la tension continue et de l'angle de déphasage. . . .	55
4.8	Bloc fonctionnel de la simulation.	56
4.9	Schéma bloc du modulateur.	56
4.10	Puissances, tensions et courant dans un onduleur à trois niveaux.	57
4.11	Courant dans une phase de réseau pour un onduleur à trois niveaux.	57
4.12	Puissances, tensions et courant dans un onduleur à trois niveaux.	59
4.13	Puissances, tensions et courant dans un onduleur à cinq niveaux.	59
4.14	Courant dans une phase de réseau pour un onduleur à trois niveaux.	60
4.15	Courant dans une phase de réseau pour un onduleur à cinq niveaux.	60
4.16	Circuit de réglage en boucle ouverte.	61
4.17	Résultats de simulation du modèle en boucle ouverte.	62

4.18	Circuit de réglage en boucle fermée.	62
4.19	Résultats de simulation du modèle en boucle fermée.	63
4.20	Résultats de simulation du modèle en boucle fermée.	64
4.21	Tension d'une branche d'un onduleur à trois niveaux en mode rectangulaire.	65
4.22	Rapport de la tension fondamentale sur la tension continue en fonction de l'angle de commutation δ_n	66
4.23	Taux de distorsion harmonique de la tension en fonction de l'angle de commutation δ_n , pour différentes limites d'ordre d'harmoniques.	68
4.24	Taux de distorsion harmonique de la tension en fonction de l'angle de commutation δ_n	68
4.25	Analyse harmonique de la tension de phase dans un onduleur NPC à trois niveaux : $\delta_n = 18^\circ$	69
4.26	Tension d'une branche d'un onduleur à cinq niveaux en mode rectangulaire.	70
4.27	Rapport entre la tension fondamentale et la tension continue.	71
4.28	Taux de distorsion harmonique total de la tension.	72
4.29	Analyse harmonique de la tension de phase dans un onduleur NPC à cinq niveaux : $\delta_{n1} = 5.14^\circ$ et $\delta_{n2} = 25.71^\circ$	73
4.30	Représentations de la tension d'un onduleur à deux niveaux.	75
4.31	Représentations des tensions V_α et V_β dans un onduleur à 3 niveaux.	76
4.32	Représentations des tensions V_α et V_β dans un onduleur à 3 niveaux.	76
4.33	Représentations des tensions V_α et V_β dans un onduleur à cinq niveaux.	77
4.34	Représentations des tensions V_α et V_β dans un onduleur à cinq niveaux.	78
4.35	THD de la tension dans un onduleur 5 niveaux.	78
4.36	Phaseurs spatiaux de la tension réelle et de la tension fondamentale.	79
4.37	Taux de distorsion harmonique du courant et tension continue pour différentes valeurs de x_n	80
4.38	Mise en parallèle de trois blocs d'onduleurs triphasés.	82
4.39	Simulation d'un onduleur connecté au réseau via un filtre.	83
4.40	Signal v_{ond} à l'entrée du filtre.	84
4.41	Signal v'_{ond} à la sortie du filtre.	84
4.42	Signal i_l à l'entrée du filtre.	85
4.43	Signal i_n à la sortie du filtre.	85
4.44	Limitation du temps de transition.	86
4.45	Circuit simple.	88
4.46	Première transition : $k = 0.2$ n'est pas entier naturel $\Rightarrow i_{moy} \neq$ 0.	90
4.47	Deuxième transition : $k = 0.2$ n'est pas entier naturel $\Rightarrow i_{moy} \neq$ 0.	90

4.48	Première transition : $k = 1$ est un entier naturel $\Rightarrow i_{moy} = 0.$	91
4.49	Deuxième transition : $k = 1$ est un entier naturel $\Rightarrow i_{moy} = 0.$	91
4.50	Première transition : $k = 1.3$ n'est pas entier naturel $\Rightarrow i_{moy} \neq 0.$	92
4.51	Deuxième transition : $k = 1.3$ n'est pas entier naturel $\Rightarrow i_{moy} \neq 0.$	92
4.52	Première transition : $k = 2$ est un entier naturel $\Rightarrow i_{moy} = 0.$	93
4.53	Deuxième transition : $k = 2$ est un entier naturel $\Rightarrow i_{moy} = 0.$	93
4.54	Première transition : $k = 10.3$ une valeur plus élevée $\Rightarrow i_{moy} \approx 0.$	94
4.55	Deuxième transition : $k = 10.3$ une valeur plus élevée $\Rightarrow i_{moy} \approx 0.$	94
4.56	Schéma fonctionnel d'un observateur de tension du réseau.	96
4.57	Circuit de réglage vectoriel.	96
4.58	Circuit de réglage utilisant les grandeurs complexes pour des phas- seurs spatiaux.	97
4.59	Fondamental et THD de la tension filtrée en fonction de différentes valeurs du paramètre $K.$	98
4.60	Diagramme de Bode de la fonction de transfert pour différentes valeurs du gain $K.$	99
4.61	Tensions avant et après filtrage.	99
4.62	Tensions V_α et V_β avant filtrage.	100
4.63	Tensions V'_α et V'_β après filtrage.	100
4.64	Schéma fonctionnel pour générer l'angle référence de l'onduleur. . .	101
4.65	Décomposition en 24 secteurs du signal de commande de l'onduleur. .	102
4.66	Structure du circuit de la PLL utilisé pour la synchronisation. . .	102
4.67	Phases simulées et mesurées expérimentalement.	103
5.1	Redresseur à diodes relié à la machine électrique.	106
5.2	Schéma bloc de la stratégie de commande proposée, côté machine. .	107
5.3	Schéma équivalent et diagramme des tensions pour un circuit simple. .	108
5.4	Puissances actives et réactives simulées pour le 1 ^{er} cas : $Q'_g = 0.$	112
5.5	Puissances actives et réactives simulées pour le 2 ^{eme} cas : $Q'_{red} = 0.$	112
5.6	Puissances actives simulées pour les deux cas.	113
5.7	Modèle de simulation avec un redresseur à trois niveaux.	114
5.8	Tension continue à la sortie d'un redresseur à trois niveaux. . . .	115
5.9	Modèle de simulation utilisant un redresseur à cinq niveaux. . . .	116
5.10	Tension continue redressée dans une application industrielle utili- sant un redresseur à cinq niveaux.	117
5.11	Tension continue aux bornes de chaque condensateur.	118
5.12	Modèle de simulation avec des charges individuelles.	118
5.13	Tension continue aux bornes de chaque condensateur avec des charges individuelles.	119
5.14	Diagrammes vectoriels des tensions et courants.	120

5.15	Signal de référence, porteuses triangulaires et signal de commande d'un onduleur à trois niveaux.	122
5.16	Tension et courant dans la machine avant et après la transition PWM-SWM.	123
6.1	Circuit électrique de simulation utilisant une machine simple. . .	126
6.2	Schéma-bloc fonctionnel de la simulation.	127
6.3	Schéma bloc du modulateur d'un convertisseur à trois niveaux. .	127
6.4	Références des puissances active et réactive.	128
6.5	Référence de la tension continue et amplitude de la tension alternative de la machine.	129
6.6	Références des angles de déphasage : côté réseau et côté machine.	130
6.7	Tension continue dans le circuit intermédiaire obtenue par simulation.	131
6.8	Puissances, tensions et courant dans le côté du réseau.	132
6.9	Puissances, tension et courant dans le côté du redresseur.	132
6.10	Analyse harmonique du courant : côté réseau.	133
6.11	Analyse harmonique du courant : côté machine.	133
6.12	Circuit électrique de simulation avec un convertisseur NPC à cinq niveaux à circuit intermédiaire.	134
6.13	Schéma bloc du modulateur d'un onduleur à cinq niveaux.	134
6.14	Analyse harmonique du courant : côté du réseau.	135
6.15	Analyse harmonique du courant : côté de la machine.	136
6.16	Tension continue dans le circuit intermédiaire d'un convertisseur à cinq niveaux.	137
6.17	Tensions continues aux bornes de chaque condensateur.	137
6.18	Modèle de simulation avec une machine synchrone.	138
6.19	Schéma équivalent de la machine synchrone proposé par PLECS.	138
6.20	Diagrammes des tensions et des courants de la machine.	139
6.21	Tension continue dans le circuit intermédiaire et courant alternatif injecté dans le réseau électrique.	142
6.22	Courant de l'excitation et courant dans la machine.	142
6.23	Couple électromagnétique de la machine synchrone.	143
6.24	Tensions et courants de la machine et du réseau électrique. . . .	143
6.25	Analyse harmonique du courant dans une phase du réseau électrique.	144
6.26	Analyse harmonique du courant dans une phase de la machine. . .	144
7.1	Schéma bloc de l'installation expérimentale.	148
7.2	Photographie du montage pratique complet et du rack électronique placé entre le réseau et le moteur, contenant les cartes de puissance et de commande des convertisseurs.	149
7.3	Organigramme de commande et contrôle du système.	151

7.4	Tension aux bornes du stator et angle électrique mesuré par le capteur.	152
7.5	Parties principales du programme sur le DSP.	153
7.6	Phases mesurées expérimentalement.	154
7.7	Réglage de la tension intermédiaire.	156
7.8	Diagramme de tensions et de courant.	156
7.9	Cas (1) : $\hat{U}_{ond} = \hat{U}_n$, fonctionnement à vide.	157
7.10	Cas (2) : $\hat{U}_{ond} > \hat{U}_n$, compensation inductive de la puissance réactive.	158
7.11	Cas (3) : $\hat{U}_{ond} < \hat{U}_n$, compensation capacitive de la puissance réactive.	159
7.12	Fonctionnement en charge.	160
7.13	Fonctionnement à facteur de puissance unitaire.	160
7.14	Tension et courant du réseau pendant le démarrage.	161
7.15	Tension et courant de la machine pendant le démarrage.	162
7.16	Tension et courant pendant la transition du PWM à SWM.	163
7.17	Tension et courant de la machine après la transition.	164
7.18	Tension et courant du réseau après la transition.	164
7.19	Tension à vide fournie par la génératrice.	165

Liste des tableaux

3.1	Éléments enclenchés dans un onduleur NPC à trois niveaux. . . .	21
3.2	Paramètres de l'onduleur calculés à partir des fiches techniques. . . .	25
3.3	Caractéristiques du modèle de la simulation.	25
3.4	Caractéristiques du modèle de simulation.	35
3.5	Éléments enclenchés dans un onduleur NPC à cinq niveaux. . . .	41
3.6	Comparaison entre les deux solutions.	46
4.1	Caractéristiques du modèle de la simulation.	56
4.2	Comparaison entre différents types d'onduleurs.	74
4.3	Caractéristiques du modèle de simulation.	83
4.4	Caractéristiques du modèle de la simulation.	89
5.1	Définition des paramètres utilisés dans une machine simple. . . .	109
5.2	Caractéristiques du modèle utilisant un redresseur à trois niveaux. . . .	115
5.3	Caractéristiques du modèle utilisant un redresseur à cinq niveaux. . . .	116

Bibliographie

- [1] A. Rufer and M. Veenstra, "Adapting alternating current or voltage produced by generator to network involves using frequency converter between generator and network, arrangement for regulating simulation field and phase angle," *Patent, DE 103 30 473 Al, Alstom Ltd, Switzerland, 2005.*
- [2] F. Peneder, R. Lubasch, and A. Voumard, "Dispositif statique de démarrage pour centrales de pompage, compensateurs et turbogroupes à gaz," *Rev. Brown Boveri 440-447, 9/10-1974.*
- [3] P. Chambadal, *La turbine à gaz.* 1976.
- [4] H. Winter and F. Rossig "Entwicklung der Getriebe bei zu erwartenden Leistungssteigerungen" *Allianz report*, no. 2, pp. 71–78, 1998.
- [5] "Highly reliable and efficient turbo gear units," *MAAG Gear AG : www.maag-gear.com*, 2004.
- [6] J. Bonal, *Utilisation industrielle des moteurs à courant alternatif.* Technique et documentation, 2001.
- [7] H. Bühler, *Convertisseurs Statiques.* Lausanne : Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, 1991.
- [8] M. Venturini, "A new sine wave in, sine out conversion technique eliminates reactive elements," *Proc. Powercon*, no. 7, pp. E3–1–E313, 1980.
- [9] C. Schauder, "Theory and design of a 30-hp matrix converter," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 28, no. 3, pp. 546–551, 1992.
- [10] P. Wheeler and D. Grant, "A low loss matrix converter for ac variable-speed drives," *EPE Proceeding Brighton*, pp. 27–32, 1993.
- [11] A. Schuster, "Commande, réglage et optimisation d'un convertisseur matriciel pour entraînements par moteur asynchrone," *Thèse EPFL*, no. 1821, 1998.
- [12] O. Carlson and J. Hylander, "Variable speed AC-generators in wind energy converters," *MELECON'89 Mediterranean*, pp. 91 – 94, 11-13 April 1989.
- [13] M. Dahlgren, "Production à grande échelle d'électricité d'origine éolienne," *Revue ABB*, pp. 31 – 37, Mars 2000.

- [14] A. Al-Hinai and A. Feliachi, "Dynamic model of a microturbine used as a distributed generator.," *IEEE*, pp. 209 – 213, 01-February 2002.
- [15] A. Malmquist, "Microturbines, un nouvel élan pour la production décentralisée de chaleur d'électricité.," *Revue ABB*, pp. 23 – 30, March 2000.
- [16] H. Stemmler, "Sub synchronous-super synchronous inverter cascade.," *Elektrotechnische Zeitschrift*, vol. 100, no. 15, pp. 840 – 841, 1979.
- [17] T. Taguchi, "Variable speed pumped storage system fed by large scale cycloconverter.," *EPE Florence Italy*, pp. 2.237–2.242, 1991.
- [18] R. Pena, J. Clare, and G.M.Asher, "A doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters supplying an isolated load from a variable speed wind turbine.," *IEEE proc.Electr. Power Appl*, vol. Vol :143 N5, pp. 380–387, Septembre 1996.
- [19] A. Hodder, J.-J. Simond, and A. Schwery, "Unbalanced DC-link voltage regulation in a back-to-back 3-level PWM converter for a doubly-fed induction Motor/Generator.," *IEE- Electric Power Applications*, N°6 Nov 2005.
- [20] S. Turri, *Etude d'un alternateur desynchronisé*. Thèse de Doctorat, U.F.R. des Sciences Techniques et Gestion de l'industrie de l'Université des Franche-Comte, Belfort, 03.11.2000.
- [21] M. Visintin, "The active generator principle for high power electric supply : properties and limitations.," *Thèse EPFL*, no. 3324, 2005.
- [22] O. Gaupp, G. Linhofer, and G. Lochner, "Convertisseurs de fréquence statiques de haute puissance pour le trafic ferroviaire à travers les alpes.," *Revue ABB Industrie AG*, pp. 4–10, Mai 1995.
- [23] S. Mariethoz and M. Veenstra, "Alimentation d'onduleurs multiniveaux asymétriques : Analyse des possibilités de réalisation et méthodes de répartition de la puissance.," *JCGE'03 Saint-Nazaire France*, 5 et 6 juin 2003.
- [24] R. Baker, "Bridge converter circuit.," *United States Patent N. 4 270 163*, May 1981.
- [25] A. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi, "A new neutral-point-clamped PWM inverter.," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA - 17, pp. 518 – 523, September/October 1981.
- [26] S. Mariéthoz, *Étude formelle pour la synthèse de convertisseurs multiniveaux asymétriques : Topologies, Modulation et Commande*. Thèse N° 3188 EPFL, 2005.
- [27] X. Yuan, H. Stemmler, and I. Barbi, "Investigation on the clamping voltage self-balancing of the three-level capacitor clamping inverter.," *Proceeding IEEE-PESC, Charleston, SC 1999*, pp. 1059–1064.
- [28] Y. Chéron, *La commutation douce dans la conversion statique de l'énergie électrique*. Technique et Documentation- Lavoisier, 1989.

- [29] “ABB StakPak, H Series Press-pack IGBT 5SNR 20H2500,” *ABB Industry : brochure and datasheet, Switzerland Ltd*, 02 May 2004.
- [30] R. Lund, *Multilevel Power Electronic Converters for Electrical Motor Drives*. Doctoral Theses, April 2005.
- [31] PLECS, *Piece-Wise Linear Electrical Circuit Simulation for Simulink*. User Manual GmbH, Zürich (ch) 2002, <http://www.plexim.com/>, preliminary ed.
- [32] A. Benaboud and A. Rufer, “New control strategy for three level npc converter connected to the grid,” *Proceeding of the sixth IASTED International Conference*, pp. 400–405, 26-28 June 2006 Rhodes, Greece.
- [33] N. Korponay, “Comportement en régime transitoire et possibilités d’emploi de transformateurs de courant de différents types,” *Brown Boveri Revue*, no. 11/12, pp. 597–608, 1969.
- [34] A. Benaboud and A. Rufer, “Method of controlling a three level converter,” *European Patent Application, no. 06115873.9, Alstom Switzerland*, 22 June 2006.
- [35] R. Gardner, “Phase lock techniques,” *John Wiley*, 1979.
- [36] F. Nozari, “Sensorless synchronous motor drive for use on commercial transport airplanes,” *IEEE transactions on industry application*, vol. 31, pp. 850–859, July/ august 1995.
- [37] M. Benhabib and S. Saadate, “A robust control for a modular active power filter,” *International Power Electronics Conference*, pp. 2101–2106, 4-8 April 2005.
- [38] S. Mariethoz and A. Rufer, “Multisource DC-DC converter for the supply of hybrid multilevel converter,” *IEEE Industry Applications Conference- 41th IAS Annual Meeting, Tampa, Florida, USA, 8-12 October 2006*.
- [39] H. Bühler, *Electronique de puissance*, vol. XV. Lausanne : Traité d’électricité, 1987.
- [40] J. Chatelain, *Machines électriques*. Lausanne : Traité d’électricité.
- [41] C.-M. Ong, *Dynamic simulation of Electric machinery using Matlab /Simulink*. Library of Congress Cataloging-in-Publication Data, 1998.
- [42] M. Montemari and M. Nicollerat, *présentation de la carte SHARC, internet slide show*. Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne/ Laboratoire d’Electronique Industrielle, <http://leiwwww.epfl.ch/sharc>, 1998.
- [43] T. Brückner, *The Active NPC Converter for Medium-Voltage Drives*. Thesis from Technische Universität Dresden, 2006.

Curriculum vitae

Aziza Benaboud

Née le 13 février 1976 à Rabat (Salé) au Maroc

Education

1999-2002 : Diplôme des Etudes Supérieures Approfondies, option Génie Électrique, à l'École Nationale Supérieure d'Électricité et Mécanique (ENSEM), Université Hassan II. Casablanca, Maroc.

1997-1999 : Licence appliquée, option ElectroMécanique, à la Faculté des Sciences, Université Mohammed V. Rabat, Maroc.

1994-1997 : D.E.U.G en Physique-Chimie, à la Faculté des Sciences, Université Mohammed V. Rabat, Maroc.

1991-1994 : Baccalauréat Sciences Expérimentales, Académie de Rabat.

Activités professionnelles

2003-2006 Assistante Doctorante au Laboratoire d'Électronique Industrielle à l'École Polytechnique Fédérale de Lausanne.

Novembre-Décembre 2002 Stage pré-doctoral au Laboratoire d'Électronique Industrielle à l'École Polytechnique Fédérale de Lausanne.

2001-2002 Stage de fin d'études à l'ENSEM : École Nationale Supérieure d'Électricité et Mécanique à Casablanca.

Sujet : *Mise en oeuvre pratique d'un onduleur de tension triphasé commandé par la technique de modulation sinusoïdale.*

Mai 1999 Stage technique : Station de pompage de Bouregreg, ONEP : Office National de l'Eau Potable, Rabat, Maroc.

Sujet : *Établissement de la procédure d'exploitation et de maintenance d'un groupe électro-pompe à vitesse variable.*

Août 1998 Stage ouvrier, Service technique de COLAINORD : Coopérative laitière du Nord, Tétouan, Maroc.

Publications

A. Benaboud and A. Rufer, *A high Efficiency Frequency-only Converter for High Speed Generators* Poster pour Latsis Symposium Oct.13.2006, Research frontiers in Energy, Zurich, Suisse.

A. Benaboud and A. Rufer, *New control strategy for three level NPC converter connected to the grid*, Proceeding of the sixth IASTED International Conference June.26-28. 2006, Rhodes, Greece.

M. Khafallah, A. Benaboud et al., *Mise en oeuvre pratique des techniques de commande à MLI sinusoïdale*. CIMAST'2002, Quatrième Conférence Internationale sur les Mathématiques Appliquées et les Sciences de l'ingénieur. 23-25 Oct.2002, Casablanca, Maroc.

Demande de Brevet

A. Benaboud and A. Rufer, *Method of controlling a three level converter*, European Patent Application, no. 06115873.9, Alstom Switzerland, June 22, 2006