

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de L'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



UNIVERSITÉ FERHAT ABBAS - SETIF1

FACULTÉ DE TECHNOLOGIE

THESE

Présentée au Département d'Electrotechnique

Pour l'obtention du diplôme de

DOCTORAT EN SCIENCES

Option : Commande Electrique

Par

ROUABAH Boubakeur

THÈME

**Contribution à l'amélioration des performances
d'un filtre actif parallèle de puissance par
l'utilisation d'un convertisseur multicellulaire**

Soutenue le 24 / 02 / 2021 devant le Jury:

Abdelmadjid CHAOUI	Professeur	Univ. Ferhat Abbas-Sétif 1	Président
Lazhar RAHMANI	Professeur	Univ. Ferhat Abbas-Sétif 1	Directeur de thèse
Abdelouahab BOUAFIA	Professeur	Univ. Ferhat Abbas-Sétif 1	Examineur
Youcef SOUFI	Professeur	Univ. Larbi Tébessi-Tébessa	Examineur
Djallal DIB	Professeur	Univ. Larbi Tébessi-Tébessa	Examineur

Remerciements

Les travaux de recherche réalisés dans cette thèse ont été effectués au Laboratoire d'Automatique Sétif (LAS) de l'Université Farhat Abbas Sétif – 1, Algérie.

Je saisis cette occasion pour témoigner ma grande reconnaissance à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de cette thèse.

- Je tiens, tout particulièrement, à adresser mes premiers remerciements à Monsieur RAHMANI Lazhar, Professeur à l'Université Farhat Abbas Sétif – 1, pour la confiance, le soutien, les idées qu'il m'a prodiguées aussi pour l'aide, la disponibilité, le temps qu'il m'a consacré et les conseils qu'il m'a apportés tout au long de ce travail. Qu'il trouve, ici, l'expression de ma plus profonde gratitude et reconnaissance.
- Je remercie Monsieur CHAOUI Abdelmadjid, Professeur à l'université farhat Abbas Sétif-1 pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de présider ce jury.
- Je remercie également Monsieur BOUAFIA Abdelouahab (Professeur à l'université Farhat Abbas Sétif-1), Monsieur KESSAL Abdelhalim (Professeur à université de BBA), Monsieur SOUFI Youcef (Professeur à l'Université de Tebessa), Monsieur DIB Djallal (Professeur à l'Université Tebessa), pour avoir accepté de rapporter mon travail.
- Je remercie, également, Monsieur TOUBAKH Houari, MC à l'Université Kasdi Merbah, Ouargla pour avoir accepté d'être membre invité de ce travail.

Je remercie aussi tout le personnel du laboratoire LAS et le personnel du département d'électrotechnique.

Je dédie cette thèse à mes parents,

A ma femme Ibtissam Bouafia

A mes enfants Med SALAH et Rima.

A Mes frères et sœurs

A toute ma famille ,et mes amis.

Liste des figures

CHAPITRE I. INTRODUCTION GENERALE.....	
Fig. I.1 Organigramme de la méthodologie de la recherche.....	4
CHAPITRE II. QUALITE DE L'ENERGIE ELECTRIQUE.....	
Fig. II.1 Décomposition harmonique.	9
Fig. II.2 Filtre actif parallèle.....	12
Fig. II.3 Filtre actif série.....	12
Fig. II.4 Convertisseur multi-niveaux de type Pont-H.....	14
Fig. II.5 Convertisseur multi-niveaux de type <i>NPC</i>	15
Fig. II.6 Convertisseur multicellulaire à trois cellules.....	16
Fig. II.7 Configuration une.....	17
Fig. II.8 Configuration deux.....	17
Fig. II.9 Configuration trois.....	18
Fig. II.10 Configuration quatre.....	18
Fig. II.11 Configuration cinq.....	18
Fig. II.12 Configuration six	19
Fig. II.13 Configuration sept.....	19
Fig. II.14 Configuration huit.....	19
CHAPITRE III. MODELISATION ET SIMULATION DU CONVERTISSEUR MULTICELLULAIRE.....	
Fig. III.1 hacheur multicellulaire à N cellules.....	25
Fig. III.2 Onduleur multicellulaire monophasé à N cellules.	26
Fig. III.3 Commande MLI du hacheur multicellulaire à trois cellules.	27
Fig. III.4 Equilibrage naturel des tensions des condensateurs flottants du hacheur multicellulaire à trois cellules.	28
Fig. III.5 La tension de la charge du hacheur multicellulaire à trois cellules.	28
Fig. III.6 Le courant de la charge du hacheur multicellulaire à trois cellules.	28
Fig. III.7 La contrainte en tension sur un interrupteur du hacheur multicellulaire à trois cellules.	29
Fig. III.8 Equilibrage naturel des tensions des condensateurs flottants du hacheur multicellulaire à cinq cellules.	29
Fig. III.9 La tension de la charge du hacheur multicellulaire à cinq cellules.....	29
Fig. III.10 Le courant de charge du hacheur multicellulaire à cinq cellules.	30
Fig. III.11 La contrainte en tension sur un interrupteur du hacheur multicellulaire à cinq cellules.	30
Fig. III.12 Commande MLI du hacheur abaisseur classique.....	30
Fig. III.13 La tension de la charge du hacheur abaisseur classique.	31
Fig. III.14 Le courant de charge du hacheur abaisseur classique.	31
Fig. III.15 La contrainte en tension sur un interrupteur du hacheur classique.	31

Fig. III.16 Commande MLI de l'onduleur multicellulaire à trois cellules.	32
Fig. III.17 La tension de charge de l'onduleur multicellulaire à trois cellules.	32
Fig. III.18 Equilibrage naturel des tensions des condensateurs flottants de l'onduleur multicellulaire à trois cellules.	33
Fig. III.19 Le courant de charge de l'onduleur multicellulaire à trois cellules.	33
Fig. III.20 Analyse fréquentielle du courant de charge de l'onduleur multicellulaire à trois cellules	33
Fig. III.21 La contrainte en tension sur un interrupteur de l'onduleur multicellulaire à trois cellules.	33
Fig. III.22 Equilibrage naturel des tensions des condensateurs flottants de l'onduleur multicellulaire à cinq cellules..	34
Fig. III.23 La tension de la charge de l'onduleur multicellulaire à cinq cellules.	34
Fig. III.24 Le courant de la charge de l'onduleur multicellulaire à cinq cellules.	34
Fig. III.25 Analyse fréquentielle du courant de la charge de l'onduleur multicellulaire à cinq cellules.	35
Fig. III.26 La contrainte en tension sur un interrupteur de l'onduleur multicellulaire à cinq cellules.	35
Fig. III.27 Onduleur deux niveaux demi pont.	35
Fig. III.28 Tension de la charge de l'onduleur à deux niveaux en demi-pont.	36
Fig. III.29 Courant de la charge de l'onduleur à deux niveaux en demi-pont.	36
Fig. III.30 Analyse fréquentiel du courant de la charge de l'onduleur à deux niveaux en demi-pont.	36
Fig. III.31 La contrainte en tension sur un interrupteur de l'onduleur à deux niveaux en demi-pont.	36
Fig. III.32 La linéarisation du système non linéaire.	40
Fig. III.33 Boucle de régulation avec correcteur proportionnelle	41
Fig. III.34 Boucle de régulation simplifiée.	42
Fig. III.35 Onduleur triphasé demi-pont multicellulaire à trois cellules	42
Fig. III.36 Courant de la charge d'un onduleur triphasé multicellulaire à trois cellules.....	43
Fig. III.37 THD du courant de la charge.	43
Fig. III.38 Les tensions des condensateurs flottants.	43
Fig. III.39 Courant de la charge de l'onduleur triphasé multicellulaire à trois cellules avec une charge déséquilibrée.	44
Fig. III.40 Courant de la charge de l'onduleur triphasé multicellulaire à trois cellules avec une variation de la référence du courant de la charge	44
Fig.II.41 Les tensions des condensateurs lors de la variation de la tension de la source.	45
Fig. III.42 Courant de la charge de l'onduleur triphasé multicellulaire à trois cellules avec une variation de la tension de la source.	45

CHAPITRE IV. UTILISATION DU CONVERTISSEUR MULTICELLULAIRE EN FILTRE ACTIF SHUNT DE PUISSANCE

Fig.IV.1 Filtre actif shunt à base de l'onduleur multicellulaire.	49
Fig.IV.1 Théorie de la puissance réactive instantanée.....	51
Fig. IV.3 Linéarisation exacte du filtre actif shunt à base de l'onduleur multicellulaire.....	53
Fig. IV.4 Schéma de commande du filtre actif à base de l'onduleur multicellulaire.....	53
Fig. IV.5 Tension du bus continu et tensions des condensateurs flottants avec la commande par linéarisation exacte.	54
Fig. IV.6 Courants de la charge non linéaire.	55
Fig. IV.7 Spectre du courant de la charge non linéaire.	55
Fig. IV.8 Courants générés par le filtre actif à base de l'onduleur multicellulaire	55
Fig. IV.9 Courants du réseau après la compensation des harmoniques.	55
Fig. IV.10 Spectre du courant du réseau.	56
Fig .IV.11 Tension du bus continu lors de la variation de la charge.....	56
Fig.IV.12 Courant du réseau lors de la variation de la charge.	57
Fig.IV.2 Tension du bus continu lors de la variation de V_{dc-ref}	57
Fig. IV.3 Courants du réseau lors de la variation de V_{dc-ref}	57
Fig .IV.15 Compensation du déséquilibre utilisant la commande par linéarisation exacte.	59
Fig .IV.4 Courant de la charge déséquilibrée i_{chabc}	60
Fig .IV.17 Courants du réseau lors du déséquilibre de la charge	60
Fig .IV.18 Tension du bus continu v_{dc} lors du déséquilibre de la charge.	60
Fig .IV.5 Tensions triphasé du réseau ($V_{sa} = 311V, V_{sb} = 450A, V_{sc} = 400V$).	61
Fig .IV.6 Courants triphasé de la charge i_{chabc} lors du déséquilibre de la tension de la source...	61
Fig .IV.7 Courants triphasé du réseau i_{sabc} lors du déséquilibre de la tension triphasé du réseau.	61
.....	
Fig. IV. 8 Tension du bus continu v_{dc} lors du déséquilibre de la tension du réseau.....	62
Fig. IV. 23 Représentation de la fonction signe.....	64
Fig. IV. 9 Tension du bus continu et tensions des condensateurs flottants pour la commande par mode glissant.	65
Fig. IV.25 Courants générés par le filtre actif à base de l'onduleur multicellulaire.	66
Fig .IV.26 Courants du réseau après la compensation des harmoniques.	66
Fig .IV.27 Spectre du courant du réseau.	66
Fig .IV.28 Tension du bus continu lors de la variation de la charge.	67
Fig .IV.29 Courant du réseau lors de la variation de la charge.	67
Fig .IV.10 Tension du bus continu lors de la variation de V_{dcref}	68
Fig .IV.11 Courant du réseau lors de la variation de V_{dcref}	68
Fig .IV.12 Courant du réseau i_{sabc} lors du déséquilibre de la charge.....	69

Fig .IV.13 Tension du bus continu v_{dc} lors du déséquilibre de la charge.	69
Fig .IV.34 Courants de la source i_{sabc} lors du déséquilibre de la tension de la source.	70
Fig .IV.35 Tension du bus continu v_{dc} lors du déséquilibre de la tension de la source.	70
Fig .IV.36 Circuit équivalent entre deux phases (a et b) du filtre actif.	71
Fig .VI. 37 Schéma global de la commande adaptative par linéarisation exacte.	72
Fig .IV.14 Courants du réseau i_{sabc} pour une $V_{dc-ref} = 1000V$	72
Fig .IV.15 Courants du réseau i_{sabc} pour $V_{dc-ref} = 1400V$	73
.....	
Fig .IV. 16 v_{dc} , v_{c1} et v_{c2} pour différents valeurs de la puissance de <i>CNL</i>	74
Fig. IV.41 Les courants i_{sabc} pour différents valeurs de la puissance de <i>CNL</i>	74
Fig. IV.42 Les courants i_{sabc} pour différents valeurs de la puissance de <i>CNL</i>	74

CHAPITRE V. FILTRAGE ACTIF DES HARMONIQUES PAR UNE MADA A BASE DU CONVERTISSEUR MULTICELLULAIRE COMMANDEE PAR LINEARISATION EXACTE ET UTILISEE DANS UN SYSTEME DE PRODUCTION EOLIEN

Fig. V.1 Système de conversion d'énergie éolien.....	77
Fig. V.2 Coefficient de la puissance en fonction de λ	78
Fig. V.3 Mode moteur hypo-synchrone.....	79
Fig. V.4 Mode moteur hyper-synchrone.	79
Fig. V.5 Mode générateur hypo-synchrone.	79
Fig. V.6 Mode générateur hyper-synchrone.	80
Fig. V.7 Schéma bloc de la <i>MADA</i>	84
Fig. V.8 utilisation de la <i>MADA</i> comme filtre actif.	85
Fig. V.9 courants du réseau i_{gabc}	86
Fig. V.10 <i>THD</i> des courants du réseau.....	86
Fig. V.11 courants du stator de la <i>MADA</i>	86
Fig. V.12 <i>THD</i> des courants du stator de la <i>MADA</i>	86
Fig. V.13 Courants harmoniques nécessaires à la compensation.....	87
Fig. V.14 Courants de la charge non linéaire	87
Fig. V.15 filtrage actif dans un système de conversion éolienne à base de la <i>MADA</i>	89
Fig. V.16 Puissance active et réactive de la <i>MADA</i> (P_s et Q_s)	90
Fig. V.17 Vitesse angulaire du rotor de la <i>MADA</i>	90
Fig. V.18 Courants rotoiques.....	91
Fig. V.19 Tension du bus continu et tensions des condensateurs du convertisseur coté réseau.....	91
Fig. V.20 Courants de la charge non-linéaire.	91
Fig. V.23 Courants du convertisseur multicellulaire coté réseau.	92
Fig. V.24 Courants statoriques de la <i>MADA</i>	92
Fig. V.25 <i>THD</i> du Courants statoriques de la <i>MADA</i>	92

Liste des tableaux

CHAPITRE II. QUALITE DE L'ENERGIE ELECTRIQUE

Tableau II.1 les configurations possibles du convertisseur multi-niveau NPC..... 15

Tableau II.2 les configurations possibles du convertisseur multicellulaires trois cellules 17

CHAPITRE III. MODELISATION ET SIMULATION DU CONVERTISSEUR MULTICELLULAIRE

Tableau. III.1 Comparaison entre trois topologies du hacheur..... 31

Tableau. III.2 Comparaison entre trois topologies de l'onduleur monophasé..... 37

CHAPITRE IV. UTILISATION DU CONVERTISSEUR MULTICELLULAIRE EN FILTRE ACTIF SHUNT DE PUISSANCE

Tableau. IV.1 Comparaison entre les résultats de simulation... 75

Table des matières

CHAPITRE I. INTRODUCTION GENERALE	1
I.1. Contexte et Motivation	2
I.2. Contributions Scientifiques.....	4
I.1. Organisation de la thèse	5
CHAPITRE 2. QUALITE DE L'ENERGIE ELECTRIQUE	7
II.1. Introduction	8
II.2. Problème de la qualité de l'énergie.....	8
II.2.1. Puissance Réactive (Facteur de puissance réduit)	8
II.2.2. Harmoniques.....	8
II.2.2.1. Décomposition des harmoniques.....	9
II.2.2.2. Mesure des harmoniques.....	9
II.3. Limites et normes de la qualité de l'énergie.....	10
II.4. Effets de la qualité de l'énergie.....	10
II.4.1. Compensation passive (solution traditionnelle).....	10
II.4.2. Compensation Active (Solutions modernes).....	11
II.5. Convertisseurs de puissance utilisés dans les filtres actifs.....	13
II.6. Structures des convertisseurs de puissance multi-niveaux	13
II.6.1. Convertisseur multi-niveau de type Pont-H.....	13
II.6.2. Convertisseur multi-niveau NPC (Neutral Point Clamped)	14
II.6.3. Convertisseurs multicellulaires séries.....	15
II.6.4. Hypothèses simplificatrices.....	16
II.6.5. Configurations possibles du convertisseur multicellulaire à trois cellules.....	16
II.7. Commande des systèmes non-linéaire	21
II.7.1. Commande par mode glissant.....	21
II.7.2. Commande adaptative.....	21
II.7.3. Commande par linéarisation exacte.....	22
II.8. Convertisseur de puissances dans les systèmes de conversion des énergies éolienne.....	22
II.8.1. Topologie de conversion d'énergie éolienne.....	22
II.9. Conclusion	23
CHAPITRE III. MODELISATION ET SIMULATION DU CONVERTISSEUR MULTICELLULAIRE	24
III.1. Introduction.....	25

III.2. Modélisation aux valeurs instantanées.....	25
III.2.1. Fonctionnement hacheur abaisseur	25
III.2.2. Fonctionnement onduleur.....	27
III.2.3. Commande du convertisseur multicellulaire à partir du modèle instantané.....	28
III.3. Modélisation aux valeurs moyennes.....	38
III.3.1. Fonctionnement hacheur abaisseur	38
III.3.2. Fonctionnement onduleur.....	40
III.3.3. Commande du convertisseur multicellulaire à partir du modèle aux valeurs moyennes	40
III.3.4. Application de linéarisation exacte à un onduleur multicellulaire triphasé à trois cellules	42
III.3.5. Boucle de régulation proportionnelle.....	43
III.4. Conclusion.....	47
CHAPITRE IV. UTILISATION DU CONVERTISSEUR MULTICELLULAIRE EN FILTRE ACTIF SHUNT DE PUISSANCE.....	48
IV.1. Introduction.....	49
IV.2. Description du système du filtre actif à base d'onduleur multicellulaire.....	49
IV.3. Régulation de la tension du bus continu.....	50
IV.3.1. Théorie de la puissance réactive instantanée	50
IV.3.2. Calcul de ΔP	52
IV.4. Régulation des courants du filtre.....	52
IV.4.1. Modélisation du filtre actif à base de l'onduleur multicellulaire à trois cellules.....	52
IV.4.2. Commande par linéarisation exacte du filtre actif proposé.....	53
IV.4.3. Commande par mode glissant du filtre actif proposé.....	63
IV.4.4. Commande adaptative par linéarisation exacte du filtre actif proposé.....	71
IV.5. Conclusion.....	76
CHAPITRE V. FILTRAGE ACTIF DES HARMONIQUES PAR UNE GADA A BASE DU CONVERTISSEUR MULTICELLULAIRE COMMANDEE PAR LINEARISATION EXACTE ET UTILISEE DANS UN SYSTEME DE PRODUCTION EOLIEN.....	77
V.1. Introduction.....	78
V.2. Modélisation du système de conversion éolien.....	78
V.2.1. Modélisation de la turbine éolienne.....	78
V.2.2. fonctionnement de la GADA.....	79
V.3. Modélisation de la GADA.....	81
V.3.1. Hypothèses simplificatrices.....	81
V.3.2. Control indépendant des puissances active et réactive de la GADA.....	83
V.4. Utilisation du GADA comme filtre actif de puissance.....	85

V.4.1. Modélisation du filtrage actif à base du GADA.....	85
V.4.2. Résultats de simulation.....	86
V.5. Utilisation du convertisseur multicellulaire comme filtre actif dans WECS.....	88
V.6. Conclusion.....	94
CHAPITRE IV. CONCLUSION GENERALE.....	95
VI.1. Principales conclusions	96
VI.2. Perspectives.....	97
BIBLIOGRAPHIE	

Chapitre I

Introduction générale

I.1. Contexte et Motivation

Les convertisseurs multicellulaires et leurs utilisations dans l'amélioration de la qualité de l'énergie dans les réseaux électrique et dans le système de conversion de l'énergie éolienne seront présenté dans ce chapitre, la problématique de la qualité de l'énergie électrique est abordé afin de cerner les différents défis et identifier les verrous scientifiques liés à cette problématique qui touche particulièrement le monde industriel ou les charges électroniques et les charges électriques de puissance deviennent de plus en plus vulnérable et sensibles à la qualité de l'énergie électrique, des normes internationales s'imposent pour inciter les industriels à contrôler leurs qualités d'énergie électrique pour limiter la pollution du réseau électrique. Pour ces différentes raisons, les opérateurs industriels sont beaucoup plus prudents aux pertes économiques que les problèmes de la qualité de l'alimentation électrique peuvent causer dans leurs processus [1].

Généralement, les problèmes de la qualité de l'énergie électrique sont dus par les charges électriques qui possèdent un comportement non linéaire, c'est-à-dire la forme d'onde du courant consommé ne reflète pas la forme d'onde de tension d'alimentation, ces charges non linéaires comme les machines électriques à circuit magnétique saturable, les machines tournantes avec une géométrie de construction non idéale (distribution de bobinage, entrefer asymétrique, excentricité du rotor...), et les convertisseurs statiques de puissance à base du dispositif de semi-conducteurs génèrent des courants harmoniques déséquilibrés dans le PCC, qui peuvent provoquer des échauffements dans ces machines et augmentent les vibrations mécaniques. Les convertisseurs statiques de puissance tels que les redresseurs, les cyclo-convertisseurs et les onduleurs permettent dans ces dernières années de contrôler le courant et la tension des machines électriques d'une manière à augmenter l'efficacité, la contrôlabilité et la souplesse. Cependant, ils sont des charges non linéaires les plus utilisées dans l'industrie [2-6]. Autre problème de la qualité de l'énergie c'est la consommation de l'énergie réactive, qui se traduit par un faible facteur de puissance. Cette énergie est utilisée pour la production du champ magnétique nécessaire au bon fonctionnement des transformateurs et des machines électriques, mais elle a certaines conséquences indésirables, elle augmente le courant consommé pour le même niveau de charge. Par conséquent, les pertes, les opérations de maintenances et le coût de fonctionnement des systèmes sont augmentés [7-9]. Plusieurs techniques sont employées pour remédier à ces problèmes de la qualité de l'énergie. Elles sont généralement classées selon le type du problème (charge non linéaire, facteur de puissance faible, courant déséquilibré, excès du courant du neutre). Des filtres actifs à base des convertisseurs de puissance sont proposés dans la littérature telle que les filtres actifs shunts, séries ou la combinaison des deux structures et les filtres hybrides [10-15].

Avec l'augmentation de la tension de fonctionnement des machines dans l'industrie moderne, les convertisseurs de puissance multicellulaire sont favorisés dans les milieux industriels du fait de leurs capacités de diminuer les contraintes en tension sur les interrupteurs, augmenter la fréquence de commutation, diminuer le dv/dt , assurer la robustesse contre le déséquilibre de la charge et de la tension triphasée du réseau, la variation de la charge et du bus continu et améliorer la forme d'onde de la tension de sortie [15-19].

L'intégration de la structure multicellulaire dans le filtrage actif de puissance peut répondre à la contrainte de montée en puissance électrique dans le monde industriel d'aujourd'hui, améliorer le *THD* du courant du réseau et augmenter la tension d'utilisation [15-19].

L'intégration de la structure multicellulaire dans le filtrage actif de puissance peut répondre à la contrainte de montée en puissance électrique dans le monde industriel d'aujourd'hui, améliorer le *THD* du courant du réseau et augmenter la tension d'utilisation [15], [17].

Dans le système de conversion d'énergie éolienne (*WECS*), les courants harmoniques dans le stator de la *GADA* peuvent augmenter les vibrations mécaniques et les contraintes thermiques [20-22]. Cependant, l'exploitation des avantages de filtrage actif à base du convertisseur multicellulaire dans le *WECS* sera un grand défi.

La propagation des courants harmoniques dans le réseau électrique a des effets néfastes sur les charges sensibles et peut augmenter les vibrations mécaniques et contraintes thermiques dans le *WECS*. Le filtre actif de puissance shunt à base de convertisseur statique de puissance peut compenser ces harmoniques de courant. Néanmoins, les convertisseurs de puissance classiques présentent plusieurs problèmes tels que les variations importantes des dv/dt et di/dt , contrainte de tension très grande à l'état bloqué des interrupteurs et la tension de sortie est riche en harmonique. Les convertisseurs de puissance multicellulaires peuvent remédier à ces problèmes car ses interrupteurs de puissance peuvent supporter la fréquence de commutation. Ces caractéristiques rendent le convertisseur multicellulaire plus adapté au filtrage actif de puissance et réduire le risque des vibrations mécaniques et contraintes thermiques dans le *WECS*.

Ce travail de thèse se concentre sur l'exploitation des avantages de la structure multicellulaire dans le filtrage actif de puissance pour compenser les harmoniques de courant dans le réseau électrique et dans le *WECS*. Les objectifs de la thèse sont résumés dans les points suivants :

- i. Compenser les harmoniques du courant par un filtre actif de puissance shunt à base du convertisseur multicellulaire.
- ii. Utilisation des interrupteurs semi-conducteurs à puissance réduite ce qui augmente la fréquence de commutation admissible et réduire la contrainte en tension à l'état bloqué des interrupteurs.
- iii. Utilisation des commandes non-linéaires pour assurer la robustesse contre les déséquilibres et les variations de la charge et de la source.
- iv. Minimiser les vibrations mécaniques et les contraintes thermiques dans le *WECS*.

I.2. Contributions Scientifiques :

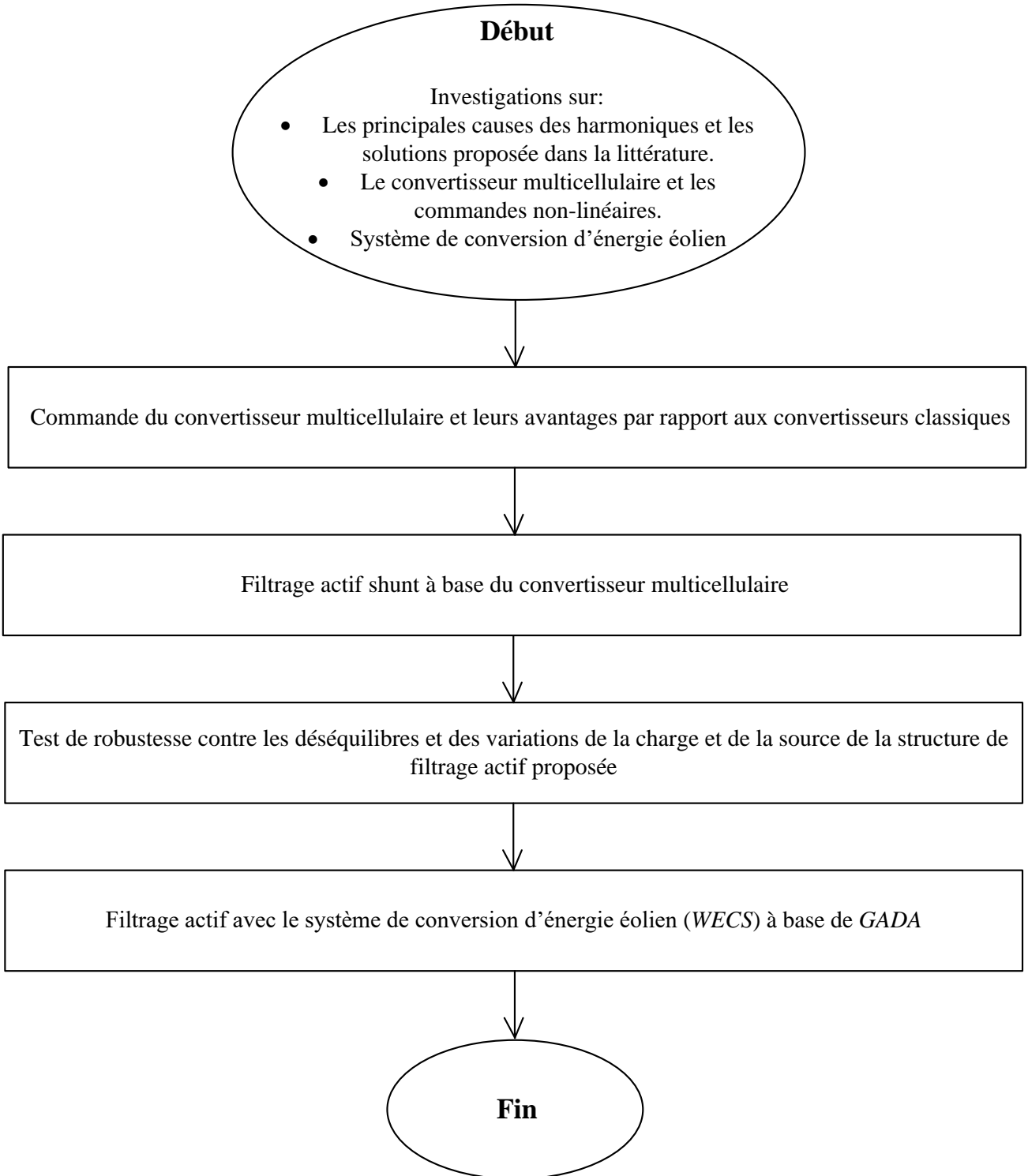


Fig. I.1 Organigramme de la méthodologie de la recherche.

La figure *I.1* met en exergue les contributions apportées par ce travail de thèse. Dans la littérature plusieurs travaux se sont adressés à la problématique de la qualité de l'énergie électrique souvent divisée en deux types d'approches dont la manière d'effectuer le filtrage peut se faire en se basant sur un filtre passif ou un filtre actif. Dans [23], un filtre passif LC est utilisé pour éliminer les harmoniques de courant. La référence [24] présente un filtre passif pour compenser les harmoniques d'une charge non-

linéaire et augmenter la capacité d'un système photovoltaïque. Cependant, ces types des filtres ne peuvent pas gérer les variations des caractéristiques du réseau électrique puisqu'ils peuvent causer la résonance avec les charges LC, et occupe un grand volume (grande taille). Pour faire face à ces problèmes, les filtres actifs sont proposés. Dans [25-27], un filtre actif de puissance shunt à base du convertisseur classique deux niveaux est utilisé pour mitiger les harmoniques de la charge non-linéaire et compenser l'énergie réactive. Pour profiter les avantages des filtres passif et actif, une combinaison de deux filtres (structure hybride) est proposée dans les travaux des références [28-31]. Pour mieux positionner notre contribution par rapport aux travaux déjà existants dans la littérature, une investigation sur les principales causes des harmoniques et les problèmes de la qualité de l'énergie électrique a été réalisée, les solutions proposées dans la littérature et les différentes normes qui canalisent les facteurs de la qualité de l'énergie sont étudiées. Les contributions apportées par ce travail de thèse sont résumées comme suit :

- i. Modélisation aux valeurs instantanées et aux valeurs moyennes de convertisseur multicellulaire fonctionnement hacheur et onduleur et une comparaison des performances en termes de la qualité de tension de sortie, le courant de charge et la contrainte en tension sur les interrupteurs avec la topologie deux niveaux des convertisseurs statiques de puissance ont été réalisés.
- ii. Le développement d'une approche de filtrage actif basée sur la structure multicellulaire des convertisseurs statiques de puissance avec les commandes non-linéaires (mode glissant, linéarisation exacte et la commande adaptative) afin d'assurer la robustesse du filtre actif contre le déséquilibre de la charge et de la source, le bon fonctionnement du filtre actif lors de variation brusque de tension du bus continu et de la charge, et la comparaison entre les différents niveaux de puissance de charge en termes de *THD*, est proposée.
- iii. Le développement d'une approche de filtrage actif basée sur un convertisseur multicellulaire du système de conversion d'énergie éolienne *WECS* à base de *GADA* afin de minimiser les vibrations mécaniques et les contraintes thermiques est effectué. Le filtrage actif a été réalisé en se basant sur la structure multicellulaire des convertisseurs statiques de puissance avec la commande par linéarisation exacte.

I.3. Organisation de la thèse

Le reste de ce manuscrit de thèse de doctorat est organisé comme suit :

Le deuxième chapitre contextualise la problématique de la qualité de l'énergie ainsi une étude comparative sur les convertisseurs statiques de puissance et leurs types de commande, en guise de rappel les systèmes de conversion éoliens sont présentées. Les convertisseurs statiques de puissance classiques et multi-niveaux ainsi les différentes topologies des convertisseurs multicellulaires sont présentées. Les commandes non-linéaires des convertisseurs statiques sont analysées afin de mettre en exergue leurs avantages et inconvénients. Enfin un rappel sur les différentes topologies des systèmes de conversion éoliens est étalé.

Dans le troisième chapitre, un travail de modélisation de la structure multicellulaire du convertisseur électrique est mené pour simuler le fonctionnement du convertisseur électrique multicellulaire. Le modèle mathématique développé sera utilisé comme une base pour tester les algorithmes de commande développés dans les chapitres suivants.

Chapitre I : Introduction générale

Dans le quatrième chapitre, une commande par mode glissant est développée en utilisant un convertisseur multicellulaire série dans le filtrage actif shunt. La commande par linéarisation exacte et la commande adaptative par linéarisation exacte sont également développées, une comparaison entre les performances des algorithmes de commande est menée.

Dans le cinquième chapitre, un convertisseur multicellulaire pour le filtrage actif dans un système de conversion d'énergie éolien, avec la commande par linéarisation exacte est développé.

Le manuscrit se termine par le sixième chapitre qui est une conclusion générale et des perspectives illustrant l'étendue de ce travail de thèse.

Chapitre II

Qualité de l'énergie électrique

II.1.Introduction

Dans ce chapitre, la problématique de la qualité de l'énergie est présentée, ainsi une étude comparative sur les convertisseurs statiques de puissance et leurs types de commande, en guise de rappel les systèmes de conversion éoliens sont présentés. Les convertisseurs statiques de puissance classiques et multi-niveaux ainsi les différentes topologies des convertisseurs multicellulaires sont présentées. Les commandes non-linéaires des convertisseurs statiques sont analysées afin de mettre en exergue leurs avantages et inconvénients. Enfin un rappel sur les différentes topologies des systèmes de conversion éoliens est effectué.

II.2. Problème de la qualité de l'énergie

L'énergie électrique idéale que doit être fourni aux consommateurs doit posséder une forme triphasée sinusoïdale équilibrée avec une fréquence fixe et une amplitude fixe. Cependant, plusieurs perturbations peuvent affecter le system électrique [32], à savoir :

- La variation de la tension,
- Le déséquilibre du courant et de tension, et
- La distorsion harmonique.

La norme *IEEE 141 – 1993* fournit une liste des charges qui génèrent des harmoniques sur les systèmes électriques où les convertisseurs de puissance statiques sont les plus importants [35].

- Fours à arc électrique et soudage par résistance.
- Machines électriques statiques et tournantes.
- Variateurs de vitesse
- Convertisseurs de puissance
- Onduleur du système photovoltaïque.

Ces variations sont telles que : interruptions, creux de tension (Sags), surtension (Swells), fluctuations (Flikers), déséquilibre du courant et de la tension.

II.2.1. Puissance Réactive (Facteur de puissance réduit)

La puissance réactive c'est une puissance imaginaire souvent représentée par le symbole Q . La puissance réactive ne se traduit sous aucune forme de puissance réelle (travail mécanique, température...). Elle est consommée par les machines électrique (moteur transformateur...) pour produire le champ magnétique nécessaire au fonctionnement. Elle est mesurée en unités de *VAR* (Volte Ampère Réactive) et résulte du déphasage entre le courant et la tension. Leur effet est de surcharger les lignes électriques de transmission, surcharger les transformateurs de distribution parce qu'elle est considérée dans la puissance admissible des transformateurs et câbles et ne produira pas des effets exploitables [33-34].

II.2.2. Harmoniques

La distorsion harmonique est la présence des signaux sinusoïdaux d'amplitude faible et fréquences supérieures à la fréquence du fondamental du signal. Cette distorsion en courant ou en tension est due à des charges non linéaires qui consomment des courants non sinusoïdaux (riche en harmoniques). Malgré la tension d'alimentation soit sinusoïdale, une relation non linéaire entre le courant et la tension se produit. Ces courants harmoniques peuvent avoir des effets néfastes sur les équipements électriques.

II.2.2.1. Décomposition en série des harmoniques

Si la fréquence du fondamental est f_1 , les fréquences des harmoniques sont kf_1 tel que k est un nombre entier positif et appelé rang d'harmonique.

Les composantes harmoniques dont la fréquence n'est pas un multiple entier de la fréquence du fondamental sont appelées inter-harmonique. Les infra-harmoniques sont des composantes sinusoïdales dont la fréquence est inférieure à la fréquence du fondamental [36].

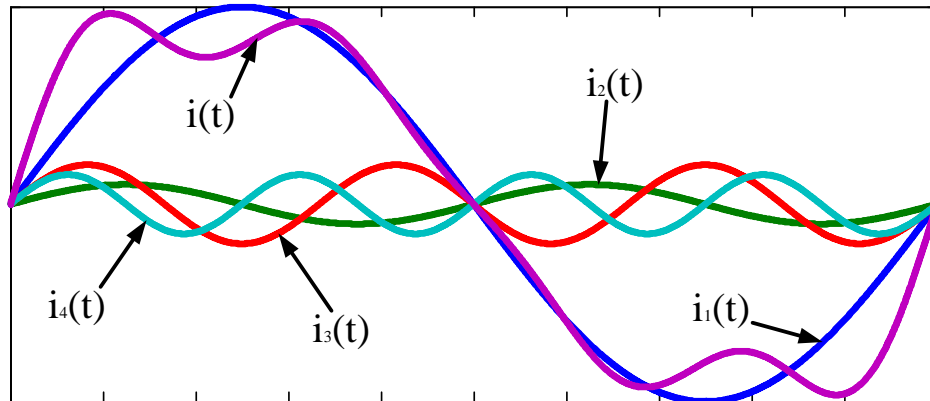


Fig. II.1 Décomposition harmonique.

Toute forme d'onde périodique peut être décomposée ou analysée en une onde fondamentale et un ensemble d'harmoniques (deuxième, troisième, quatrième et cinquième). Cette séparation ou analyse est dans le but d'étudier l'effet de la forme d'onde sur le système électrique est appelée analyse harmonique. La décomposition d'une onde périodique de cette manière est appelée analyse de Fourier, d'après le mathématicien français Jean-Baptiste Fourier (1768-1830).

$$i(t) = I_0 + \sum_{k=1}^{\infty} I_k * \cos(\omega_k * t + \varphi_k) \quad \text{II-1}$$

I_0 est la composante continue de la série de Fourier, la composante fondamentale est de rang 1 ($k = 1$). Cette composante fondamentale est considérée comme étant fixe (50Hz en Europe, 60Hz aux Etats Unis).

Les autres composantes de la série de Fourier sont appelées harmoniques de rang k . Figure II.1 représente un signal périodique non sinusoïdal $i(t)$ et sa composante fondamentale $i_1(t)$ de fréquence 50 Hz, $i_2(t)$, $i_3(t)$ et $i_4(t)$ sont ses composantes harmoniques.

II.2.2.2. Mesure des harmoniques

La mesure des harmoniques du courant et de tension est très importante pour connaître la qualité de l'énergie et garantir le bon fonctionnement des installations électriques; les facteurs utilisés pour identifier et exprimer la qualité du signal en termes de contenu harmonique sont le taux de la distorsion harmonique (THD), distorsion de la demande totale (TDD), et le facteur de la puissance (PF).

Le THD peut être utilisé pour décrire une distorsion de tension ou de courant, il est le rapport entre la racine de la somme carré de toutes les valeurs efficaces des composantes harmoniques du signal, ramenée à la composante fondamentale et il est calculé comme suit [37]:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_1} \quad \text{II-2}$$

Un courant à faible amplitude peut avoir un *THD* élevé mais il ne représente pas un danger pour le système. Le *TDD* est le rapport entre la racine de la somme carrée de toutes les valeurs efficaces des composantes harmoniques du signal, ramenée à la valeur efficace du courant nominal de la charge [38].

$$TDD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_L} \quad \text{II-3}$$

Le facteur de puissance (*PF*) est un rapport entre la puissance utile nécessaire pour effectuer un travail réel (puissance active) et la puissance fournie par un service public (puissance apparente).

$$PF = \frac{P}{S} \quad \text{II-4}$$

Où *P* est la puissance active, *S* est la puissance apparente

En d'autres termes, le rapport du facteur de puissance mesure le pourcentage de la puissance réel utilisée (active) par rapport à la puissance apparente fournie. Le facteur de puissance varie de zéro à l'unité. Une charge dont le facteur de puissance est égal à 0,9 indique que la charge peut effectivement utiliser 90% de la puissance apparente fournie (voltampères) et la convertir pour effectuer un travail utile (en watts). Dans le cas sinusoïdal, il n'existe qu'un seul angle de déphasage entre la tension et le courant (seule la fréquence fondamentale étant présente). Le facteur de puissance peut être calculé en tant que cosinus de l'angle de déphasage et il est appelé le facteur du déplacement.

$$PF = \cos \varphi \quad \text{II-5}$$

Où φ est l'angle du déphasage entre le courant et la tension.

II.3. Limites et normes de la qualité de l'énergie

La gestion des harmoniques dans les systèmes électriques est considérée comme une responsabilité commune entre les utilisateurs finaux et les sociétés de production et transport, des limites harmoniques sont recommandées pour les tensions et les courants. Les références [38-39] rassemblent les différentes normes utilisées pour identifier la qualité de l'énergie.

II.4. Effets de la qualité de l'énergie [40-41]

Le but de cette section est d'illustrer les problèmes qui peuvent survenir lorsque les systèmes électriques sont entachés par des harmoniques, ainsi les configurations structurelles des systèmes électriques adaptés pour les différents régimes de fonctionnements permettant de faire face aux problèmes liés aux harmoniques. Les effets des harmoniques peuvent être divisés en trois catégories générales :

- Effets sur le système d'alimentation
- Effets sur les charges
- Effets sur la communication

II.4.1. Compensation passive (solution traditionnelle)

La compensation passive est une technologie pour la compensation de la puissance réactive et la correction du facteur de puissance dans les industries pour éviter la pénalisation par les fournisseurs d'électricité, l'équilibrage des charges, la réduction du courant du neutre dans les réseaux alternatifs

triphases et l'amélioration du profil de tension côté charge des services publics. Ces objectifs sont atteints soit en utilisant des composants individuellement, soit en combinaison, en fonction des exigences et des configurations à sélectionner de manière appropriée. Au début du XXe siècle, Steinmetz avait étudié le fait qu'une charge résistive monophasée non équilibrée pouvait être réalisée sous la forme d'une charge équilibrée en utilisant des éléments passifs (inductance et résistance) dans un système d'alimentation triphasé, il est devenu très important et pertinent, car dans la pratique, il existe de nombreuses charges monophasées et déséquilibrées telles que la traction, les métros, les fours, les charges résidentielles et commerciales [42].

Afin de répondre aux effets de divers types des charges non linéaires sur les systèmes d'alimentation, les filtres passifs de puissance sont classés en fonction de :

- La topologie (accordée et atténuée).
- La connexion (série et shunt).
- Système d'alimentation (monophasé à deux fils, triphasés à trois fils et triphasé à quatre fils).

Cependant, les filtres passifs ont les limitations suivantes [42] :

- Les filtres passifs ne sont pas flexibles aux différentes conditions du système et la compensation est fixe (ces filtres ne peuvent pas répondre aux variations de la charge non linéaire).
- La conception du filtre passif est raisonnablement affectée par l'impédance de la source. Pour que la conception d'un filtre soit efficace, son impédance doit être inférieure à l'impédance de la source. Cela peut entraîner une taille importante du filtre dans un système avec une impédance de source faible, ce qui peut entraîner une surcompensation de la puissance réactive. Cette surcompensation peut provoquer une surtension lors de la commutation et une sous-tension lors de la désactivation du filtre passif.
- Les dimensionnements des filtres actifs sont très grands et peuvent causer des résonances.

II.4.2. Compensation Active (Solutions modernes)

Les problèmes cités précédemment en relation avec l'utilisation des filtres passifs, comme les compensateurs des harmoniques et de l'énergie réactive, et la gravité de la pollution harmonique dans les réseaux électriques, motivent les ingénieurs en électronique de puissance et en énergie électrique à développer des solutions dynamiques et ajustables aux problèmes de qualité d'énergie. L'apparition des composants semi-conducteur commandé (*IGBT*, *GTO*...) a permis de répondre aux problèmes de la qualité de l'énergie par une structure commandée et connectée au réseau appelé le filtre actif de puissance (Active Power Filter *APF*). Economiquement l'*APF* est très intéressant parce que le prix des composants semi-conducteur commandé est inférieur à celui de composants passives (inductance et capacitance). Cette structure est composée d'un convertisseur de puissance avec une source de courant ou de tension. Les différentes structures des filtres actifs sont illustrées ci-dessous [43].

II.4.2.1. Filtre actif de puissance parallèle (Shunt Active Power Filter *SAPF*)

Les filtres actifs parallèles, comme son nom l'indique, basés sur des convertisseurs statiques connectés en parallèle sur le réseau (figure. II.2). Ils injectent dans le réseau des courants harmonique en opposition de phase avec ceux de la charge polluante pour que le courant de réseau ait une forme sinusoïdale au *PCC* et de limiter la propagation des harmoniques de la charge polluante dans le réseau. Ces filtres sont classés en trois grandes catégories :

- Selon le type de convertisseur : convertisseur avec une source de courant, ou convertisseur avec une source de tension.
- Selon la topologie du convertisseur utilisé : en demi-point, pont complète, multi-niveaux....
- Selon le system d'alimentation : monophasé, triphasé à trois fils ou triphasé à quatre fils.

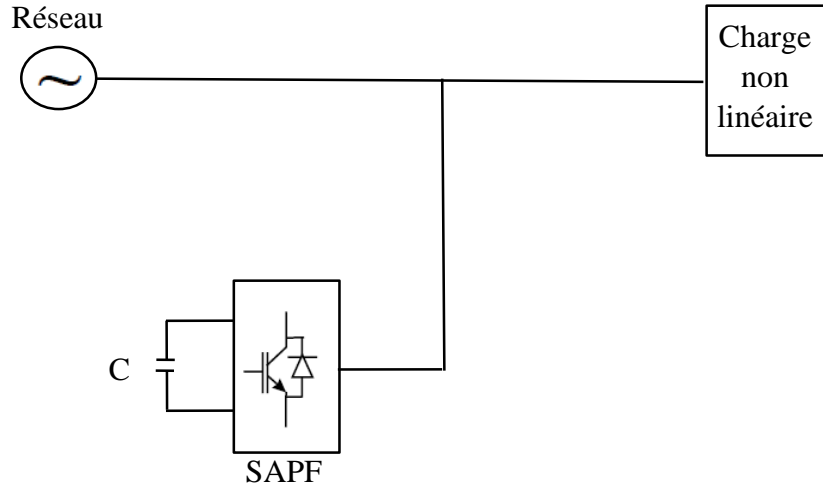


Fig. II.2 Filtre actif parallèle.

II.4.2.2. Filtre actif de puissance série (FAS)

Le filtre actif de puissance série est utilisé pour améliorer la qualité de la tension d'alimentation à courant alternatif et compenser les creux de tension, fluctuations, déséquilibres etc..., ainsi que diminuer les pertes de production dans les charges sensibles aux variations de la tension d'alimentation, et assurer une tension d'alimentation sinusoïdale [44]. Il est connecté au réseau à travers un transformateur comme le montre la figure. II.3, cependant les *SAPF*'s sont plus préférable dans les milieux industriels que les filtres actifs de puissance séries car ils remplissent plusieurs fonctions et permettent de compenser la puissance réactive [45].

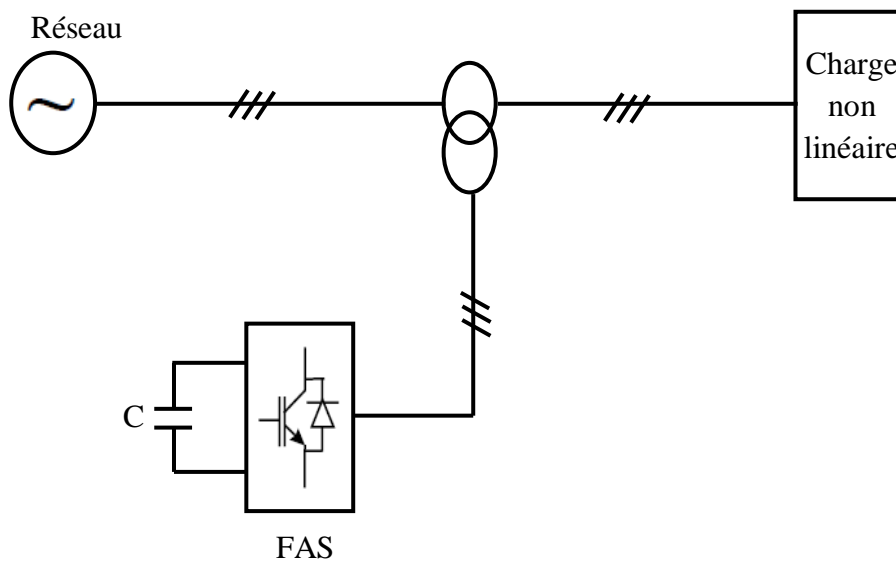


Fig II.3 Filtre actif série

II.4.2.3. Combinaison parallèle-série actif

Les filtres passifs de puissance sont largement utilisés pour compenser les harmoniques de courant et la puissance réactive dans les réseaux de distribution à cause de leurs simplicités et leurs rendements élevés. Cependant, leurs inconvénients, tels que les performances dynamiques faibles, un filtrage facilement affecté par de petites variations des paramètres du système et les problèmes de résonance, les filtres actifs de puissance permettent de surmonter ces inconvénients des filtres passifs, mais le coût de réalisation est très élevé, la configuration des filtres actifs hybrides composées des filtres actifs passif et actif en série et/ou en parallèle permettent d'améliorer l'efficacité et le coût de filtrage actif de puissance [29].

II.5. Convertisseurs de puissance utilisés dans les filtres actifs

Les interrupteurs de puissance ou les semi-conducteurs à base de silicium sont les éléments essentiels de la conversion de l'énergie électrique, ils peuvent être classés en trois catégories :

- **Diodes** : le courant ne circule que dans le sens anode cathode alors que le circuit de puissance qui commande l'ouverture et la fermeture.
- **Thyristors** : Fermeture commandé par un signal de commande et l'ouverture lorsque la tension s'inverse à ses bornes.
- Interrupteurs commandables par un signal de commande à l'ouverture et à la fermeture.

Le coût réduit de ces interrupteurs de puissance et la facilité de leurs contrôles favorisent leurs utilisations dans la conversion de l'énergie électrique, les paramètres essentiels de ces interrupteurs sont la tension à ces bornes à l'état de blocage, la puissance transmise et la fréquence de commutation.

Dans ces dernières années, nombreuses applications industrielles nécessitent des convertisseurs statiques avec une alimentation moyenne tension pour l'entraînement des machines moyenne tension à vitesse variable et couple variable, interfaçage entre un générateur de system d'énergie renouvelable et le réseau d'alimentation. Cependant, l'utilisation des convertisseurs statique à deux niveaux dans ces applications est très difficile, car la tension de blocage d'un seul interrupteur de puissance est très élevée ce qui limite la fréquence de commutation [46]. Par conséquent, une structure de convertisseur de puissance à plusieurs niveaux a été introduite dans les applications de haute et moyenne tension dites les convertisseurs multi-niveaux. Cependant, le concept de base d'un convertisseur multi-niveau pour atteindre une haute puissance et haute tension consiste à utiliser une série des interrupteurs de puissance avec plusieurs sources de tension continue réduite. Leurs avantages ne se limitent pas seulement au fait que la puissance de fonctionnement est élevée, mais aussi ont l'avantage que les énergies renouvelables (photovoltaïques ou les éoliennes) sont facilement interfacées avec ces convertisseurs multi-niveaux et la tension de sortie contient plusieurs niveaux qui peuvent minimiser le contenu harmonique de la tension de sortie.

II.6. Structures des convertisseurs de puissance multi-niveaux

II.6.1. Convertisseur multi-niveau de type Pont-H

La structure monophasée d'un convertisseur Pont-H triphasé de 7 niveaux est illustrée dans la figure II.4. Chaque source de tension continue (V_{dci}) est connectée à un onduleur élémentaire monophasé en pont complet. Chaque onduleur élémentaire peut générer trois sorties de tension différentes, $+V_{dci}$, 0

et $-V_{dc}$, en utilisant les différentes combinaisons des quatre interrupteurs : S_{H1i} , S_{H2i} , S_{H3i} et S_{H4i} . Pour obtenir le niveau $+V_{dc}$ les interrupteurs S_{H1i} et S_{H4i} sont activés, tandis que pour obtenir $-V_{dc}$ les interrupteurs S_{H2i} et S_{H3i} sont activés [40].

En activant S_{H1i} et S_{H3i} ou S_{H2i} et S_{H4i} , la tension de sortie sera nulle. La tension alternative de sortie de l'onduleur du Pont-H est égale à la somme des sorties des ondulateurs élémentaires. Le nombre de niveaux de tension de sortie de l'onduleur en Pont-H est défini par $m = 2s + 1$, où s est le nombre de sources de tensions continues V_{dc} [41].

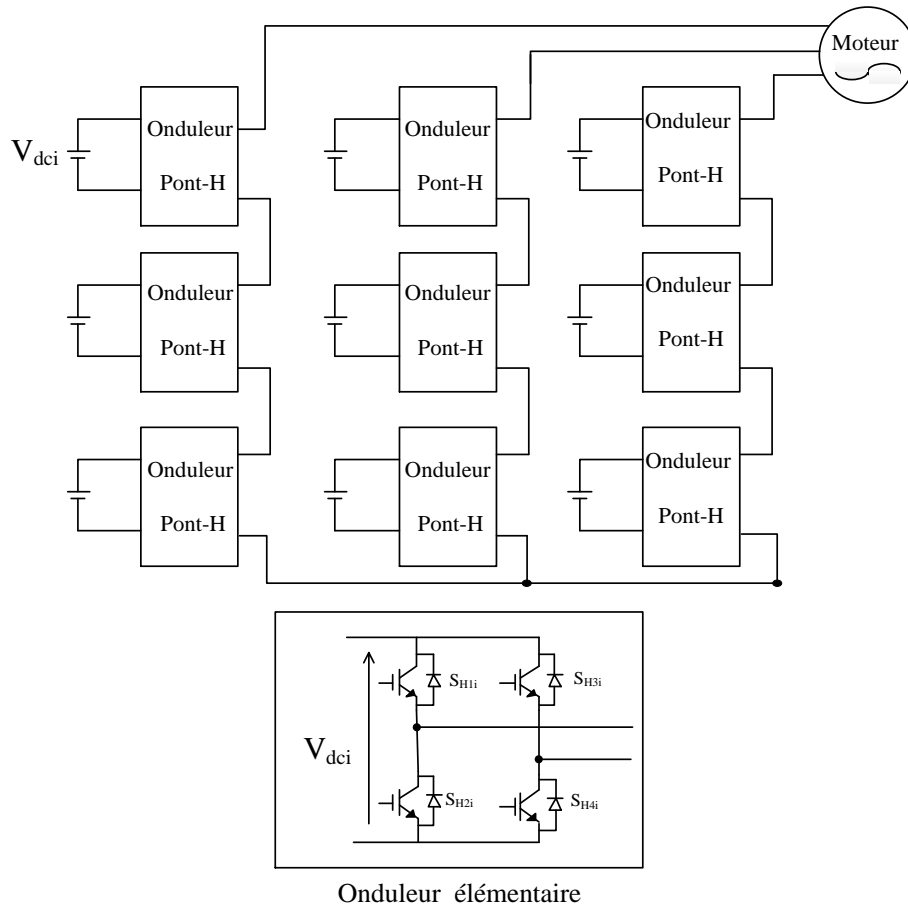


Fig. II.4 Convertisseur multi-niveaux de type Pont-H.

II.6.2. Convertisseur multi-niveau NPC (Neutral Point Clamped)

La topologie du convertisseur *NPC* a été proposée par Nabae, Takahashi et Akagi en 1981 [49]. Plusieurs chercheurs ont publié des articles faisant état de résultats expérimentaux obtenus avec des convertisseurs *NPC* à quatre, cinq et six niveaux, destinés à des utilisations diverses telles que la compensation statique de l'énergie réactive (*STATCOM*) [50], les variateurs de vitesse [51] et dans les interfaces entre le système photovoltaïque et le réseau électrique [52]. Un onduleur *NPC* triphasé à trois niveaux est illustré à la figure II.5, chacune des trois phases de l'onduleur partage un bus continu commun, qui a été divisé en deux condensateurs, chaque phase comporte deux paires d'interrupteurs complémentaires. La tension aux bornes de chaque condensateur est $V_{dc} = \frac{V_{dc}}{2}$ et la contrainte de tension aux bornes de chaque dispositif de commutation est limitée à V_{dc} par les diodes (clamped diode). Le

tableau II.1 [46] représente les niveaux de tension de sortie possibles pour une phase de l'onduleur. L'état 1 signifie que l'interrupteur est fermé et l'état 0 signifie que l'interrupteur est ouvert.

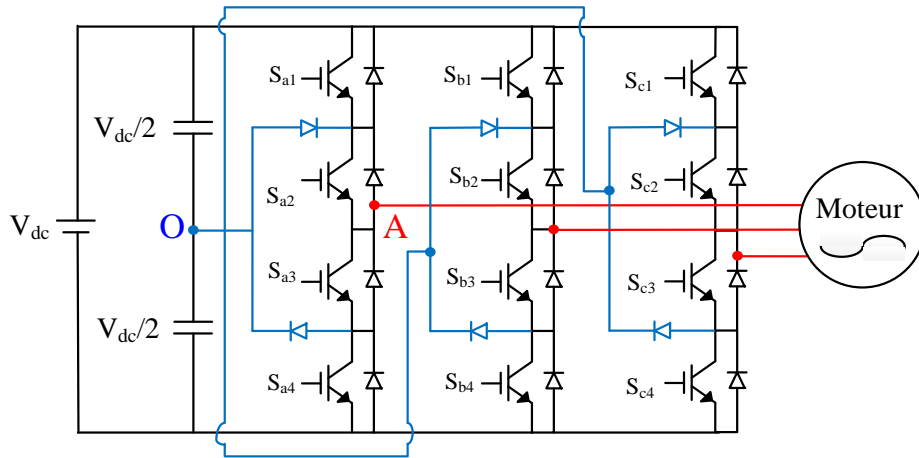


Fig. II.5 Convertisseur multi-niveaux de type NPC

Tableau II.1 les configurations possibles du convertisseur multi-niveau NPC.

La tension de sortie (V_{OA})	Etat des interrupteurs			
	S_{a1}	S_{a2}	S_{a3}	S_{a4}
$V_{OA} = -\frac{V_{dc}}{2}$	0	0	1	1
$V_{OA} = 0$	0	1	1	0
$V_{OA} = \frac{V_{dc}}{2}$	1	1	0	0

II.6.3. Convertisseurs multicellulaires séries

La structure du convertisseur multicellulaire série à capacité flottante (flying capacitor converter) a été développée au sein du laboratoire *LAPLACE* (ex *L.E.E.I*) de Toulouse au début des années 90 [16], [45]. La différence entre cette structure et celle du convertisseur *NPC* est qu'au lieu d'utiliser des diodes pour limiter les contraintes en tension, la structure multicellulaire utilise les condensateurs flottants comme illustré dans la figure II.6 ou trois cellules élémentaires sont connectées en série, chaque cellule contient un condensateur et deux interrupteurs complémentaires [53-59]. La tension sur chaque condensateur diffère de celle du condensateur suivant, la différence de tension entre deux branches adjacentes du condensateur donne la contrainte en tension applique aux interrupteurs à l'état bloqué, et donne aussi l'échelon de tension multi-niveau dans la forme d'onde de sortie [60-64].

Le convertisseur multicellulaire présente des degrés de liberté plus élevés (redondance des cellules élémentaire en série) pour la synthèse d'un niveau de tension de sortie spécifique et utilise un nombre moins des interrupteurs que la topologie (*NPC*), la structure multicellulaire présente également l'avantage que les sources des tensions continues séparées ne sont pas nécessaire contrairement à la configuration en Pont-H. Le tableau I.2 présente une liste de toutes les combinaisons de niveaux de tension de phase possibles pour le circuit à quatre niveaux illustrés à la figure II.6. Contrairement à l'onduleur *NPC*, l'onduleur multicellulaire permet de charger ou décharger les condensateurs flottants afin d'équilibrer les tensions entre les différents niveaux [65-67].

La structure des convertisseurs multicellulaire a été introduite pour les avantages suivants [15-16], [45], [65], [68-71]:

- Distribuer les contraintes en tension à l'état bloquée sur les interrupteurs de puissance en série et augmenter la tension continue de fonctionnement de convertisseur.
- Augmenter la puissance transmise à travers les convertisseurs de puissance.
- Augmenter la fréquence de commutation des interrupteurs.
- Diminuer les pertes de commutation.
- Améliorer la forme d'onde de la tension de sortie.

II.6.4. Hypothèses simplificatrices

Les hypothèses suivantes permettent de simplifier l'étude et la modélisation du convertisseur multicellulaire [53].

- Les interrupteurs de puissance (semi-conducteurs) sont considérés comme parfait, c'est-à-dire la résistance de l'interrupteur de puissance est égale zéro lorsqu'il est fermé et égale l'infini lorsqu'il est ouvert (aucun passage de courant) et le temps mort de commande des interrupteurs est nul.
- La tension d'entrée V_{dc} est considérée constante.
- Les deux interrupteurs de la même cellule sont toujours complémentaires, si l'un de ces interrupteurs est ouvert l'autre est fermé et vice-versa.

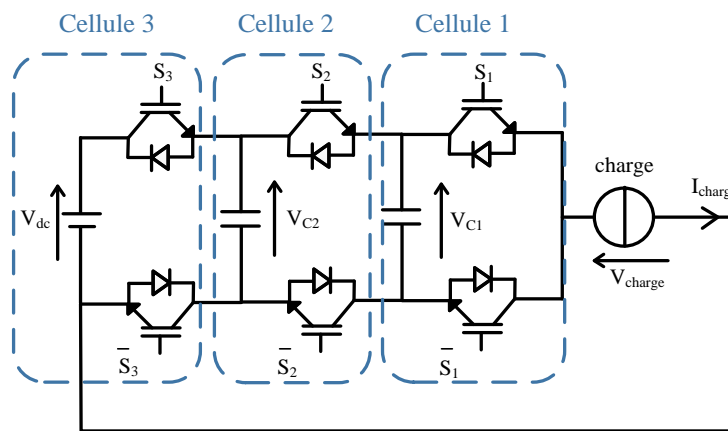


Fig. II.6 Convertisseur multicellulaire à trois cellules

II.6.5. Configurations possibles du convertisseur multicellulaire à trois cellules

Dans cette section un convertisseur multicellulaire à trois cellules et quatre niveaux de tensions de sorties sera utilisé, chaque cellule contient deux interrupteurs chaque interrupteur contient un IGBT en parallèle inverse avec une diode, la tension $V_{C1} = \frac{V_{dc}}{3}$ et $V_{C2} = 2 \frac{V_{dc}}{3}$, alors la contrainte en tension des interrupteurs est égale $\frac{V_{dc}}{3}$, malgré le fait que la tension d'alimentation soit V_{dc} cela montre la diminution des contraintes en tension des interrupteurs [15][72-77]. Les huit configurations possibles de commutation pour ce convertisseur sont représentées dans les figures (II.7 à II.14).

Tableau II.2 les configurations possibles du convertisseur multicellulaires trois cellules

Configuration	$(S_3 S_2 S_1)$	V_{charge}
1	(0 0 0)	0
2	(0 0 1)	$\frac{V_{dc}}{3}$
3	(0 1 0)	$\frac{V_{dc}}{3}$
4	(0 1 1)	$2\frac{V_{dc}}{3}$
5	(1 0 0)	$\frac{V_{dc}}{3}$
6	(1 0 1)	$2\frac{V_{dc}}{3}$
7	(1 1 0)	$\frac{V_{dc}}{3}$
8	(1 1 1)	V_{dc}

II.6.5.1. Première configuration :

Les interrupteurs $(S_1 S_2 S_3)$ sont ouverts et $(\bar{S}_1 \bar{S}_2 \bar{S}_3)$ sont fermés) comme illustré dans la figure II.7.

Les tensions des interrupteurs sont, $V_{S1} = V_{S2} = V_{S3} = \frac{V_{dc}}{3}$ et $V_{\bar{S}1} = V_{\bar{S}2} = V_{\bar{S}3} = 0$

La tension de charge $V_{charge} = 0$ et le courant des condensateurs $i_{C1} = 0$ et $i_{C2} = 0$

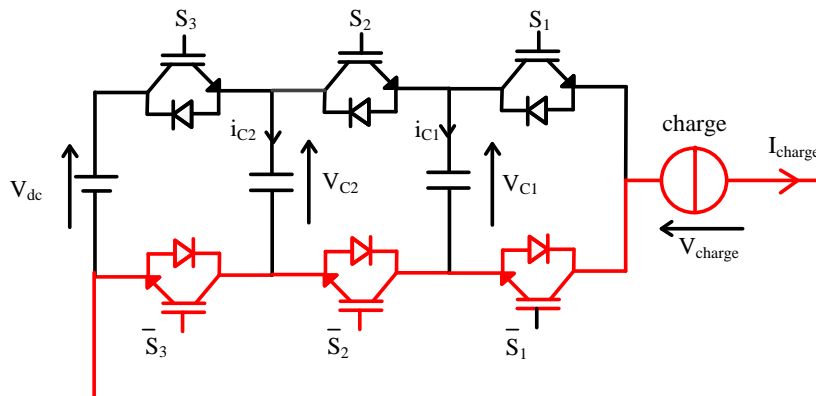


Fig. II.7 Première configuration

II.6.5.2. Deuxième configuration :

Les interrupteur $(\bar{S}_1 S_2 S_3)$ sont ouverts et $(S_1 \bar{S}_2 \bar{S}_3)$ sont fermés comme le montre la figure II.8

Les tensions des interrupteurs, $V_{\bar{S}1} = V_{S2} = V_{S3} = \frac{V_{dc}}{3}$ et $V_{S1} = V_{\bar{S}2} = V_{\bar{S}3} = 0$

La tension de charge $V_{charge} = V_{C1}$ et le courant des condensateurs $i_{C1} = i_{charge}$ et $i_{C2} = 0$.

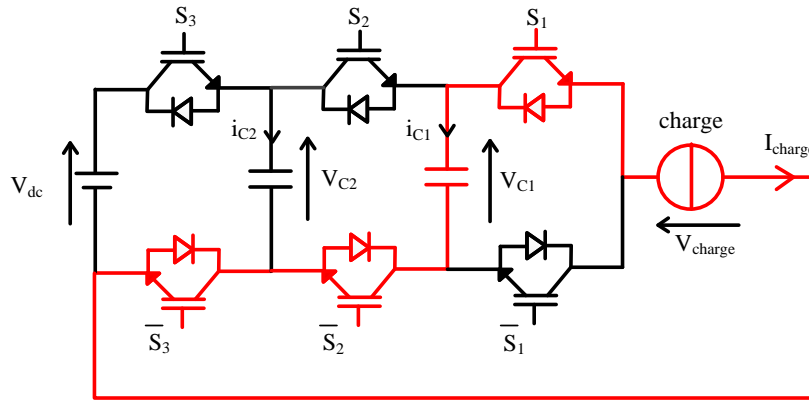


Fig. II.8 deuxième configuration

II.6.5.3. Troisième configuration :

Les interrupteur ($S_1 \bar{S}_2 S_3$) sont ouverts et ($\bar{S}_1 S_2 \bar{S}_3$) sont fermés comme montré dans la figure II.9. Les tensions des interrupteurs : $V_{S1} = V_{S2} = V_{S3} = \frac{V_{dc}}{3}$ et $V_{\bar{S}1} = V_{\bar{S}2} = V_{\bar{S}3} = 0$. La tension de charge $V_{charge} = V_{C2} - V_{C1}$ et le courant des condensateurs $i_{C1} = i_{charge}$ et $i_{C2} = -i_{charge}$.

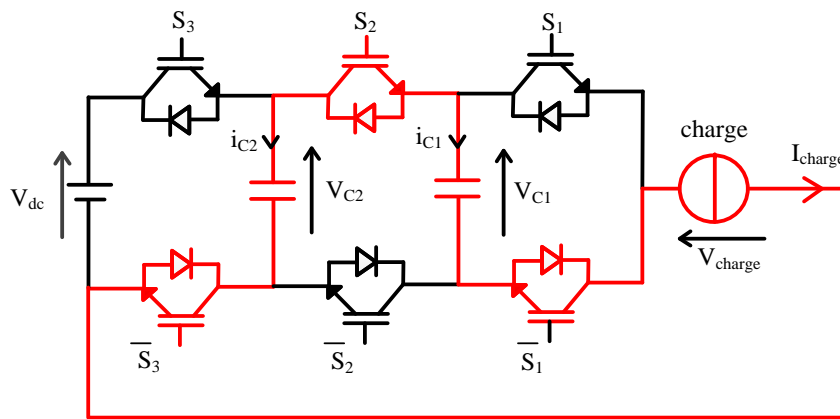


Fig. II.9 Troisième configuration

II.6.5.4. Quatrième configuration :

Les interrupteurs ($\bar{S}_1 \bar{S}_2 S_3$) sont ouverts et ($S_1 S_2 \bar{S}_3$) sont fermés comme illustré dans la figure II.10. Les tensions des interrupteurs, $V_{\bar{S}1} = V_{\bar{S}2} = V_{S3} = \frac{V_{dc}}{3}$ et $V_{S1} = V_{S2} = V_{\bar{S}3} = 0$. La tension de charge $V_{charge} = V_{C2}$ et le courant des condensateurs $i_{C1} = 0$ et $i_{C2} = -i_{charge}$.

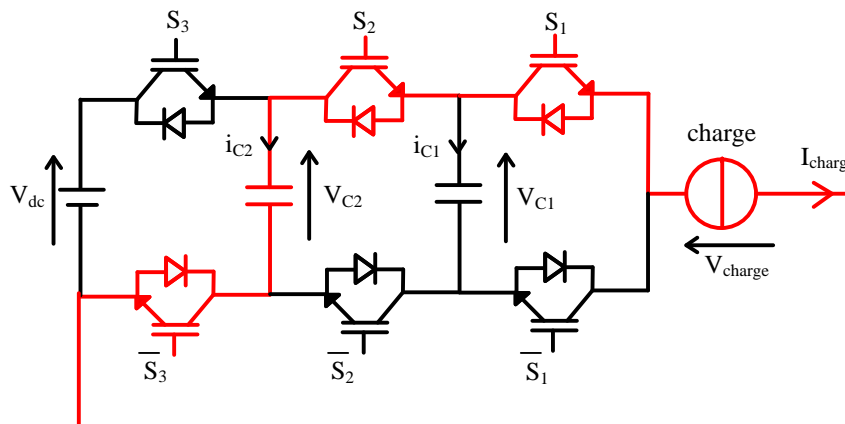


Fig. II.10 Quatrième configuration

II.6.5.5. Cinquième configuration :

Les interrupteurs ($S_1 S_2 \bar{S}_3$) sont ouverts et ($\bar{S}_1 \bar{S}_2 S_3$) sont fermés comme illustré dans la figure II.11.

Les tensions des interrupteurs, $V_{S1} = V_{S2} = V_{S3} = \frac{V_{dc}}{3}$ et $V_{\bar{S}1} = V_{\bar{S}2} = V_{\bar{S}3} = 0$

La tension de charge $V_{charge} = V_{dc} - V_{C2}$ et le courant des condensateurs $i_{C1} = 0$ et $i_{C2} = i_{charge}$.

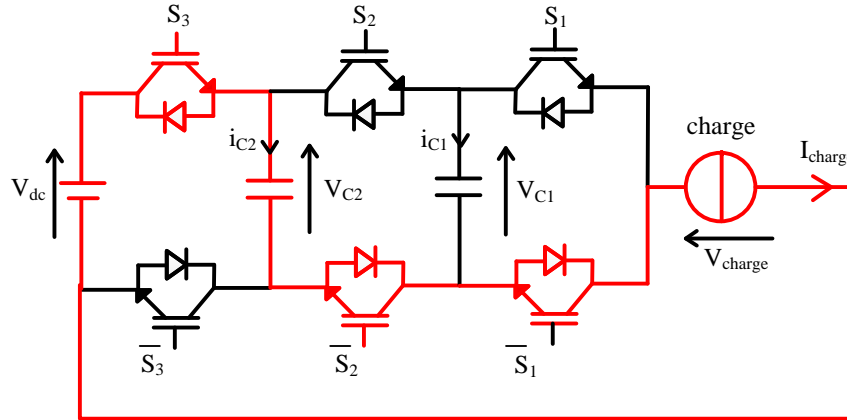


Fig. II.11 Cinquième configuration

II.6.5.6. Sixième configuration :

Les interrupteurs ($\bar{S}_1 S_2 \bar{S}_3$) sont ouverts et ($S_1 \bar{S}_2 S_3$) sont fermés comme illustré dans la figure II.12.

Les tensions des interrupteurs, $V_{\bar{S}1} = V_{S2} = V_{\bar{S}3} = \frac{V_{dc}}{3}$ et $V_{S1} = V_{\bar{S}2} = V_{S3} = 0$. La tension de charge

$V_{charge} = V_{dc} - V_{C2} + V_{C1}$ et le courant des condensateurs $i_{C1} = -i_{charge}$ et $i_{C2} = i_{charge}$.

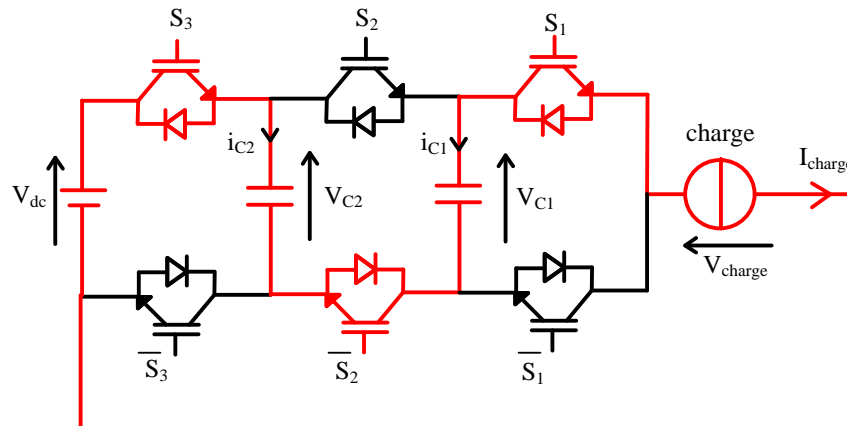


Fig. II.12 sixième configuration

II.6.5.7. Septième configuration :

Les interrupteurs ($S_1 \bar{S}_2 \bar{S}_3$) sont ouverts et ($\bar{S}_1 S_2 S_3$) sont fermés comme illustré dans la figure II.13.

Les tensions des interrupteurs, $V_{S1} = V_{\bar{S}2} = V_{\bar{S}3} = \frac{V_{dc}}{3}$ et $V_{\bar{S}1} = V_{S2} = V_{S3} = 0$.

La tension de charge $V_{charge} = V_{dc} - V_{C1}$ et le courant des condensateurs $i_{C1} = i_{charge}$ et $i_{C2} = 0$.

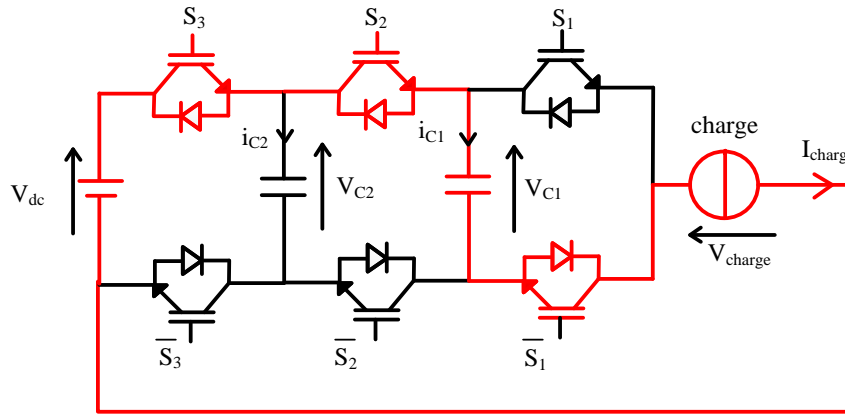


Fig. II.13 septième configuration

II.6.5.8. Huitième configuration :

Les interrupteurs ($\bar{S}_1 \bar{S}_2 \bar{S}_3$) sont ouverts et ($S_1 S_2 S_3$) sont fermés comme illustré dans la figure II.14.

Les tensions des interrupteurs, $V_{\bar{S}_1} = V_{\bar{S}_2} = V_{\bar{S}_3} = \frac{V_{dc}}{3}$ et $V_{S_1} = V_{S_2} = V_{S_3} = 0$.

La tension de charge $V_{charge} = V_{dc}$ et le courant des condensateurs $i_{C1} = 0$ et $i_{C2} = 0$.

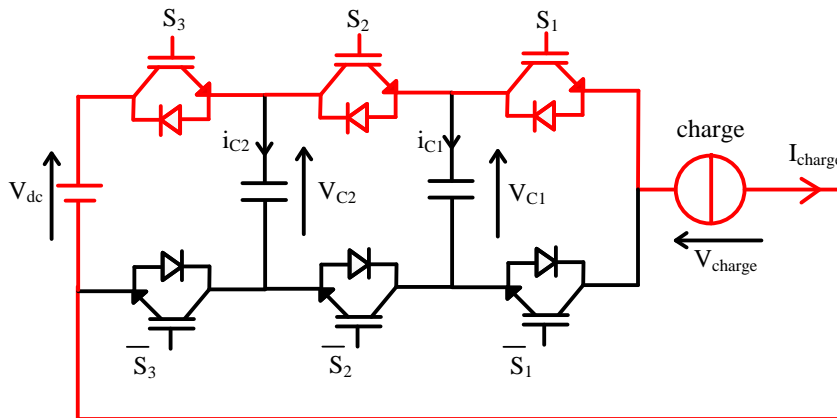


Fig. II.14 huitième configuration

Les convertisseurs multicellulaires contiennent des interrupteurs de puissance et une structure non linéaire. Par conséquent, la loi de commande non-linéaire doit être conçue pour que ce type des convertisseurs fonctionne avec les comportements souhaités. Conformément à cet objectif, deux étapes de conception de la commande non-linéaire sont définies :

- La régulation non-linéaire (stabilisation): dans cette étape, le système en boucle fermée soit stabilisé autour d'un point ou d'une trajectoire d'équilibre.
- Suivi (tracking) : dans cette étape, la sortie du système suit une trajectoire donnée variant dans le temps.

Dans la commande des systèmes, le souci le plus important est la stabilité, car un système de contrôle instable est généralement inutile et dangereux. L'approche la plus utile et la plus générale pour étudier la stabilité des systèmes de commande non-linéaires est la théorie introduite à la fin du XIXe siècle par le mathématicien russe Alexandr Mikhailovich Lyapunov [78]. Cette théorie est utilisée dans les différents types des commandes non-linéaires tels que : la commande par mode glissant, backstepping...etc

II.7. Commande des systèmes non-linéaires

II.7.1. Commande par mode glissant

La commande à structure variable ou mode glissant (Sliding Mode Control) a été développée à partir des travaux d'Emelyanov et Barbashin au début des années 1960. Cependant, son exploitation était en 1976 par Itkis puis en 1977 Utkin [79-80] pour contrôler les systèmes à structure variable dynamiques et discontinus [81]. Elle est devenue intéressante et attractive à cause de son efficacité et robustesse contre les perturbations et les variations paramétriques [80]. Le système à structure variable change sa structure selon la commande et il est considéré comme plusieurs structures indépendantes liées par la fonction de commutation [82]. Alors on peut exploiter les propriétés désirées de chaque structure. C'est le cas, par exemple, des convertisseurs de puissance où le système est gouverné par une équation différentielle différente pour chaque état des interrupteurs. L'avantage principal de la commande par mode glissant est la robustesse vis-à-vis des variations paramétriques et la stabilité [83]. La théorie du mode glissant est utilisée dans les observateurs, dans les entraînements à vitesse variable des moteurs électriques, régulation des processus chimiques, commande des robots et etc... [79]. Dans cette section, nous allons appliquer la commande par mode glissant au filtre actif à base de l'onduleur multicellulaire à trois cellules.

II.7.1.1. Définition de la commande par mode glissant

Dans la commande par mode glissant, la trajectoire d'état est amenée vers une surface choisie dite surface de glissement puis à l'aide de la loi de commande, la trajectoire est forcée de rester au voisinage de cette surface au long de laquelle le mouvement est appelée mouvement de glissement (chattering)[78], [84].

L'objectif de la commande par mode glissant se résume en deux points essentiels [79-80]:

- Choisir une surface de glissement $S(x)$ pour que les trajectoires du système tendent vers le comportement désiré (faible erreur statique, moins de dépassement, stabilité et robustesse).
- Déterminer une loi de commande capable d'attirer ou guider toutes les trajectoires d'état vers la surface de glissement et les maintenir au voisinage de cette surface.

La conception de la loi de commande u s'effectue selon les étapes dépendantes suivantes:

- Le choix de la surface.
- L'établissement des conditions d'existence de la convergence.
- La détermination de la loi de commande.

II.7.2. Commande adaptative

L'objectif de base du contrôle adaptatif est de maintenir des performances constantes d'un système à la présence d'une variation inconnue des paramètres de système. Étant donné qu'une telle incertitude ou variation de paramètre se produit dans de nombreux problèmes pratiques, le contrôle adaptatif est utile dans de nombreux contextes industriels.

Des nombreuses dynamiques des systèmes à contrôler ont des paramètres variables. Par exemple, les manipulateurs des robots peuvent transporter de gros objets avec des paramètres inertiels inconnus, les systèmes électriques peuvent être soumis à des grandes variations (variation de la tension d'alimentation, variation des valeurs de résistance, inductance ou condensateur). Le contrôle adaptatif

est une approche de contrôle des tels systèmes. L'idée de base du contrôle adaptatif est d'estimer en ligne les paramètres incertains de l'installation [78].

II.7.3. Commande par linéarisation exacte

La méthode de linéarisation est une approche de commande non linéaire qui a suscité un grand intérêt dans la recherche ces dernières années. L'idée principale de cette approche est de transformer algébriquement un système non linéaire en un système (totalement ou partiellement) linéaire, de sorte que les techniques de contrôle linéaire puissent être appliquées. En ce que, la commande par linéarisation est obtenue par des transformations d'état exactes ou par des approximations linéaires du système. Les techniques de linéarisation peuvent être considérées comme des moyens de transformer des modèles de système d'origine en modèles équivalents d'une forme plus simple [78].

II.8. Convertisseurs de puissances dans les systèmes de conversion des énergies éolienne

Dans les dernières années, les sources d'énergie renouvelables ne cessent d'augmenter et d'attirer une grande attention dans le monde à cause des couts élevés des combustibles traditionnels, leurs réserves limitées, et aussi leur impact environnemental négatif. Parmi ces énergies renouvelables on trouve l'énergie éolienne. Cette énergie est la technologie la plus propre et écologique pour produire l'électricité. Par conséquent, l'énergie éolienne totale installée jusqu'en 2030 aux États-Unis représentera 20% de la demande d'électricité [85], et selon l'agence internationale de l'énergie (AIE), en 2035, 25% de la demande mondiale d'électricité proviendra des énergies renouvelables, et le quatrième de cette quantité sera fourni par l'énergie éolienne [86]. L'association européenne de l'énergie éolienne (EWEA) a prévu de fournir 28,5% des besoins européens en électricité avec l'énergie éolienne en 2030 [86]. Cette énergie sert à transformer l'énergie cinétique du vent en énergie électrique. On utilise des machines synchrones ou asynchrones et des convertisseurs statiques. La connexion de ces machines au réseau et les stratégies de commande des convertisseurs sont pour permettre de capter un maximum d'énergie de vent et injecter la puissance produite dans le réseau [86].

II.8.1. Topologie de conversion d'énergie éolienne

Dans la pratique, il existe plusieurs types des machines électriques utilisées dans la conversion d'énergie, telles que les machines synchrones, les machines asynchrones à cage et les machines asynchrones à double alimentation. Dans notre travail de thèse, on va utiliser la génératrice asynchrone à double alimentation avec un rotor bobiné (GADA) à cause aux différents avantages :

- Connexion directe du stator avec le réseau.
- Fonctionnement à vitesse du vent variable et fréquence de réseau fixe.
- Le convertisseur peut compenser les différents harmoniques.
- Aptitude de réguler la puissance réactive.

Pour limiter les effets indésirables des harmoniques de courant dans le système de conversion d'énergie éolienne, les convertisseurs statiques de puissance dans cette structure de conversion sont utilisés l'éolienne pour contribuer à la dépollution du réseau électrique.

II.9. Conclusion

Dans ce chapitre la problématique de la qualité de l'énergie électrique tels que les harmoniques, le déséquilibre, l'énergie réactive...etc. sont présentés. Les principales causes de ces problèmes sont les convertisseurs à base des semi-conducteurs utilisés dans l'industrie moderne, plusieurs techniques de compensation de l'énergie réactive et du filtrage des harmoniques ont été illustrées dans ce chapitre. Une étude comparative montrant l'efficacité des filtres actifs parallèles à base des convertisseurs de puissance, comme les convertisseurs multi-niveaux, et les convertisseurs multicellulaires qui présentent des avantages importants surtout dans des applications de moyenne tension et dans la haute puissance, ces avantages peuvent présenter un grand intérêt dans la moyenne tension avec des contraintes en tension réduite sur les interrupteurs bloqués, ainsi l'augmentation de la bande passante et l'amélioration de la forme d'onde de la tension de sortie. Les convertisseurs de puissance ont des interrupteurs commandés. Un rappel des commandes non-linéaires appliquées aux convertisseurs statiques a été présenté. La conversion d'énergie éolienne basée sur la génératrice *GADA* ainsi que les avantages présentés par cette structure par rapport aux autres types des machines électriques ont été illustrés. Le chapitre suivant se concentre sur la modélisation et la simulation du convertisseur multicellulaire.

Chapitre III

Modélisation et simulation du convertisseur multicellulaire

III.1. Introduction

La modélisation d'un système réel physique (convertisseur, machine...) a pour but de trouver une représentation mathématique par des équations différentielles linéaires, non-linéaires ou à structures variables [16], qui reproduit fidèlement la dynamique du système. Les convertisseurs de puissance multicellulaires présentent des caractéristiques privilégiées dans le contrôle des systèmes de grande puissance pour répondre à la contrainte de montée en puissance électrique dans le monde industriel d'aujourd'hui. Dans ce chapitre, différentes structures de convertisseurs multicellulaires sont étudiées. La topologie de ces convertisseurs repose sur une association de N cellules de commutation interconnectées par l'intermédiaire des condensateurs, appelées aussi condensateurs flottants. Les convertisseurs multicellulaires permettent d'atteindre une tension de sortie de $N + 1$ niveaux. L'inconvénient majeur de ce type de convertisseur est la complexité de la commande. En conséquence, la modélisation et la commande sont abordées dans ce chapitre pour résoudre les problèmes liés aux déséquilibres des courants et la régulation de la tension de sortie de ce convertisseur. Dans ce chapitre, la phase de modélisation est abordée pour prédire le comportement du système physique réel et élaborer un système de commande adéquat des convertisseurs de puissance commandés. La commutation des interrupteurs de puissance est considérée dans la phase de modélisation pour étudier la stabilité du système dans chaque état de commutation.

III.2. Modélisation aux valeurs instantanées

Dans ce type de modélisation, les commutations des interrupteurs sont prises en compte et permettent de visualiser les différentes grandeurs d'état représentant le convertisseur multicellulaire (les tensions des condensateurs flottants, le courant de charge, la tension de sortie). La topologie du convertisseur multicellulaire est représentée dans le temps selon la période de commutation ou la fréquence de découpage. Un bras du convertisseur multicellulaire à N cellules ayant chacune deux interrupteurs avec une commande complémentaire signifie que ce bras peut présenter 2^N configurations possibles. Un système d'équations différentielles rassemble ces 2^N configurations pour représenter l'évolution des grandeurs du convertisseur multicellulaire [53-54].

III.2.1. Fonctionnement hacheur abaisseur

La figure III.1 représente un hacheur multicellulaire à N cellules alimentant une charge $R - L$. Le modèle de cette structure à $N - 1$ condensateurs flottants contient $N - 1$ équations différentielles pour l'évolution des tensions des condensateurs flottants et une équation pour l'évolution du courant de la charge. Le condensateur C_i est parcouru par le courant i_{ch} lorsque les interrupteurs en amont (S_{i+1}) et en aval (S_i) ont des états différents et l'évolution de la tension v_{Ci} aux bornes de C_i est liée à la variation du courant i_{Ci} . Le courant du condensateur est donné par l'équation (III-1) et la tension v_{Ci} est donnée par l'équation (III-2) [55-56], [15-16].

$$i_{Ci} = [S_{i+1} - S_i]i_{ch} \quad \text{III-1}$$

$$\frac{d}{dt}v_{Ci} = \frac{[S_{i+1} - S_i]}{C_i}i_{ch} \quad \text{III-2}$$

L'équation (III-2) est généralisable pour $N - 1$ tensions des condensateurs flottants. La tension de sortie v_{ch} est égale à la somme des tensions aux bornes des condensateurs multipliée par l'état des deux interrupteurs adjacents [57-60].

$$v_{ch} = [S_1 - S_2]v_{C1} + [S_2 - S_3]v_{C2} + \dots [S_{N-1} - S_N]v_{CN-1} + S_N V_{dc} \quad \text{III-3}$$

$$v_{ch} = \sum_{i=1}^{i=N} \delta_i v_{Ci} \quad \text{III-4}$$

$$\delta_i = [S_i - S_{i+1}] \quad \text{III-4}$$

La tension de la charge v_{ch} (équation III-5) et le courant de la charge i_{ch} peuvent être écrites sous les formes suivantes :

$$v_{ch} = R_{ch}i_{ch} + L_{ch} \frac{d}{dt} i_{ch} \quad \text{III-5}$$

$$\frac{d}{dt} i_{ch} = \frac{v_{ch}}{L_{ch}} - \frac{R_{ch}}{L_{ch}} i_{ch}$$

$$\frac{d}{dt} i_{ch} = \frac{[S_1 - S_2]}{L_{ch}} v_{C1} + \frac{[S_2 - S_3]}{L_{ch}} v_{C2} + \dots \frac{[S_{N-1} - S_N]}{L_{ch}} v_{CN-1} + \frac{S_N}{L_{ch}} V_{dc} - \frac{R_{ch}}{L_{ch}} i_{ch} \quad \text{III-6}$$

Le système d'équation du hacheur multicellulaire à N cellules est donné par l'équation (III-7)

$$\frac{d}{dt} v_{C1} = \frac{[S_2 - S_1]}{C_1} i_{ch}$$

$$\frac{d}{dt} v_{C2} = \frac{[S_3 - S_2]}{C_2} i_{ch}$$

$$\vdots$$

$$\frac{d}{dt} v_{Ci} = \frac{[S_{i+1} - S_i]}{C_i} i_{ch}$$

$$\vdots$$

$$\frac{d}{dt} v_{CN-1} = \frac{[S_N - S_{N-1}]}{C_{N-1}} i_{ch}$$

$$\frac{d}{dt} i_{ch} = \frac{[S_1 - S_2]}{L_{ch}} v_{C1} + \frac{[S_2 - S_3]}{L_{ch}} v_{C2} + \dots \frac{[S_{N-1} - S_N]}{L_{ch}} v_{CN-1} + \frac{S_N}{L_{ch}} V_{dc} - \frac{R_{ch}}{L_{ch}} i_{ch} \quad \text{III-7}$$

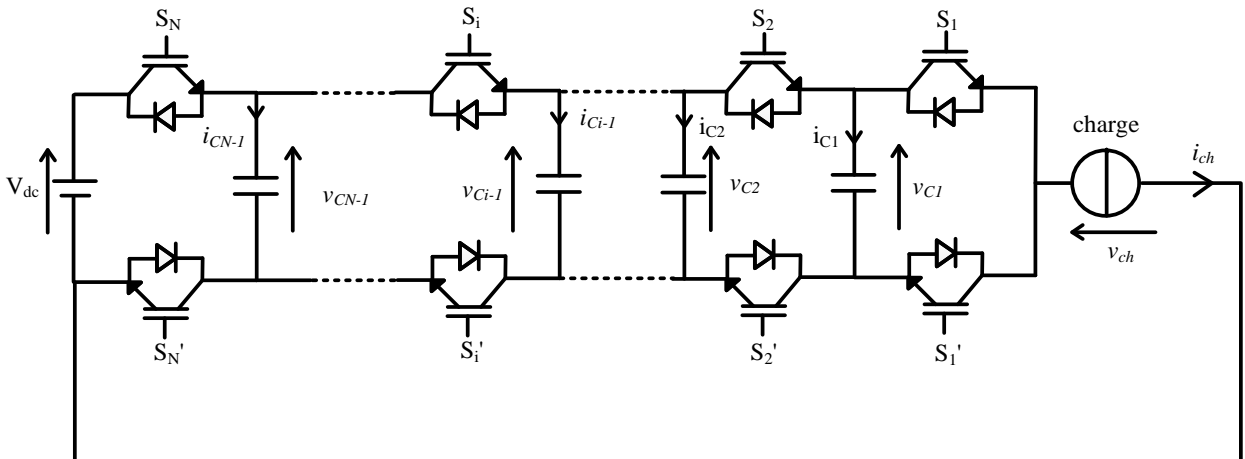


Fig. III.1 hacheur multicellulaire à N cellules.

III.2.2. Fonctionnement en onduleur

Considérons un onduleur multicellulaire à N cellules avec un point milieu capacitif comme représenté dans la figure III.2

La modélisation de l'onduleur est la même que celle du hacheur pour l'évolution des tensions des condensateurs flottants. Pour la charge alternative, la tension de sortie est donnée par l'équation (III-8) et le courant de la charge alternatif est donné par l'équation (III-9) [61-63].

$$v_{ch} = R_{ch}i_{ch} + L_{ch} \frac{d}{dt}i_{ch} + \frac{V_{dc}}{2} \quad \text{III-8}$$

$$\frac{d}{dt}i_{ch} = \frac{v_{ch}}{L_{ch}} - \frac{R_{ch}}{L_{ch}}i_{ch} - \frac{V_{dc}}{2L_{ch}}$$

$$\frac{d}{dt}i_{ch} = \frac{[S_1 - S_2]}{L_{ch}}v_{C1} + \frac{[S_2 - S_3]}{L_{ch}}v_{C2} + \dots + \frac{[S_{N-1} - S_N]}{L_{ch}}v_{CN-1} \quad \text{III-9}$$

$$+ \frac{S_N}{L_{ch}}V_{dc} - \frac{R_{ch}}{L_{ch}}i_{ch} - \frac{V_{dc}}{2L_{ch}}$$

Le système d'équation de l'onduleur multicellulaire à N cellules est donné par l'équation (III-10)

$$\frac{d}{dt}v_{C1} = \frac{[S_2 - S_1]}{C_1}i_{ch}$$

$$\frac{d}{dt}v_{C2} = \frac{[S_3 - S_2]}{C_2}i_{ch}$$

$$\vdots$$

$$\frac{d}{dt}v_{Ci} = \frac{[S_{i+1} - S_i]}{C_i}i_{ch}$$

$$\vdots$$

$$\frac{d}{dt}v_{CN-1} = \frac{[S_N - S_{N-1}]}{C_{N-1}}i_{ch}$$

$$\frac{d}{dt}i_{ch} = \frac{[S_1 - S_2]}{L_{ch}}v_{C1} + \frac{[S_2 - S_3]}{L_{ch}}v_{C2} + \dots + \frac{[S_{N-1} - S_N]}{L_{ch}}v_{CN-1}$$

$$+ \frac{S_N}{L_{ch}}V_{dc} - \frac{R_{ch}}{L_{ch}}i_{ch} - \frac{V_{dc}}{2L_{ch}} \quad \text{III-10}$$

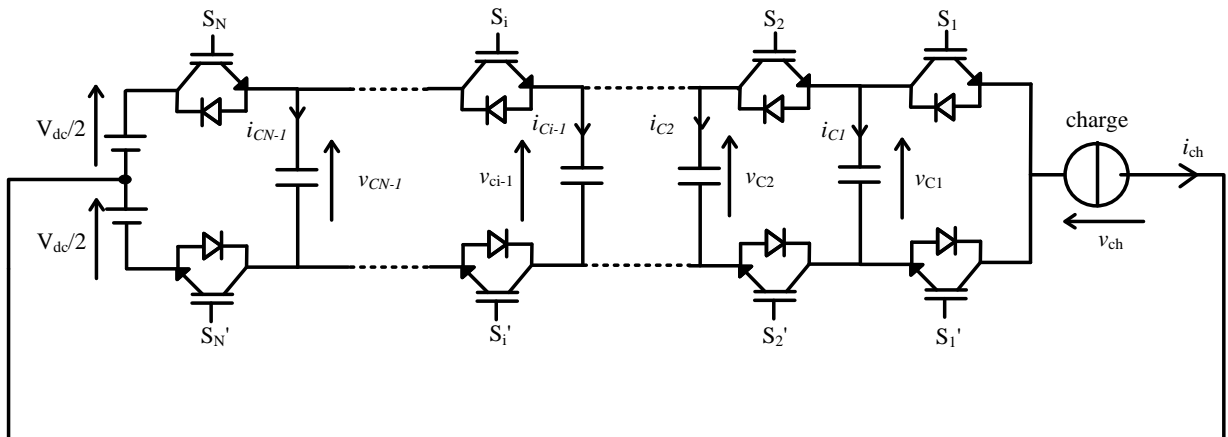


Fig. III.2 Onduleur multicellulaire monophasé à N cellules.

La modélisation du convertisseur multicellulaire à N cellules en fonctionnement hacheur et onduleur à point milieu capacitif a été présentée sous un modèle aux valeurs instantanées. La prochaine

étape, se penche sur la simulation de ces convertisseurs et la comparaison avec la structure classique à deux niveaux.

III.2.3. Commande du convertisseur multicellulaire à partir du modèle instantané

III.2.3.1. Fonctionnement en mode hacheur

Dans cette partie deux topologies de l'hacheur multicellulaire (à trois cellules puis à cinq cellules) sont utilisées et comparées avec la topologie classique de l'hacheur.

Les paramètres de simulation sont :

Fréquence de découpage	$f_{dec} = 16 \text{ kHz}$
Capacité flottante	$C = 0.4 \mu\text{F}$
Tension de la source	$V_{dc} = 1200 \text{ V}$
Inductance de la charge	$L_{ch} = 0.4 \text{ mH}$
Résistance de la charge	$R_{ch} = 8 \Omega$
Tensions de référence pour l'hacheur à trois cellules	$V_{C1_ref} = 400\text{V}, V_{C2_ref} = 800\text{V}$
Tensions de référence pour l'hacheur à cinq cellules	$V_{C1_ref} = 240\text{V}, V_{C2_ref} = 480\text{V}$ $V_{C3_ref} = 720\text{V}, V_{C4_ref} = 960\text{V}$

III.2.3.1.1. Hacheur multicellulaire à trois cellules

La figure III.3 présente un hacheur à trois cellules alimentant une charge $R - L$ avec la commande par Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI). Cette commande est en boucle ouverte pour exploiter le modèle aux valeurs instantanées du convertisseur multicellulaire.

Les signaux de commande dans la MLI sont obtenus par la comparaison d'un signal porteur triangulaire avec un signal de référence. Les trois porteurs de la MLI ont une fréquence de découpage de f_{dec} , la première porteur commence à l'origine de phase, la deuxième porteur est décalée de $\frac{T_{dec}}{3}$ par rapport à la première porteur, et la troisième porteur est décalée de $\frac{2T_{dec}}{3}$ par rapport à la première porteur. On impose directement une tension de charge V_{cha} .

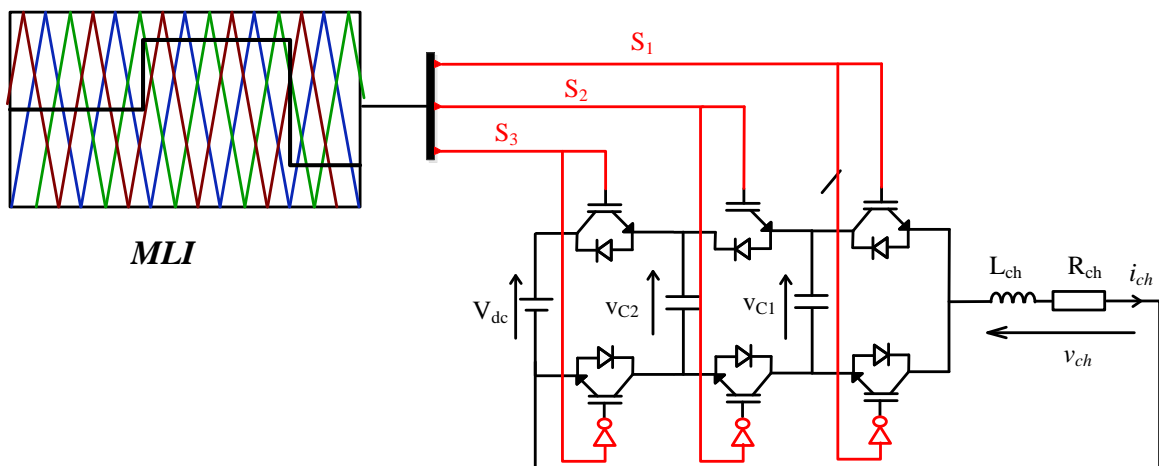


Fig. III.3 Commande MLI du hacheur multicellulaire à trois cellules.

Les résultats de simulation d'un hacheur multicellulaire à trois cellules avec la commande *MLI* en boucle ouverte sont présentés dans les figures III.4-7. La figure III.4 présente les tensions des condensateurs flottants avec un équilibrage naturel à leurs valeurs de référence (boucle ouverte) pour différentes valeurs de la tension désirée de la charge v_{chd} .

de 0 S à 0.25 S	de 0.25 S à 0.5 S	de 0.5 S à 0.6 S
$v_{chd} = 600V$	$v_{chd} = 960V$	$v_{chd} = 240V$

La figure III.5 présente la tension de sortie du hacheur multicellulaire ou la tension de la charge v_{ch} . Cette tension oscille entre deux limites ($\Delta v_{ch} = 400V$) quelque soit la valeur de la référence.

La figure III.6 présente le courant de charge (i_{ch}). On remarque que le courant de charge augmente avec l'augmentation de la tension de référence et vice versa. L'ondulation du courant de charge $i_{ch} = 3A$.

La figure III.7 présente la contrainte en tension sur un interrupteur du hacheur multicellulaire à trois cellules v_{int} . Cette contrainte est égale à $v_{int} = 400V$ lorsque l'interrupteur est ouvert.

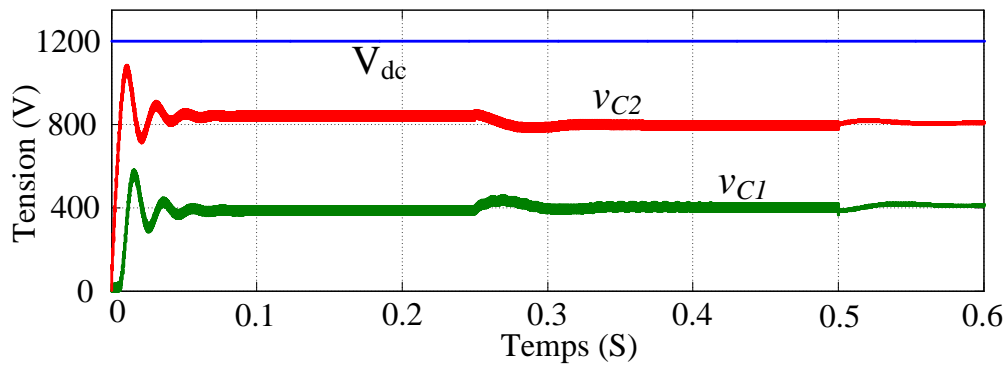


Fig. III.4 Equilibrage naturel des tensions des condensateurs de l'hacheur multicellulaire à trois cellules.

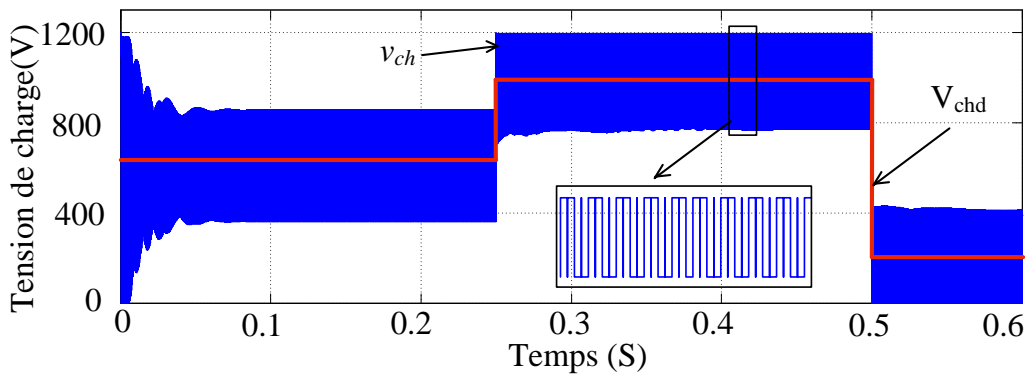


Fig. III.5 La tension de la charge de l'hacheur multicellulaire à trois cellules.

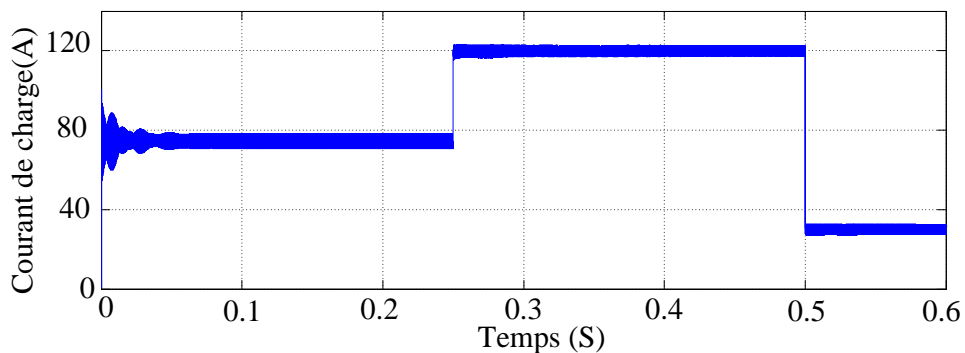


Fig. III.6 Le courant de la charge de l'hacheur multicellulaire à trois cellules.

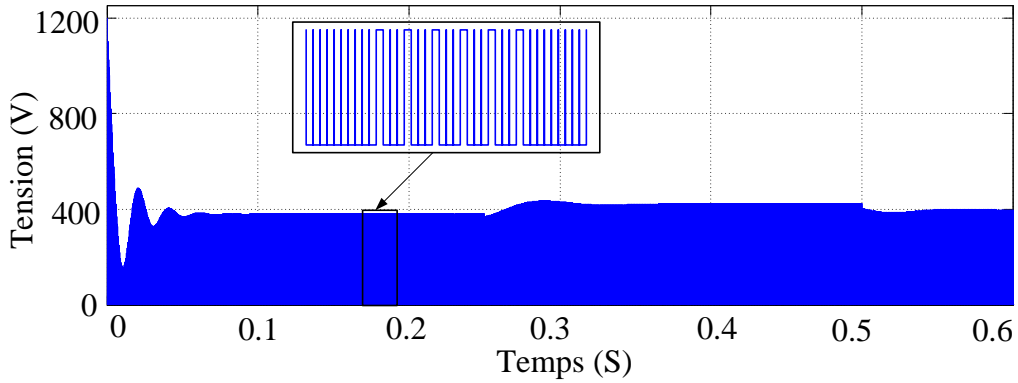


Fig. III.7 La contrainte en tension sur un interrupteur de l'hacheur multicellulaire à trois cellules.

III.2.3.1.2. Hacheur multicellulaire à cinq cellules

Pour un hacheur multicellulaire à cinq cellules à commande *MLI* en boucle ouverte les résultats de simulation sont présentés dans les figures (Fig. III.8-11). Les tensions des quatre condensateurs flottants tendent vers leurs valeurs de référence pour différentes valeurs de la tension de la charge comme montré dans la figure III.8. La tension de la charge v_{ch} est présentée dans la figure III.9 et les valeurs de cette tension sont résumées comme suit:

de 0 S à 1 S	de 1 S à 2 S	de 2 S à 2.5 S
$v_{chd} = 600V$	$v_{chd} = 960V$	$v_{chd} = 240V$
$\Delta v_{ch} = 280V$	$\Delta v_{ch} = 420V$	$\Delta v_{ch} = 10V$

La figure III.10 présente le courant de la charge (i_{ch}) du hacheur multicellulaire à cinq cellules avec une ondulation $\Delta i_{ch} = 1A$. La figure III.11 présente la contrainte en tension sur un interrupteur du hacheur multicellulaire à cinq cellules v_{int} . Cette contrainte est égale à $v_{int} = 240V$ si l'interrupteur est ouvert.

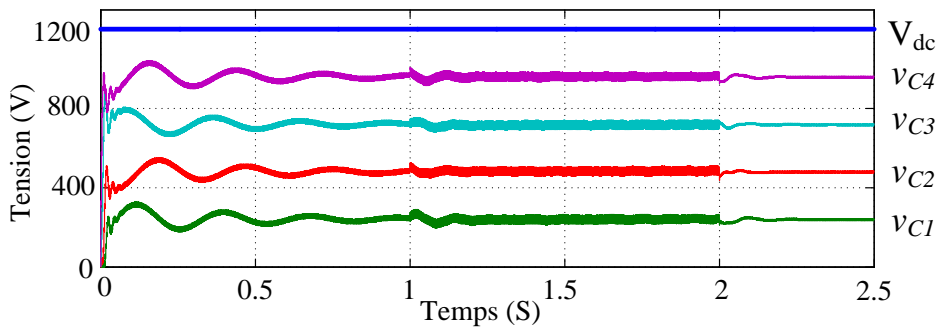


Fig. III.8 Equilibrage naturel des tensions des condensateurs du hacheur multicellulaire à cinq cellules.

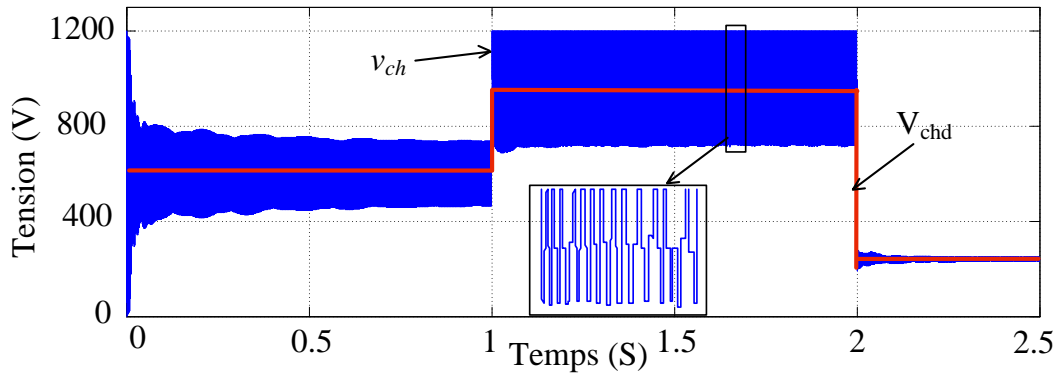


Fig. III.9 La tension de la charge du hacheur multicellulaire à cinq cellules.

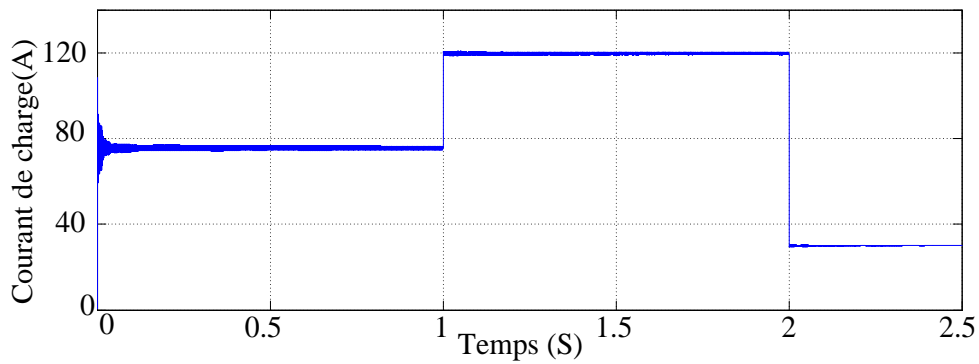


Fig. III.10 Le courant de charge du hacheur multicellulaire à cinq cellules.

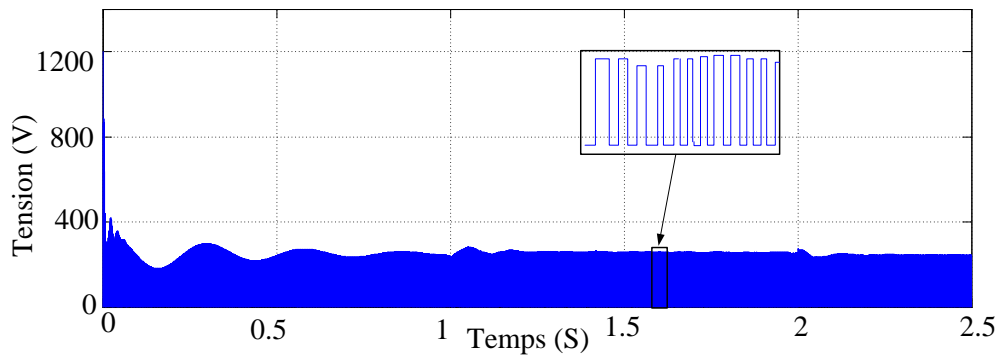


Fig. III.11 La contrainte en tension sur un interrupteur du hacheur multicellulaire à cinq cellules.

III.2.3.1.3. Hacheur classique

La topologie du hacheur classique est présentée dans la figure III.12, les résultats de simulation sont présentés dans les figures III.13-15.

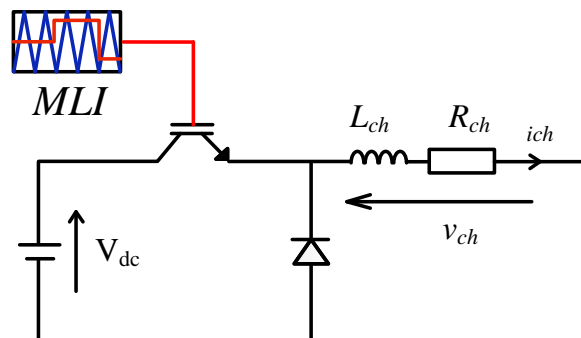


Fig. III.12 Commande MLI d'un hacheur abaisseur classique.

La tension de la charge est présentée dans la figure III.13 avec une ondulation de $\Delta v_{ch} = 1200V$.

Le courant de la charge est présenté dans la figure III.14 avec une ondulation $\Delta i_{ch} = 25A$. La figure III.15 présente la contrainte en tension sur un interrupteur de l'hacheur classique, cette contrainte $v_{int} = 1200V$ si l'interrupteur est ouvert.

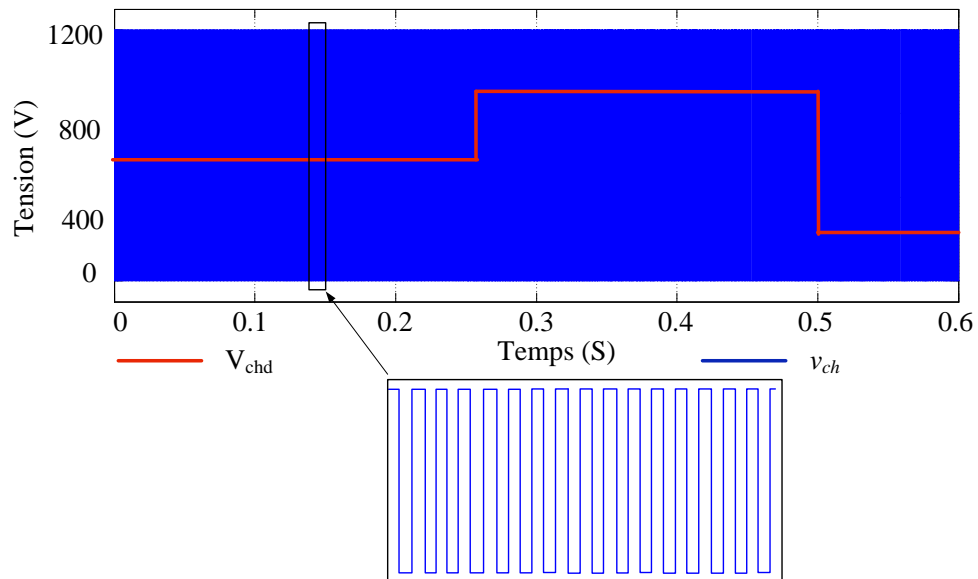


Fig. III.13 La tension de la charge de l'hacheur abaisseur classique.

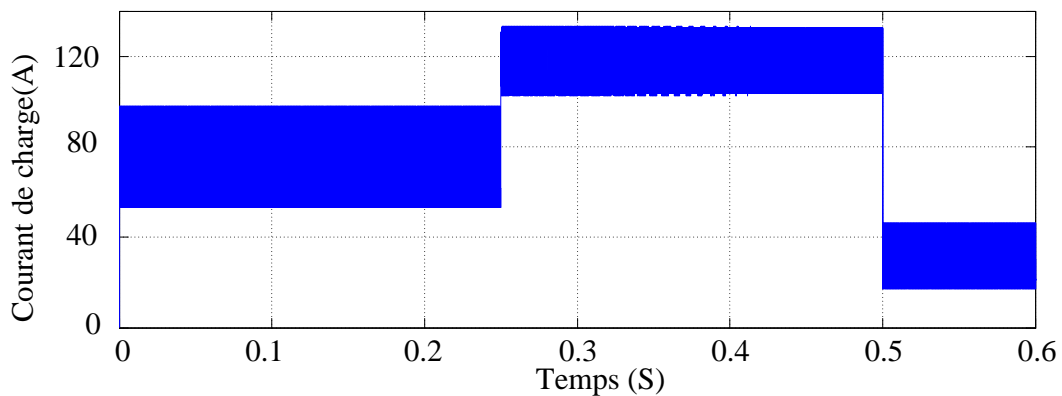


Fig. III.14 Le courant de charge de l'hacheur abaisseur classique.

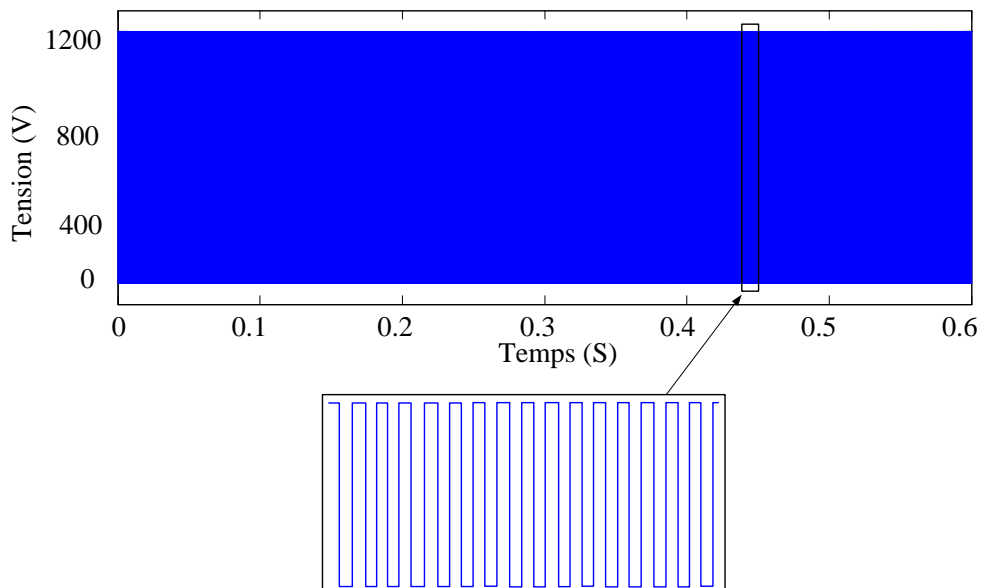


Fig. III.15 La contrainte en tension sur un interrupteur de l'hacheur classique.

Le Tableau. III.1 présente une comparaison entre les trois topologies de l'hacheur :

Tableau. III.1 Comparaison entre trois topologies de l'hacheur.

	Hacheur classique	Hacheur multicellulaire à trois cellules	Hacheur multicellulaire à cinq cellules
Δv_{ch} (V)	1200	400	Entre 20 et 400
Δi_{ch} (A)	25	3	1
v_{int} (V)	1200	400	240

III.2.3.2. Fonctionnement en mode Onduleur

Deux convertisseurs multicellulaires à trois cellules et à cinq cellules en fonctionnement onduleur monophasé en demi-pont sont utilisés et comparés dans cette partie par rapport à l'onduleur monophasé à deux niveaux.

III.2.3.2.1. Onduleur multicellulaire à trois cellules

La figure III.16 présente un onduleur multicellulaire à trois cellules monophasé en demi-pont alimentant une charge $R - L$. Les interrupteurs de puissance sont commandés en MLI en boucle ouverte.

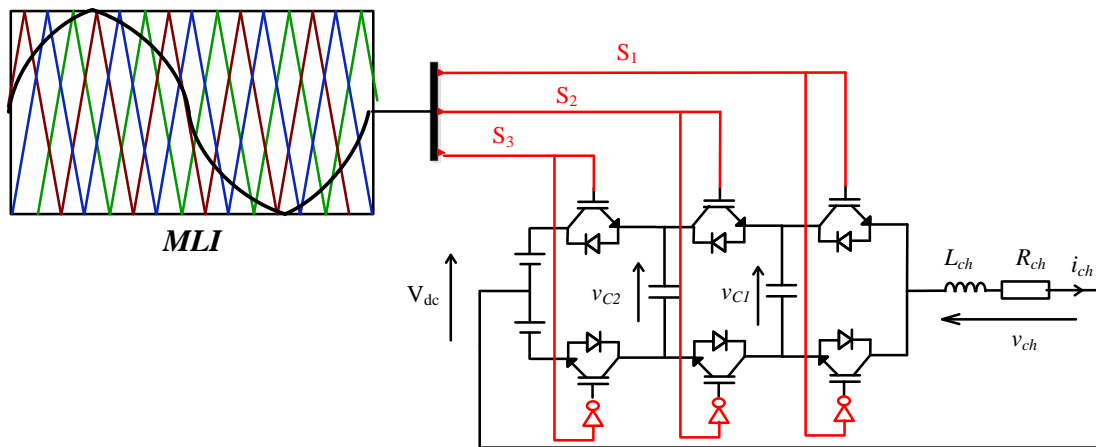


Fig. III.16 Commande MLI de l'onduleur multicellulaire à trois cellules.

La figure III.17 présente la tension de la charge à quatre niveaux ($-\frac{V_{dc}}{2}, -\frac{V_{dc}}{6}, \frac{V_{dc}}{6}, \frac{V_{dc}}{2}$) d'un onduleur multicellulaire à trois cellules. Les tensions des condensateurs flottants tendent vers leurs valeurs de référence comme montré dans la figure III.18. Dans les figures III.19-20, le courant de charge présente une forme sinusoïdale avec un $THD_{i_{ch}} = 2.92\%$. La contrainte en tension sur un interrupteur est $v_{int} = 400V$ (Fig. III.21).

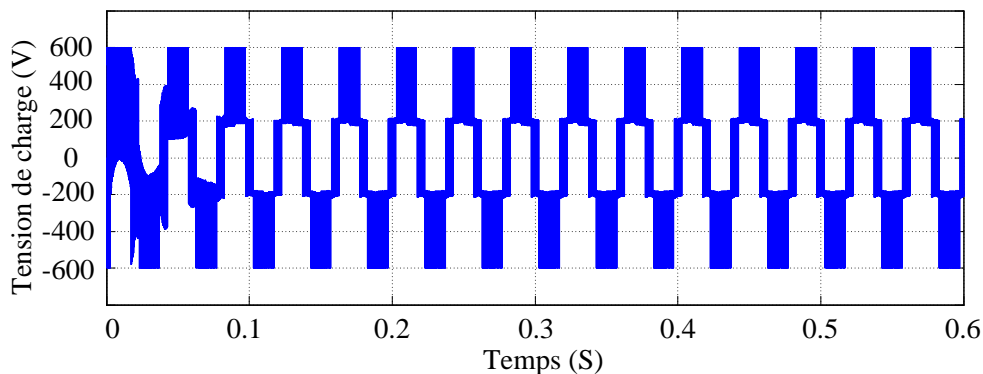


Fig. III.17 La tension de charge de l'onduleur multicellulaire à trois cellules.

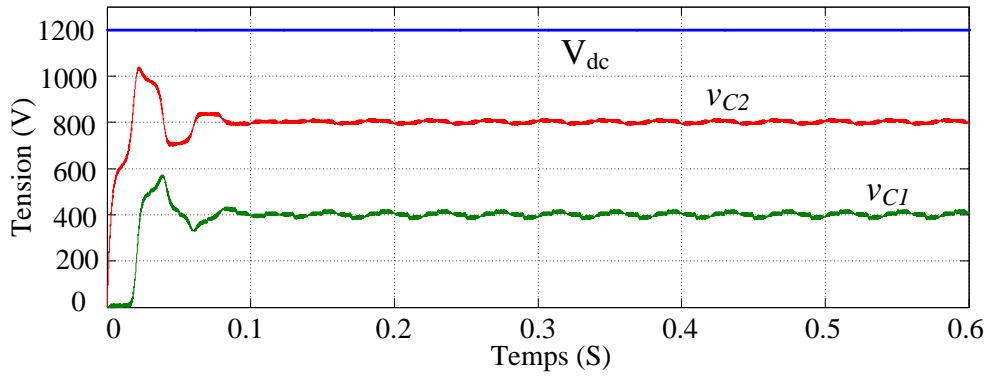


Fig. III.18 Equilibrage naturel des tensions des condensateurs flottants de l'onduleur multicellulaire à trois cellules.

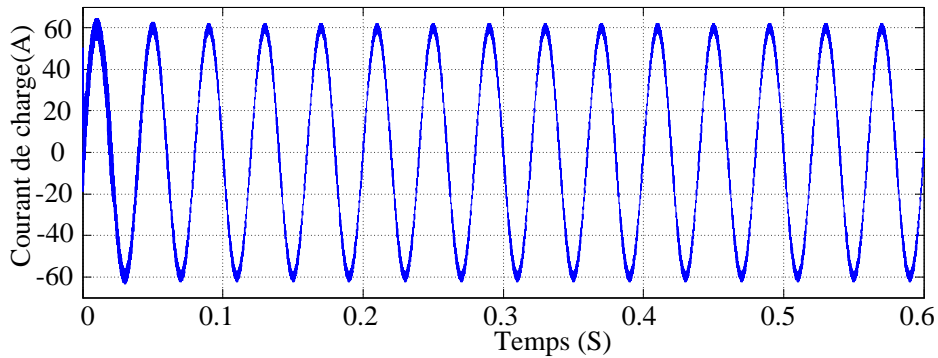


Fig. III.19 Le courant de charge de l'onduleur multicellulaire à trois cellules.

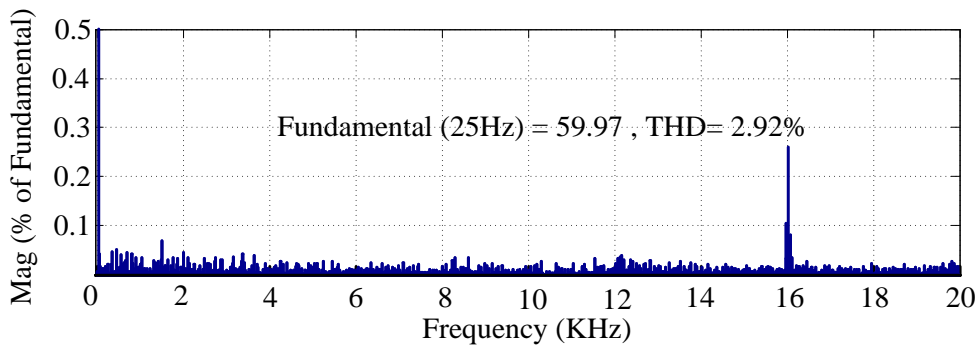


Fig. III.20 Spectre du courant de charge de l'onduleur multicellulaire à trois cellules.

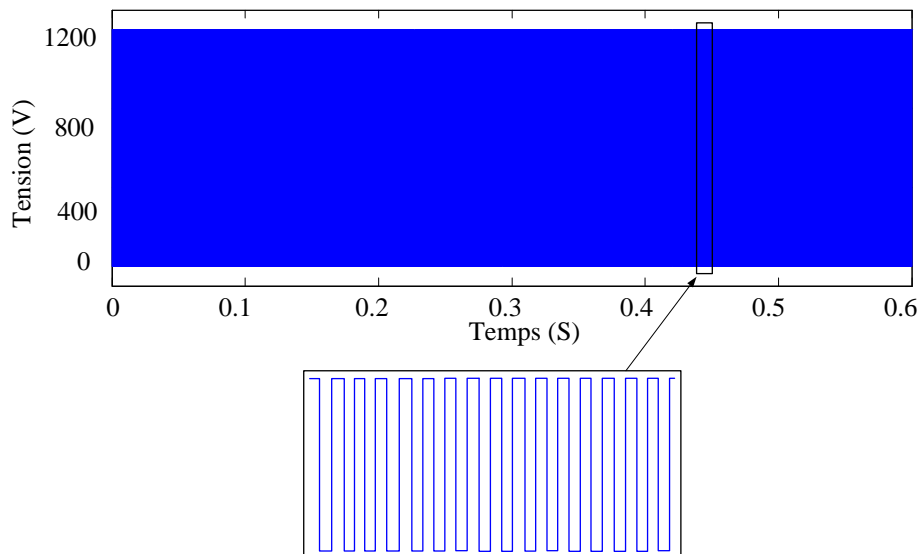


Fig. III.21 La contrainte en tension sur un interrupteur de l'onduleur multicellulaire à trois cellules.

III.2.3.2.2. Onduleur multicellulaire à cinq cellules

Dans le cas de l'onduleur à cinq cellules en boucle ouverte, les tensions des condensateurs flottants présentées dans la figure III.22 tendent naturellement vers leurs valeurs de référence. La tension de la charge à six niveaux $(\frac{-V_{dc}}{2}, \frac{-V_{dc}}{3}, \frac{-V_{dc}}{6}, \frac{V_{dc}}{6}, \frac{V_{dc}}{3}, \frac{V_{dc}}{2})$ de l'onduleur multicellulaire à cinq cellules est présentée dans la figure III.23. Dans les figures III.24-25, le courant de la charge présente une forme sinusoïdale avec un $THD_{ich} = 1.5\%$. La contrainte en tension sur un interrupteur est $v_{int} = 240V$ (voir Fig. III.26).

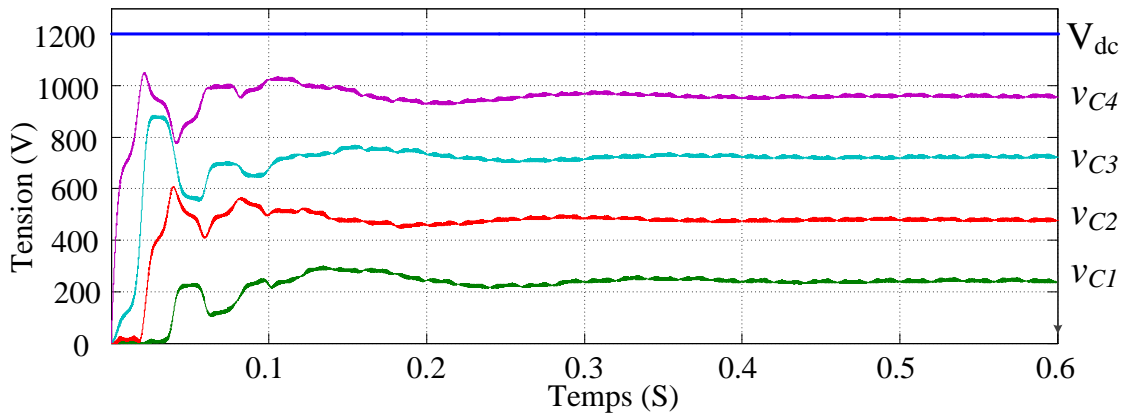


Fig. III.22 Equilibrage naturel des tensions des condensateurs flottants de l'onduleur multicellulaire à cinq cellules.

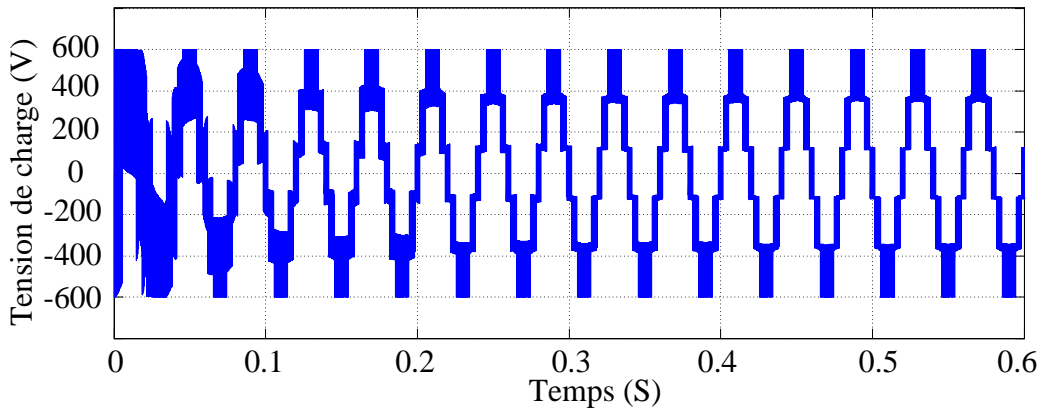


Fig. III.23 La tension de la charge de l'onduleur multicellulaire à cinq cellules.

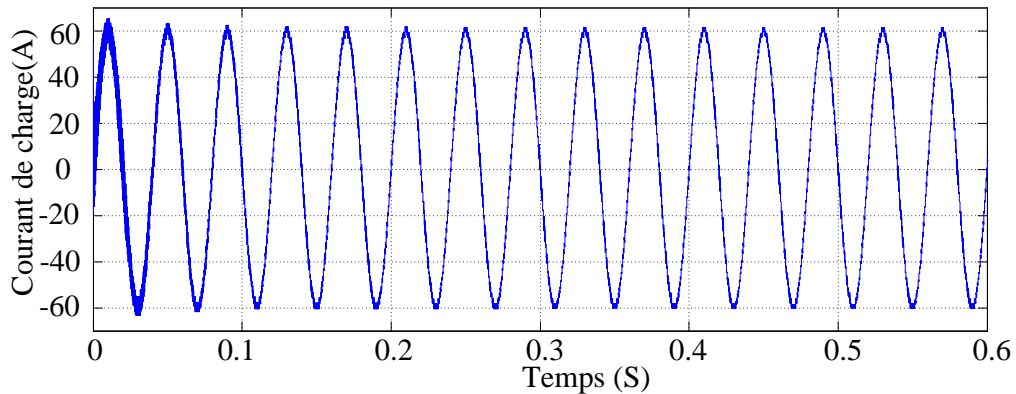


Fig. III.24 Le courant de la charge de l'onduleur multicellulaire à cinq cellules.

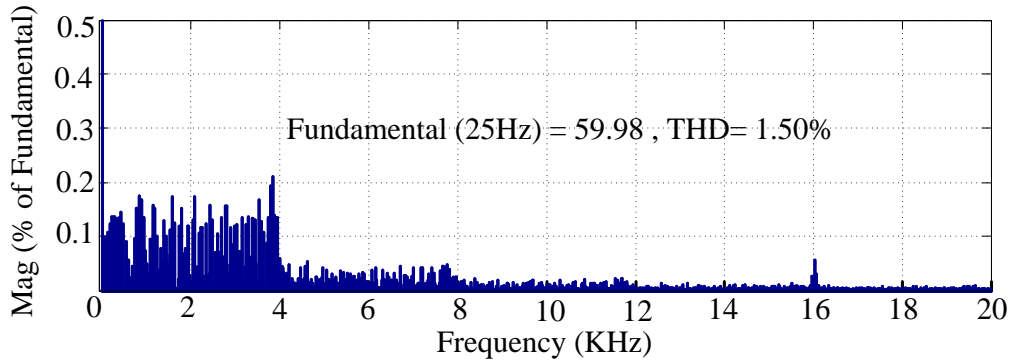


Fig. III.25 Spectre du courant de la charge de l'onduleur multicellulaire à cinq cellules.

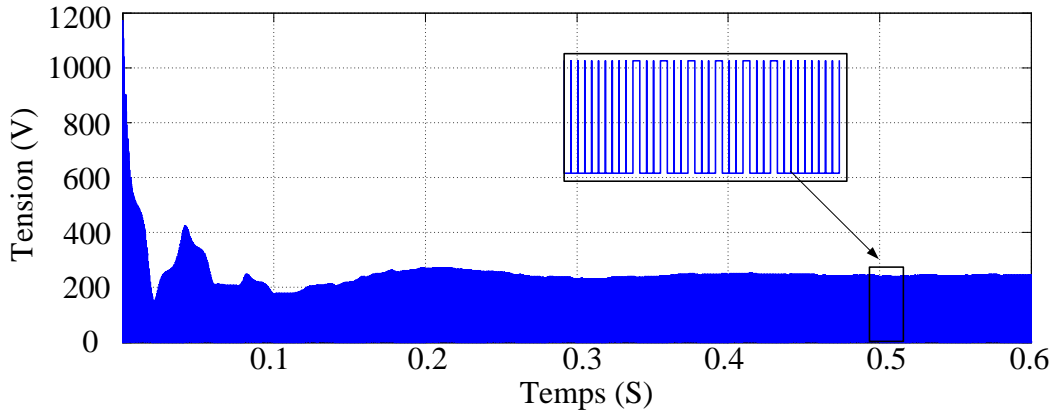


Fig. III.26 La contrainte en tension sur un interrupteur de l'onduleur multicellulaire à cinq cellules.

III.2.3.2.3. Onduleur à deux niveaux en demi-pont

Pour l'onduleur à deux niveaux demi-pont, la topologie et sa commande sont présentées dans la figure III.27.

Les signaux de commande dans la MLI sont obtenus par la comparaison d'un signal porteuse triangulaire avec un signal de référence sinusoïdal.

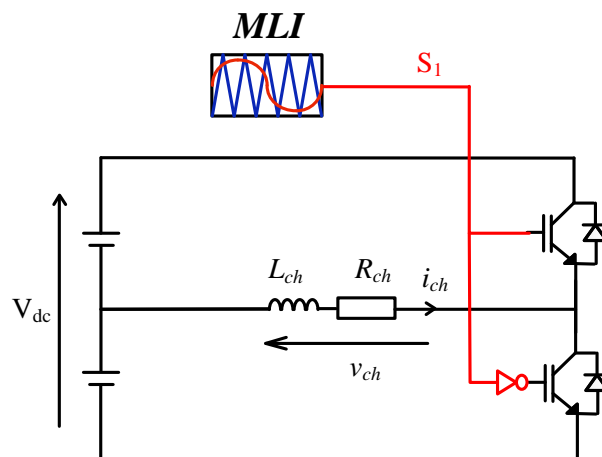


Fig. III.27 Onduleur deux niveaux demi pont.

La tension de la charge à deux niveaux $(\frac{-V_{dc}}{2}, \frac{V_{dc}}{2})$ de l'onduleur est présentée dans la figure III.28. Dans les figures III.29-30, le courant de la charge présente une forme sinusoïdale avec un $THD_{i_{ch}} = 22.47\%$. La contrainte en tension sur un interrupteur est $v_{int} = 1200V$ (Fig. III.31).

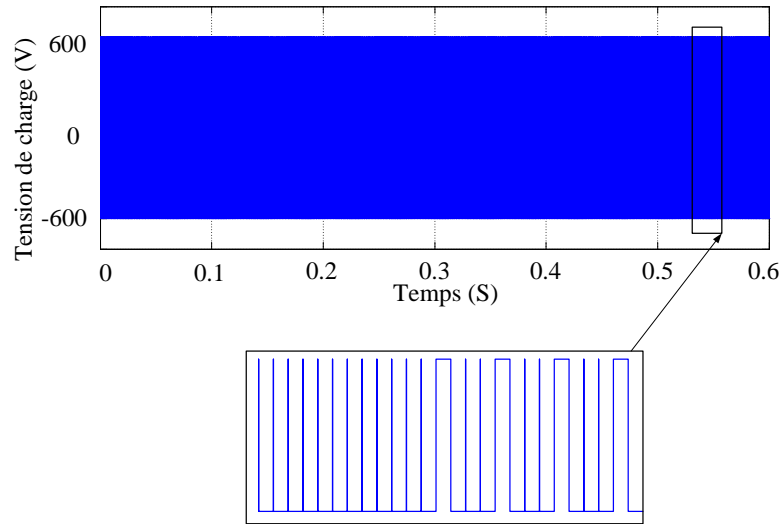


Fig. III.28 Tension de la charge de l'onduleur à deux niveaux en demi-pont.

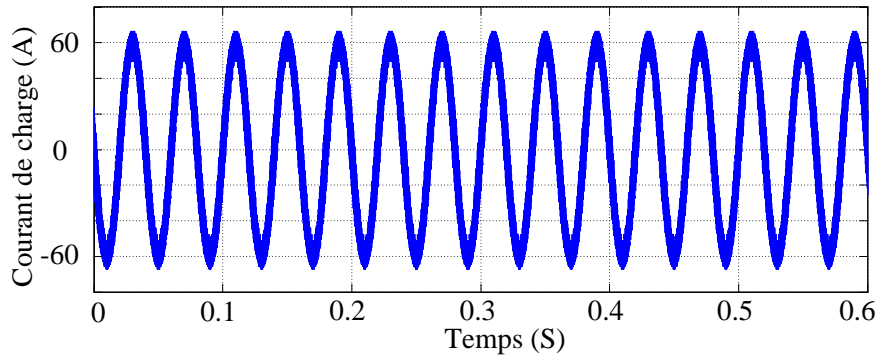


Fig. III.29 Courant de la charge de l'onduleur à deux niveaux en demi-pont.

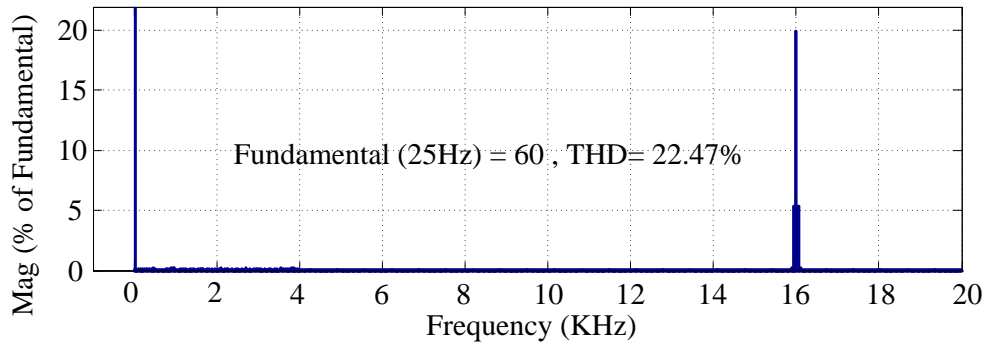


Fig. III.30 Spectre du courant de la charge de l'onduleur à deux niveaux en demi-pont.

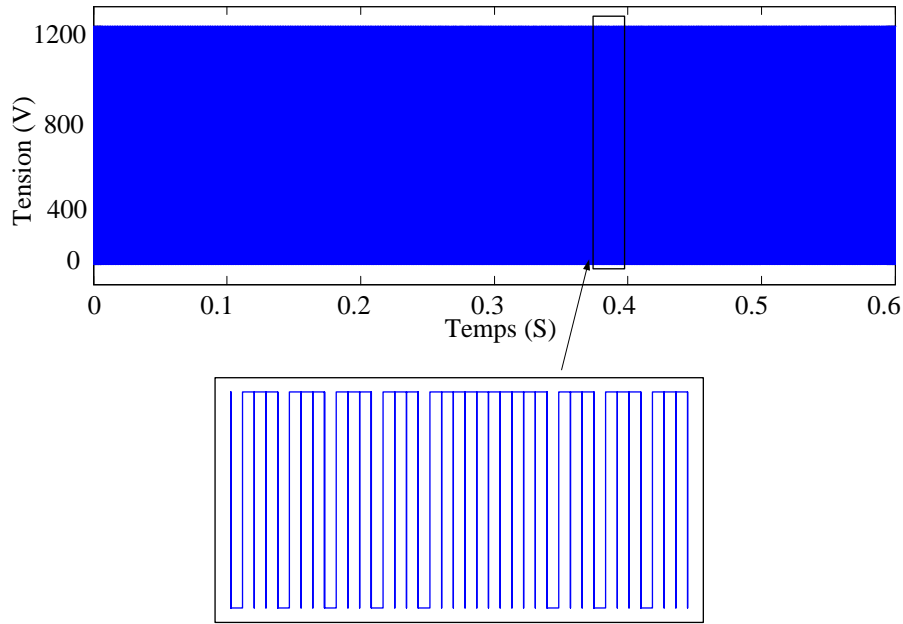


Fig. III.31 La contrainte en tension sur un interrupteur de l'onduleur à deux niveaux en demi-pont.

Le tableau III.2 présente une comparaison entre les trois topologies de l'onduleur.

Tableau. III.2 Comparaison entre trois topologies de l'onduleur monophasé.

	Onduleur à deux niveaux en demi-pont	Onduleur multicellulaire à 3 cellules	Onduleur multicellulaire à 5 cellules
v_{ch}	2 niveaux	4 niveaux	6 niveaux
THD_{ich}	22.47%	2.92%	1.50%
$v_{int}(V)$	1200	400	240

III.3. Modélisation aux valeurs moyennes.

Les inconvénients du modèle aux valeurs instantanées présenté dans la section précédente tel que le temps de commutation des interrupteurs nul (passage de l'état 0 à l'état 1) conduisent à l'utilisation du modèle aux valeurs moyennes [53].

Le convertisseur multicellulaire possède des variables discrètes (commutation des interrupteurs) et des variables continues (tension de sortie, tension des condensateurs flottants et le courant de la charge). Dans le modèle aux valeurs moyennes de ce convertisseur, on remplace les grandeurs continues par leurs valeurs moyennes pendant la période de découpage T_{dec} à condition que la constante du temps du système soit supérieure à T_{dec} . Cette méthode entraîne l'équilibrage des tensions des condensateurs flottants.

III.3.1. Fonctionnement en mode hacheur abaisseur

Si on considère que l'interrupteur S_i est commandé par un signal de commande de fréquence f_{dec} de période T_{dec} et un rapport cyclique μ_s . L'interrupteur est fermé pendant $T_{dec} \mu_s$ et ouvert pendant $[1 - \mu_s] T_{dec}$.

- Pendant $T_{dec} \mu_s$

S_i est fermé et \bar{S}_i est ouvert, la tension aux bornes de l'interrupteur \bar{S}_i est $v_{\bar{S}_i} = v_{Ci} - v_{Ci-1}$ et

le courant $i_{\bar{S}_i} = 0$

- Pendant $[1 - \mu_s] T_{dec}$

S_i est ouvert et \bar{S}_i est fermé, la tension aux bornes de l'interrupteur \bar{S}_i est $v_{\bar{S}_i} = 0$ et le courant $i_{\bar{S}_i} = i_{ch}$.

La valeur moyenne $V_{\bar{S}_i}$ de la tension $v_{\bar{S}_i}$ est donnée par l'équation (III.11) [46-47].

$$V_{\bar{S}_i} = \frac{1}{T_{dec}} \int_0^{T_{dec}} v_{\bar{S}_i} dt = \mu_s [v_{C_i} - v_{C_{i-1}}] \quad \text{III-11}$$

Et la tension de sortie moyenne est donnée par l'équation (III-12)

$$V_{ch} = \sum_{i=1}^{i=N} V_{\bar{S}_i} = \sum_{i=1}^{i=N} \mu_s [v_{C_i} - v_{C_{i-1}}] \quad \text{III-12}$$

Avec : $v_{C_0} = 0$ et $V_{C_N} = V_{dc}$

Le courant moyen parcourant le condensateur C_i est relié au courant traversant les interrupteurs des deux cellules adjacentes et est donné par l'équation (III-13) :

$$I_{C_i} = I_{S_i} - I_{S_{i+1}} = [\mu_{S_{i+1}} - \mu_{S_i}] I_{ch} \quad \text{III-13}$$

Avec : I_{ch} est le courant moyen de la charge.

L'expression du courant du condensateur nous permet de calculer l'évolution des tensions moyennes des condensateurs flottants par l'équation (III.14).

$$\frac{d}{dt} V_{C_i} = \frac{1}{C_i} I_{C_i} = \frac{1}{C_i} [\mu_{S_{i+1}} - \mu_{S_i}] I_{ch} \quad \text{III-14}$$

Si on pose

$$\alpha_i = [\mu_{S_{i+1}} - \mu_{S_i}] \quad \text{III-15}$$

Alors l'évolution des tensions des condensateurs est donnée par l'équation suivante :

$$\frac{d}{dt} V_{C_i} = \frac{\alpha_i}{C_i} I_{ch} \quad \text{III-16}$$

La tension moyenne de sortie selon la figure III.1, peut s'écrire selon les deux formes suivantes :

$$V_{ch} = - \sum_{i=1}^{i=N-1} \alpha_i V_{C_i} + \mu_{S_N} V_{dc} \quad \text{III-17}$$

$$V_{ch} = R_{ch} I_{ch} + L_{ch} \frac{d}{dt} I_{ch} \quad \text{III-18}$$

À partir des deux équations précédentes, l'équation d'état du courant de charge d'un bras du convertisseur multicellulaire est donnée par l'équation (III.19) :

$$\frac{d}{dt} I_{ch} = - \sum_{i=1}^{i=N-1} \left(\frac{\alpha_i}{L_{ch}} V_{C_i} \right) + \frac{\mu_{S_N}}{L_{ch}} V_{dc} - \frac{R_{ch}}{L_{ch}} I_{ch} \quad \text{III-19}$$

Dans la représentation d'état, il y a N équations différentielles où :

$N - 1$ équations représentant l'évolution des tensions des condensateurs flottants et une équation représentant l'évolution du courant de la charge. La représentation d'états sous forme matricielle des valeurs moyennes d'un bras multicellulaire est donnée par l'équation III-20 qui représente un système

non linéaire de $N \times N$:

$$\dot{x} = A(x) + B(x)u \quad \text{III-20}$$

Tel que x est le vecteur d'état est égal à $[V_{C1}, V_{C2}, V_{C3}, \dots, V_{CN-1}, I_{ch}]^T$ et u est le vecteur de commande $[\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \dots, \alpha_{N-1}, \alpha_N]^T$.

$$A = \begin{pmatrix} 0 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & \dots & 0 & \frac{-R_{ch}}{L_{ch}} \end{pmatrix} \text{ et } B = \begin{pmatrix} \frac{I_{ch}}{C} & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & \frac{I_{ch}}{C} & \ddots & 0 & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \frac{I_{ch}}{C} & 0 \\ -\frac{V_{C1}}{L_{ch}} & -\frac{V_{C2}}{L_{ch}} & \dots & -\frac{V_{CN}}{L_{ch}} & \frac{V_{dc}}{L_{ch}} \end{pmatrix}$$

III.3.2. Fonctionnement en mode onduleur

On utilise la topologie d'onduleur demi pont à point milieu pour voir les niveaux $-\frac{V_{dc}}{2}$ et $\frac{V_{dc}}{2}$

La tension de sortie de l'onduleur multicellulaire selon la figure III.2 peut s'écrire sous la forme suivante (Equation III-21) :

$$V_{ch} = R_{ch}I_{ch} + L_{ch} \frac{d}{dt} I_{ch} - \frac{V_{dc}}{2} \quad \text{III-21}$$

Alors, l'équation différentielle du courant de la charge de l'onduleur multicellulaire en demi-pont à N cellules est donnée par l'équation (III-22):

$$\frac{d}{dt} I_{ch} = - \sum_{i=1}^{i=N-1} \frac{\alpha_i}{L_{ch}} V_{Ci} + \frac{\alpha_N}{L_{ch}} V_{dc} - \frac{R_{ch}}{L_{ch}} I_{ch} - \frac{V_{dc}}{2L_{ch}} \quad \text{III-22}$$

Avec $\alpha_N = \mu_{SN}$

Et la représentation matricielle de cet onduleur est donnée par l'équation (III-23) :

$$\dot{x} = A(x) + B(x)u + H \quad \text{III-23}$$

Avec : $H = [0, 0, \dots, 0, -\frac{V_{dc}}{2}]^T$

III.3.3. Commande du convertisseur multicellulaire à partir du modèle aux valeurs moyennes

III.3.3.1. Commande par linéarisation exacte

La linéarisation exacte est dédiée à l'utilisation des correcteurs linéaires dans un système non linéaire. L'idée principale est d'utiliser une transformation algébrique du système non linéaire pour le rendre linéaire [53]. Après cette transformation toutes les techniques de correction linéaire peuvent être utilisées. L'avantage principal de cette méthode est d'effectuer une transformation exacte sans passer par des approximations.

Après quelques rappels nécessaires, nous appliquons cette méthode à l'onduleur multicellulaire triphasé à trois cellules.

Soit le système non linéaire multi-entrées multi-sorties présenté dans l'équation (III-24):

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u + H \\ y = d(x) \end{cases} \quad \text{III-24}$$

$[x_1, x_2, x_3, \dots, x_N]^T$ est le vecteur d'état.

$[y_1, y_2, y_3, \dots, y_N]^T$ est le vecteur de sortie.

$[u_1, u_2, u_3, \dots, u_N]^T$ est le vecteur d'entrée.

$[H_1, H_2, H_3, \dots, H_N]^T$ est la composant perturbatrice

Et dont la représentation vectorielle est :

$$f(x) = \begin{pmatrix} f_1(x) \\ \vdots \\ f_n(x) \end{pmatrix}, g(x) = \begin{pmatrix} g_1(x) \\ \vdots \\ g_n(x) \end{pmatrix}, d(x) = \begin{pmatrix} d_1(x) \\ \vdots \\ d_n(x) \end{pmatrix}$$

Les fonctions f , g et d sont considérées comme des fonctions lisses qui sont indéfiniment dérivables par rapport à chacun de leurs arguments.

L'idée de la linéarisation exacte est de boucler le système par l'introduction d'une nouvelle commande w tel que $u = R(x, w)$.

Pour effectuer ce bouclage de linéarisation, il faut exprimer les dérivées successives des y_i . On arrête la dérivation quand les entrées commencent à intervenir dans l'expression de la dérivée. Considérons l'équation (III-25) [55]:

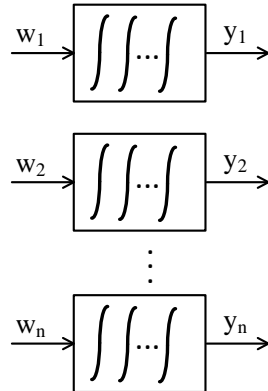
$$\begin{pmatrix} y_1^{(r_1)} \\ \vdots \\ y_m^{(r_m)} \end{pmatrix} = \Delta(x)u + \Delta_0(x) + H \quad \text{III-25}$$

Où la nouvelle entrée w est donnée par l'équation (III-26) :

$$\begin{cases} y_1^{r_1} = w_1 \\ \vdots \\ y_n^{r_n} = w_n \end{cases} \quad \text{III-26}$$

Où r_i désigne la plus petite dérivée pour que les entrées u apparaissent dans la $r_i^{\text{ème}}$ dérivée de la sortie y_i .

Le système linéarisé est donné par :



On considère que la matrice $\Delta(x)$ est inversible, on peut effectuer le bouclage suivant [46]:

$$u(x) = \Delta^{-1}(x)w - \Delta^{-1}(x)\Delta_0(x) - \Delta^{-1}(x)H \quad \text{III-27}$$

$$u(x) = \Delta^{-1}(x)[w - H] - \Delta^{-1}(x)\Delta_0(x) \quad \text{III-28}$$

Où w est la nouvelle entrée pour rendre le système (III-24) linéaire.

On peut écrire l'équation (III-28) sous la forme suivante :

$$u(x) = \alpha(x) + \beta(x)[w - H] \quad \text{III-29}$$

Avec

$$\alpha(x) = -\Delta^{-1}(x)\Delta_0(x) \quad \text{III-30}$$

$$\beta(x) = \Delta^{-1}(x) \quad \text{III-31}$$

Le système représenté par l'équation (III-24) est linéaire et complètement découplé avec la nouvelle commande w et est facilement commandable en utilisant les techniques classiques de la

commande par retour de sortie.

Le schéma global de ce système avec la commande w est donné dans la figure suivante :

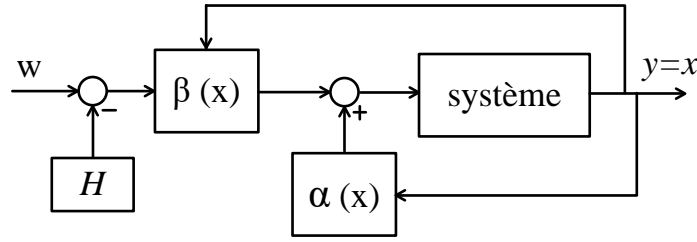


Fig. III.32 La linéarisation du système non linéaire.

III.3.4. Application de linéarisation exacte à un onduleur multicellulaire triphasé à trois cellules

On applique le modèle aux valeurs moyennes avec la linéarisation exacte sur un onduleur multicellulaire à trois cellules triphasé avec une charge $R - L$. La représentation d'état sous forme non linéaire de cet onduleur est donnée par l'équation (III-32)

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{c1} \\ \dot{V}_{c2} \\ \dot{I}_{ch} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_{ch}}{L_{ch}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{c1} \\ V_{c2} \\ I_{ch} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{I_{ch}}{C} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{I_{ch}}{C} & 0 \\ \frac{V_{c1}}{L_{ch}} & \frac{V_{c2}}{L_{ch}} & \frac{V_{dc}}{L_{ch}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{V_{dc}}{2L_{ch}} \end{bmatrix} \quad \text{III-32}$$

Le vecteur d'état x du système de chaque phase est donc d'ordre trois avec deux tensions des condensateurs flottants et un courant de la charge.

$$x_1 = V_{c1}, x_2 = V_{c2}, x_3 = I_{ch}, a = \frac{1}{C}, b_0 = \frac{R_{ch}}{L_{ch}}, b_1 = \frac{1}{R_{ch}}$$

Pour que le découplage du système (III-12) soit possible, la matrice $\Delta(x)$ doit être inversible, alors, le delta $\Delta(x) = a^2 b_1 V_{dc} x_3^2$ est différent de zéro

Pour que la matrice $\Delta(x)$ soit inversible il faut que $V_{dc} \neq 0$ et $x_3 \neq 0$ [53].

$$\Delta_0(x) = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ -b_0 x_3 \end{pmatrix} \quad \text{III-33}$$

$$\Delta^{-1}(x) = \begin{pmatrix} \frac{x_1 - V_{dc}}{aV_{dc}x_3} & \frac{x_2 - V_{dc}}{aV_{dc}x_3} & \frac{1}{b_1 V_{dc}} \\ \frac{x_1}{aV_{dc}x_3} & \frac{x_2 - E}{aV_{dc}x_3} & \frac{1}{b_1 V_{dc}} \\ \frac{x_1}{aV_{dc}x_3} & \frac{x_2}{aV_{dc}x_3} & \frac{1}{b_1 V_{dc}} \end{pmatrix} \quad \text{III.34}$$

Le retour d'état peut donc s'exprimer par :

$$\alpha(x) = -\Delta^{-1}(x)\Delta_0(x) = \begin{pmatrix} \frac{b_0 x_3}{b_1 V_{dc}} \\ \frac{b_0 x_3}{b_1 V_{dc}} \\ \frac{b_0 x_3}{b_1 V_{dc}} \end{pmatrix} \quad \text{III.35}$$

En appliquant sur le système le retour d'état, on obtient le système linéarisé suivant :

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = \dot{V}_{c1} = w_1 \\ \dot{y}_2 = \dot{V}_{c2} = w_2 \\ \dot{y}_3 = \dot{I}_{ch} = w_3 \end{cases}$$

III.3.5. Boucle de régulation proportionnelle

La commande en boucle fermée avec un régulateur proportionnel à l'onduleur multicellulaire en utilisant la linéarisation exacte est résumée dans la figure III.33

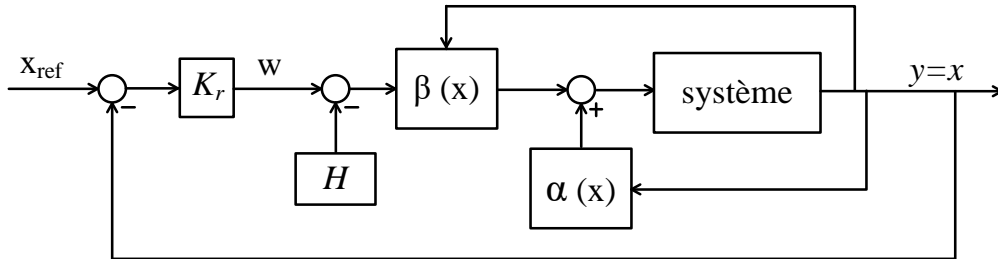


Fig. III.33 Boucle de régulation avec correcteur proportionnel.

On peut représenter le système de la figure III.33 par un simple intégrateur en boucle fermée comme le montre la Fig. III.34.

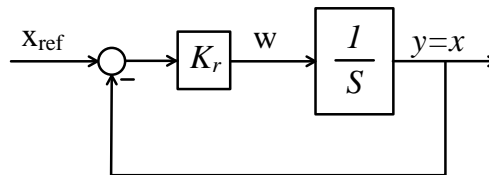


Fig. III.34 Boucle de régulation simplifiée.

La figure III.35 représente le circuit de puissance d'un onduleur demi-pont triphasé multicellulaire à trois cellules avec une charge $R - L$.

Les paramètres de simulation sont :

Fréquence de découpage	$f_{dec} = 16 \text{ kHz}$
Capacité flottante	$C = 0.4 \mu\text{F}$
Tension de source	$V_{dc} = 1200 \text{ V}$
Inductance de la charge	$L_{ch} = 0.4 \text{ mH}$
Résistance de la charge	$R_{ch} = 8 \Omega$
Tensions de référence pour onduleur à trois cellules	$V_{C1_ref} = 400\text{V}, V_{C2_ref} = 800\text{V}$
Référence du courant de la charge	$I_{ch-ref} = 60 \text{ A } f = 50\text{Hz}$

Le courant de la charge a une forme sinusoïdale d'amplitude $I_{ch} = 59.51 \text{ A}$ avec un $THD = 2.43\%$ comme indiqué dans les figures III.36-37. La figure III.38 représente les tensions des condensateurs flottants pour une phase de l'onduleur multicellulaire triphasé. Ces tensions tendent vers leurs valeurs de référence avec un régime transitoire de 5 ms . Ces résultats en boucle fermée montrent l'efficacité de la commande par linéarisation exacte avec le modèle aux valeurs moyennes de l'onduleur multicellulaire à trois cellules.

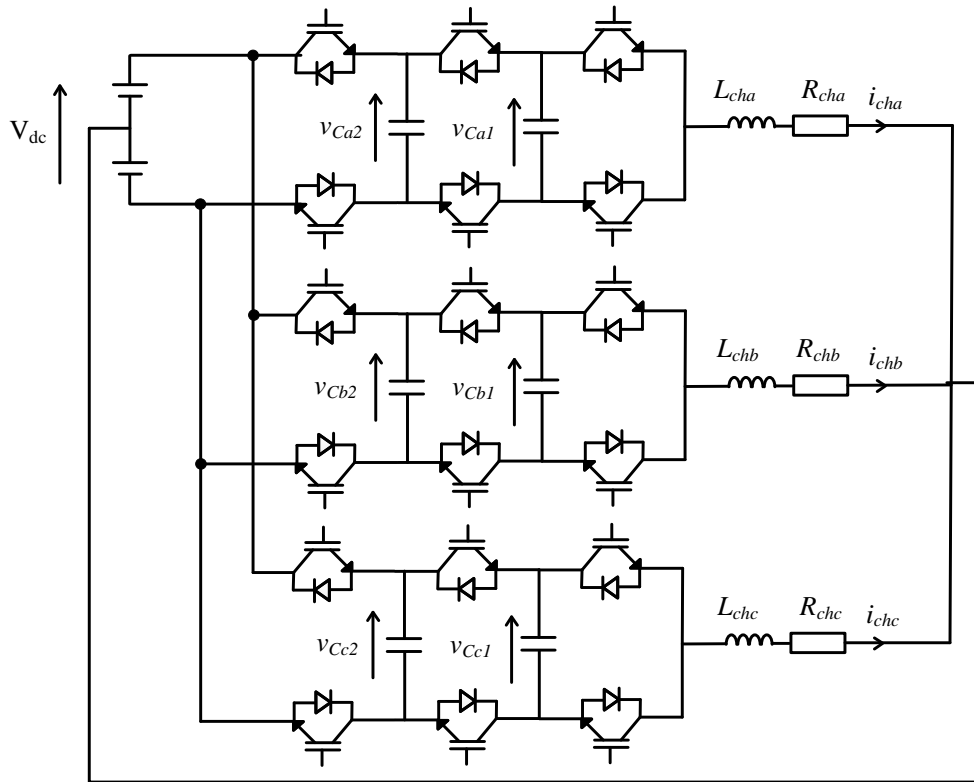


Fig. III.35 Onduleur triphasé demi-pont multicellulaire à trois cellules.

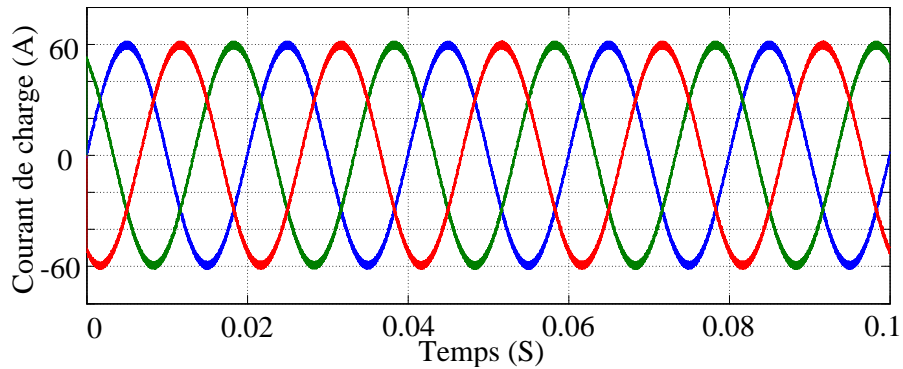


Fig. III.36 Courant de la charge d'un onduleur triphasé multicellulaire à trois cellules.

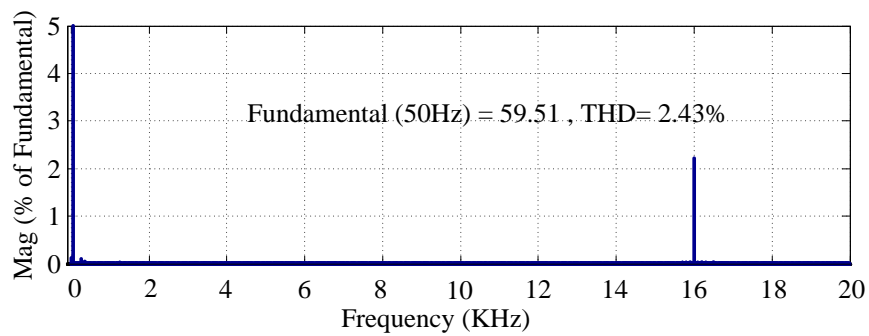


Fig. III.37 Spectre du courant de la charge.

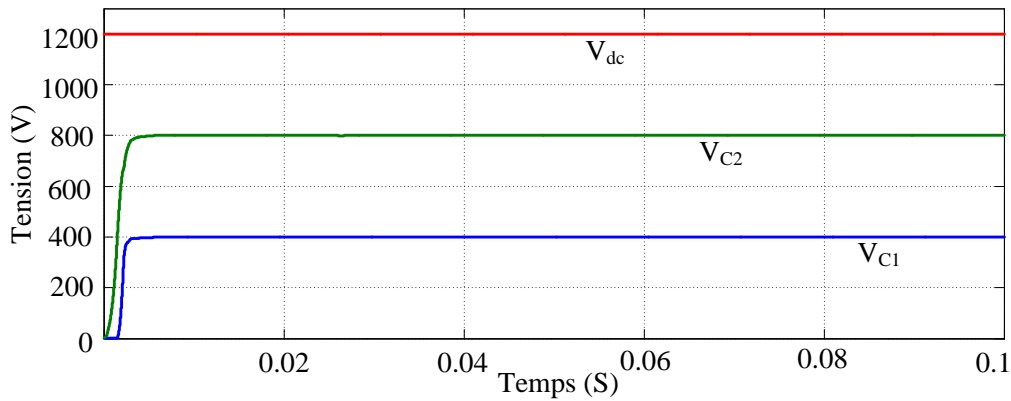


Fig. III.38 Les tensions des condensateurs flottants.

Pour tester la robustesse de la commande par linéarisation exacte on utilise trois essais :

- Essai avec une charge déséquilibrée.
- Essai avec une variation de la référence du courant de la charge.
- Essai avec une variation de la tension de la source continue.

III.3.5.1. Charge déséquilibrée

Un déséquilibre de la charge $R - L$ triphasé est effectué pour tester la robustesse de la commande par linéarisation exacte en boucle fermée. Les paramètres de la charge triphasée déséquilibrée sont :

$$\begin{aligned} R_{cha} &= 1\Omega & L_{cha} &= 0.1\text{mH} \\ R_{chb} &= 5\Omega & L_{chb} &= 0.6\text{mH} \\ R_{chc} &= 0.1\Omega & L_{chc} &= 0.8\text{mH} \end{aligned}$$

La figure III.39 indique que les courants de la charge restent équilibrés autour de leurs valeurs de référence (60 A max) malgré le déséquilibre de la charge. Cela démontre que la commande par linéarisation exacte avec le modèle aux valeurs moyennes de l'onduleur multicellulaire triphasé à trois cellules est robuste contre le déséquilibre de la charge.

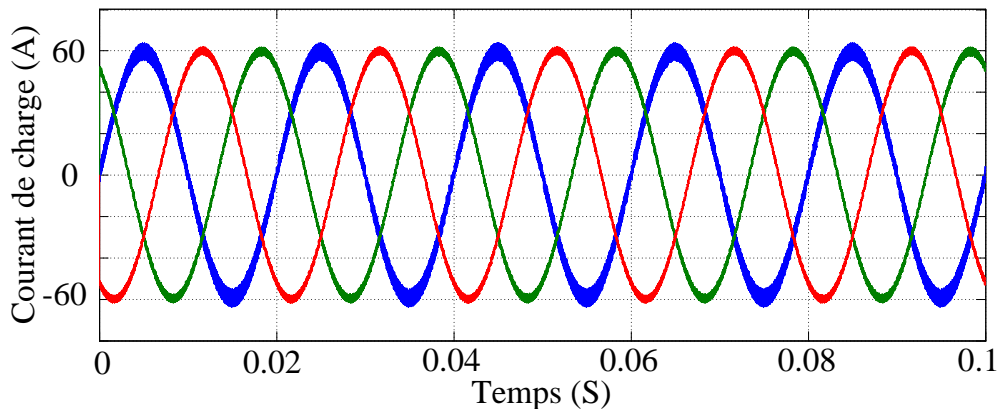


Fig. III.39 Courant de la charge de l'onduleur triphasé multicellulaire à trois cellules avec une charge déséquilibrée.

III.3.5.2. Variation du courant de la charge

Dans ce deuxième essai une variation de 100% du courant de la charge est effectuée comme suit:

de 0 S à 0.05 S	de 0.05 S à 0.1 S
$I_{ch-ref} = 30A$	$I_{ch-ref} = 60A$

Les courants de la charge suivent toujours leurs références dans le cas de la variation de ces derniers en une forme sinusoïdale (Fig. III.40), ce qui prouve la robustesse de la commande proposée contre la variation du courant de la charge de la référence.

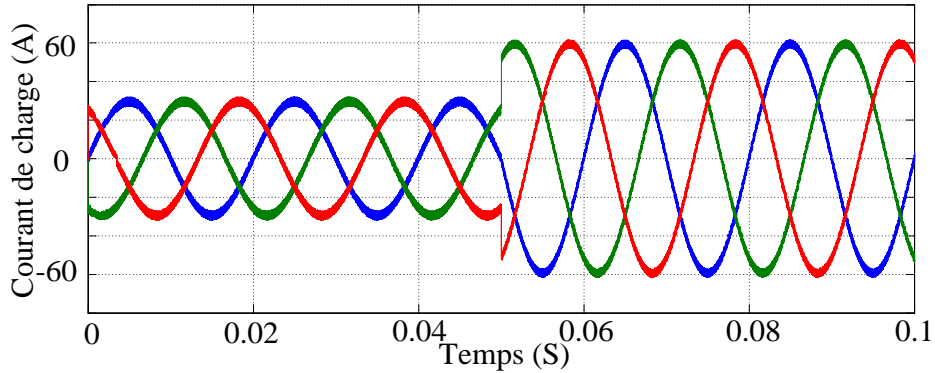


Fig. III.40 Courant de la charge de l'onduleur triphasé multicellulaire à trois cellules avec une variation de la référence du courant de la charge.

III.3.5.3. Variation de la tension de la source

Dans ce troisième essai une variation de la tension de la source est effectuée comme suit :

de 0 S à 0.05 S	de 0.05 S à 0.1 S
$V_{dc} = 1200V$	$V_{dc} = 1400V$

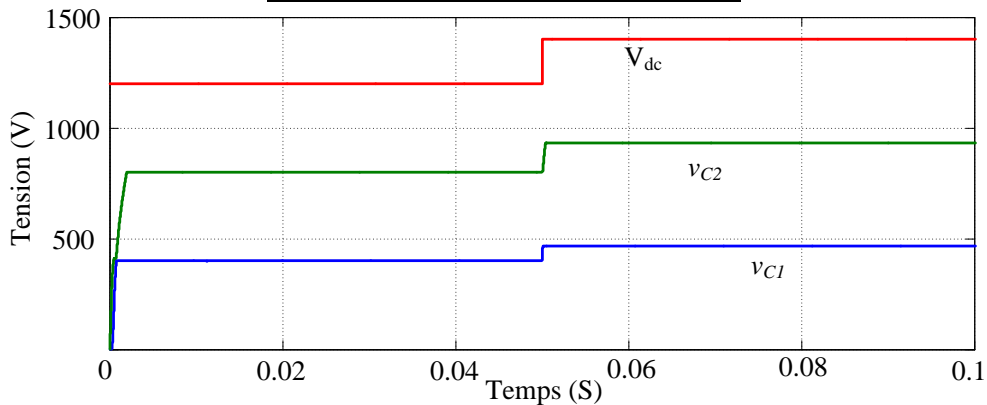


Fig.II.41 Les tensions des condensateurs lors de la variation de la tension de la source.

La figure III.41 présente les tensions des condensateurs d'une phase de l'onduleur multicellulaire. Lorsque la tension de la source continue est augmentée, les tensions des condensateurs flottants augmentent aussi et les courants de la charge restent autour de leurs valeurs de référence comme le montre la figure III.42.

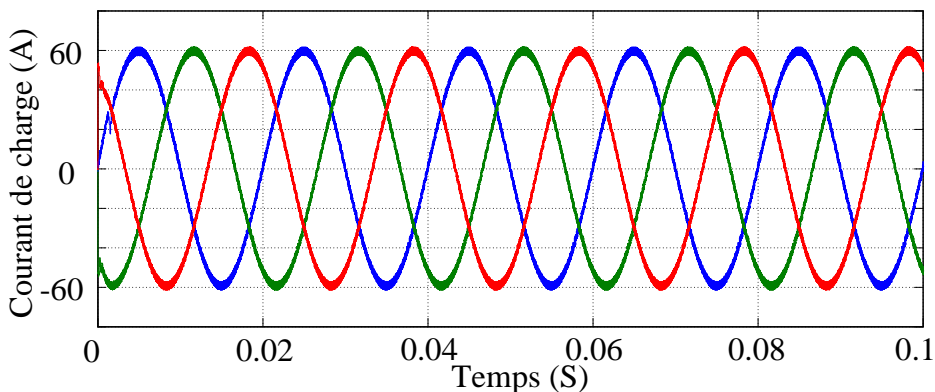


Fig. III.42 Courant de la charge de l'onduleur triphasé multicellulaire à trois cellules avec une variation de la

tension de la source.

III.4. Conclusion

La modélisation du convertisseur multicellulaire en fonctionnement hacheur et onduleur a été effectuée pour déterminer le modèle mathématique (les équations différentielles). Ces équations sont utilisées pour définir les lois de commande adéquates pour alimenter la charge $R - L$. Le modèle aux valeurs instantanées est utilisé avec la commande *MLI* en boucle ouverte en fonctionnement hacheur à trois et à cinq cellules, et en fonctionnement onduleur à trois et à cinq cellules tout en menant une comparaison avec les structures classiques. Une comparaison a été faite entre un hacheur multicellulaire et la structure classique du hacheur abaisseur. La structure multicellulaire en mode hacheur conduit à une amélioration des formes d'ondes de la tension et du courant de la charge et a une minimisation des contraintes en tension sur les interrupteurs de puissance à l'état ouvert (minimisation de dv/dt). L'inconvénient principal de la commande en boucle ouverte consiste en une durée du régime transitoire des tensions des condensateurs très importante.

Une étude comparative entre l'onduleur multicellulaire trois et cinq cellules avec la structure classique à deux niveaux de l'onduleur a été menée. Les niveaux de tension de la charge est proportionnel au nombre des cellules. Les résultats ont montré que le *THD* du courant de la charge diminue et les contraintes en tension sur les interrupteurs ont diminuées en augmentant le nombre des cellules. Les résultats ont montré également que la durée du régime transitoire de l'onduleur en boucle ouverte est très importante.

Le modèle aux valeurs moyennes avec la commande en boucle fermée de l'onduleur triphasé multicellulaire à trois cellules a permis de minimiser la durée du régime transitoire, a réduit le *THD* du courant de charge et a augmenté la robustesse contre les déséquilibres de la charge (variations de la charge et variation de la source). Pour tirer profit des avantages du convertisseur multicellulaire, dans le troisième chapitre, cette structure du convertisseur est utilisée en filtrage actif.

Chapitre IV

Utilisation du convertisseur multicellulaire en filtre actif shunt de puissance

IV.1. Introduction

La transformation et la complexité de l'industrie d'aujourd'hui ainsi que la sensibilité des appareils électriques, ont fait de la technologie du filtrage actif une priorité. Plusieurs travaux de recherches ont conduit le développement technologique du filtrage actif à un stade mature pour la compensation du courant harmonique [87-91], la compensation de l'énergie réactive [92-95], la compensation du courant neutre dans les réseaux de distribution [96-97], l'équilibre des réseaux qui alimentent les charges non linéaires déséquilibrées [15], [37], [98-101], et l'injection de la puissance produite par un système d'énergie renouvelable dans le réseau avec un filtrage actif [102-105]. Les convertisseurs de puissance multicellulaire sont intégrés dans le système de filtrage actif pour améliorer le *THD* du courant du réseau et augmenter la tension d'utilisation [15-17], [45]. L'utilisation des convertisseurs multicellulaires avec leurs caractéristiques et leurs avantages (détaillés dans le chapitre 2) dans le filtrage actif présente un grand défi pour l'industrie. Dans ce chapitre, un filtre actif shunt à base de l'onduleur multicellulaire triphasé demi-pont à trois cellules est utilisé pour réduire le dv/dt , diminuer les contraintes relatives à la tension des interrupteurs du filtre actif et pour améliorer le *THD* du courant du réseau. La robustesse vis-à-vis plusieurs défis à savoir : *i*) le déséquilibre de la charge, *ii*) la tension triphasée du réseau, *iii*) la variation de la charge et du bus continu seront traitées dans cette structure de filtrage actif en utilisant deux techniques de commandes : la commande par linéarisation exacte et la commande par mode glissant. Le réglage de la tension du bus continu par la théorie de la puissance réactive instantanée en présence de charges non linéaires variables est étudié pour montrer la robustesse du filtre actif à base de l'onduleur multicellulaire. Le filtre actif devient adaptatif dans le sens où il s'adapte avec la variation de la charge non linéaire pour maintenir sa stabilité, minimiser les pertes de commutation, et minimiser les contraintes en tension sur les interrupteurs du filtre actif. Par conséquent, la fréquence de commutation admissible des interrupteurs augmente.

IV.2. Description du système du filtre actif à base d'onduleur multicellulaire

La figure IV.1 présente la structure du filtre actif à base de l'onduleur multicellulaire triphasé en demi-pont à trois cellules séparées par des condensateurs flottants (C_{abc1} et C_{abc2}). Chaque cellule contient deux interrupteurs complémentaires. Ce filtre est connecté au réseau à travers une inductance de couplage L_{fabc} avec une résistance interne R_{fabc} pour injecter les courants nécessaires (i_{fa} , i_{fb} et i_{fc}) dans le réseau. Le réseau de distribution utilisé est triphasé (v_{sa} , v_{sb} et v_{sc}) de valeurs efficaces simple $V_{sa} = 220V$ et fréquence $50 Hz$, et des courants (i_{sa} , i_{sb} et i_{sc}). La charge non linéaire (*CNL*) est un redresseur non commandé (à six diodes) alimentant en tension continue une charge $R - L$ et consommant un courant (i_{cha} , i_{chb} et i_{chc}). La *CNL* génère des courants harmoniques ce qui présente des effets néfastes sur la qualité de l'énergie dans le réseau de distribution. Le rôle du filtre actif est d'injecter des courants égaux en amplitudes et en opposés de phase aux courants harmoniques générés par la *CNL*. Pour établir cette fonction de filtrage, deux boucles de régulation sont utilisées :

- Boucle de régulation de la tension du bus continu v_{ac} : utilisant la théorie de la puissance réactive instantanée pour réguler v_{ac} à sa valeur de référence et extraire les courants de référence du filtre.

- Boucle de régulation des courants du filtre : utilisant des commandes en boucle fermée (linéarisation exacte et mode glissant) pour que les courants du filtre suivent leurs références.

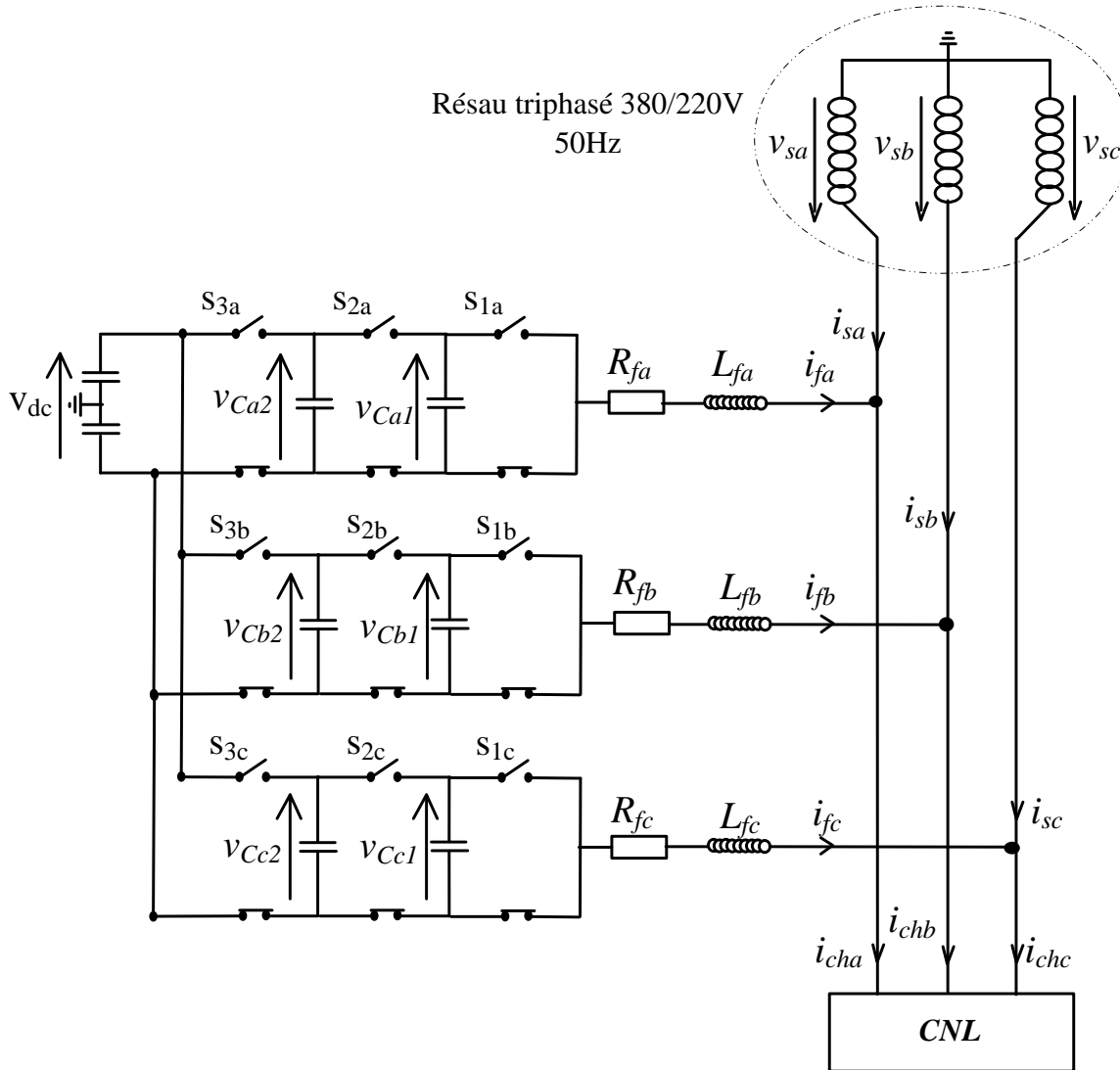


Fig .IV.1 Filtre actif shunt à base de l'onduleur multicellulaire.

IV.3. Régulation de la tension du bus continu

La régulation de la tension du bus continu et le calcul des références des courants du filtre est faite grâce à la théorie de la puissance réactive instantanée.

IV.3.1. Théorie de la puissance réactive instantanée

Cette théorie est une transformation dans le référentiel $\alpha - \beta$, des puissances, courants et tensions instantanées à partir du référentiel $a - b - c$. Elle est introduite par AKAGI [106-107]. Les équations transformées du 1^{er} plan triphasé au second à coordonnées diphasées de la tension du réseau $v_{\alpha\beta}$ et du courant du filtre $i_{f\alpha\beta}$ sont données par [108] :

$$v_{s\alpha\beta} = [C_{32}] \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad \text{IV-1}$$

$$i_{f\alpha\beta} = [C_{32}] \begin{bmatrix} i_{fa} \\ i_{fb} \\ i_{fc} \end{bmatrix} \quad \text{IV-2}$$

$$[C_{32}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1 & -1 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad \text{IV-3}$$

Les puissances actives et réactives sont données par :

$$p(t) = v_{sa}i_{f\alpha} + v_{s\beta}i_{f\beta} \quad \text{IV-4}$$

$$q(t) = -v_{sa}i_{f\beta} + v_{s\beta}i_{f\alpha} \quad \text{IV-5}$$

Les puissances actives et réactives peuvent être exprimées en composantes AC et DC telle que :

$$p(t) = \bar{P} + \tilde{P} \quad \text{IV-6}$$

$$q(t) = \bar{q} + \tilde{q} \quad \text{IV-7}$$

Avec:

\bar{P} : Composante continue de $p(t)$ liée aux composantes fondamentales des courants.

\tilde{P} : Composante alternative de $p(t)$ liée aux courants harmoniques.

\bar{q} : Composante continue de $q(t)$ qui est la puissance réactive générée par les composantes fondamentales des courants.

\tilde{q} : Composante alternative de $q(t)$ qui est la puissance réactive générée par les composantes harmoniques des courants.

L'expression des courants du filtre en fonction des puissances actives et réactives instantanées dans le plan est donnée par l'équation (IV-8):

$$\begin{bmatrix} i_{f\alpha} \\ i_{f\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{s\alpha}^2 + v_{s\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & -v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{P} + \tilde{P} \\ \bar{q} + \tilde{q} \end{bmatrix} \quad \text{IV-8}$$

Notre but est de compenser la puissance réactive (composantes continues et alternatives) et les courants harmoniques générés par la *CNL*, alors les courants de référence du filtre actif parallèle sont donnés par :

$$\begin{bmatrix} i_{f\alpha ref} \\ i_{f\beta ref} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{s\alpha}^2 + v_{s\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & -v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{P} - \Delta P \\ \bar{q} + \tilde{q} \end{bmatrix} \quad \text{IV-9}$$

Où ΔP est la puissance active nécessaire pour maintenir la tension du bus continu égale à v_{dc} lorsqu'une variation brusque de la puissance de la *CNL*.

Alors, les courants du filtre dans le plan triphasé sont donnés par :

$$\begin{bmatrix} i_{f\alpha ref} \\ i_{f\beta ref} \\ i_{fc ref} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1 & \sqrt{3} \\ 2 & 2 \\ -1 & -\sqrt{3} \\ 2 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{f\alpha ref} \\ i_{f\beta ref} \end{bmatrix} \quad \text{IV-10}$$

IV.3.2. Calcul de ΔP

L'énergie de référence dans le condensateur du bus continu est :

$$E_{dcref} = \frac{1}{2} C_{dc} V_{dcref}^2 \quad \text{IV-11}$$

L'énergie instantanée dans le condensateur est :

$$e_c(t) = \frac{1}{2} C_{dc} v_{dc}^2(t) \quad \text{IV-12}$$

L'écart entre l'énergie instantanée et sa référence au régime permanent :

$$\Delta E_{dc} = E_{dcref} - e_c(t) = \frac{C_{dc}}{2} (v_{dcref} - v_{dc}(t))(v_{dcref} + v_{dc}(t)) \quad \text{IV-13}$$

$$v_{dcref} + v_{dc}(t) \approx 2v_{dcref} \quad \text{IV-14}$$

$$v_{dcref} - v_{dc}(t) = \Delta v_{dc} \quad \text{IV-15}$$

$$\Delta E_{dc} = C_{dc} v_{dcref} \Delta v_{dc} \quad \text{IV-16}$$

$$\Delta P = \frac{\Delta E_{dc}}{\Delta t} \quad \text{IV-17}$$

La figure IV.2 représente le schéma global de la théorie de la puissance réactive instantanée.

Pour extraire la composante alternative \tilde{P} de la puissance active, un filtre passe-bas de deuxième ordre est utilisé avec la fonction de transfert suivante :

$$\frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\delta\omega_0 + \omega_0^2} \quad \text{IV-18}$$

Où : $\omega_0 = 2\pi f_0$, $f_0 = 40\text{Hz}$ est la fréquence de découpage, $\delta = 0.707$ est le facteur d'amortissement.

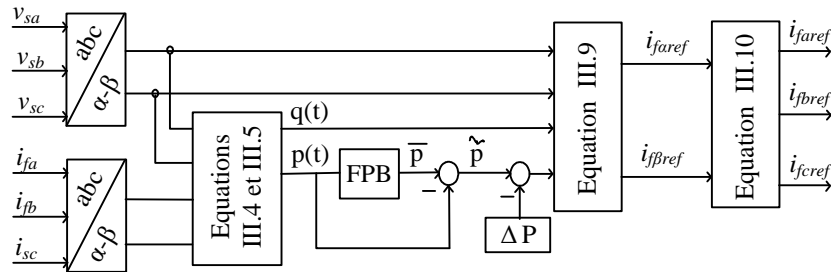


Fig .IV.2 Théorie de la puissance réactive instantanée.

IV.4. Régulation des courants du filtre

IV.4.1. Modélisation du filtre actif à base de l'onduleur multicellulaire à trois cellules

Le modèle aux valeurs instantanées qui représente une phase de l'onduleur multicellulaire à N cellules connectées à un réseau et qui alimente une charge non linéaire est donné par le système

d'équations suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} v_{C1(abc)} = \frac{1}{C} [S_2 - S_1] i_{f(abc)} \\ \frac{d}{dt} v_{C2(abc)} = \frac{1}{C} [S_3 - S_2] i_{f(abc)} \\ \vdots \\ \frac{d}{dt} v_{CN-1(abc)} = \frac{1}{C} [S_N - S_{N-1}] i_{f(abc)} \\ \frac{d}{dt} i_{f(abc)} = -\frac{[S_2 - S_1]}{L_f} v_{C1(abc)} - \frac{[S_3 - S_2]}{L_f} v_{C2(abc)} - \dots - \frac{[S_N - S_{N-1}]}{L_f} v_{CN-1(abc)} \\ -\frac{R_f}{L_f} i_{f(abc)} + \frac{S_N}{L_f} V_{dc} - \frac{V_{dc}}{2L_f} - \frac{v_{s(abc)}}{L_f} \\ i_{f(abc)} = i_{ch(abc)} - i_{s(abc)} \end{array} \right. \quad \text{IV-19}$$

La représentation d'état matricielle aux valeurs instantanées d'une phase de l'onduleur multicellulaire à trois cellules appliquées au filtre actif est donnée par l'équation (IV-19). Cette équation est sous la forme non linéaire est donnée par l'équation (IV-20).

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{v}_{C1(abc)} \\ \dot{v}_{C2(abc)} \\ \dot{i}_{f(abc)} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-R_f}{L_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{C1(abc)} \\ v_{C2(abc)} \\ i_{f(abc)} \end{bmatrix} \\ + \begin{bmatrix} \frac{-(i_{ch(abc)} - i_{s(abc)})}{C} & \frac{(i_{ch(abc)} - i_{s(abc)})}{C} & 0 \\ 0 & \frac{-(i_{ch(abc)} - i_{s(abc)})}{C} & \frac{(i_{ch(abc)} - i_{s(abc)})}{C} \\ \frac{v_{C1}}{L_f} & \frac{v_{C2(abc)} - v_{C1(abc)}}{L_f} & \frac{V_{dc} - v_{C2(abc)}}{L_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \\ + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{-V_{dc}}{2L_f} - \frac{v_{s(abc)}}{L_f} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad \text{IV-20}$$

A partir de la forme matricielle non linéaire, on peut utiliser les commandes non linéaires. Dans ce chapitre, on utilise la commande par linéarisation exacte puis la commande par mode glissant.

IV.4.2. Commande par linéarisation exacte du filtre actif proposé

La forme non linéaire $\dot{x} = Ax + B(x)u + H$

Avec :

$x = [v_{C1}, v_{C2}, i_f]^T$ est le vecteur d'état, $X_{ref} = \left[\frac{V_{dc}}{3}, \frac{2V_{dc}}{3}, i_{f-ref} \right]^T$ est le vecteur de référence

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-R_{fk}}{L_{fk}} \end{bmatrix}$$

$$B(x) = \begin{bmatrix} \frac{-(i_{ch}-i_s)}{C} & \frac{(i_{ch}-i_s)}{C} & S0 \\ 0 & \frac{-(i_{ch}-i_s)}{C} & \frac{(i_{ch}-i_s)}{C} \\ \frac{v_{C1}}{L_f} & \frac{v_{C2}-v_{C1}}{L_f} & \frac{v_{dc}-v_{C2}}{L_f} \end{bmatrix}$$

$u = [S_1, S_2, S_3]^T$, est le vecteur de commande, $H = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{v_{dc}}{2L_f} - \frac{v_s}{L_f} \end{bmatrix}$ est le vecteur constant.

Le schéma de la commande par linéarisation exacte est donné dans la figure IV.3 comme détaillé dans le chapitre 2.

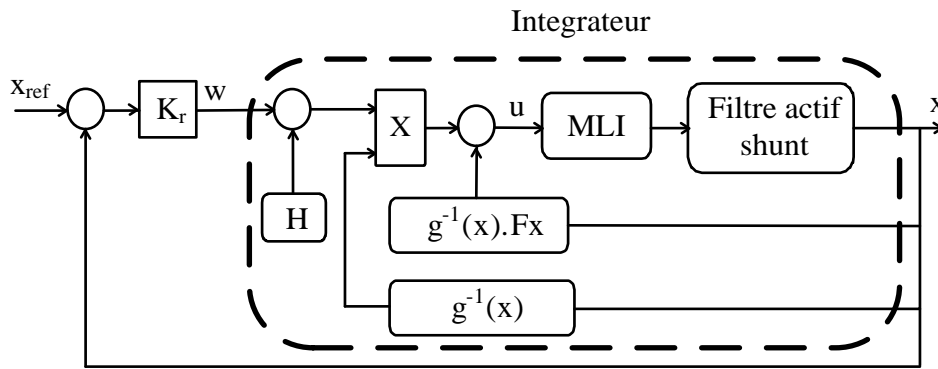


Fig .IV.3 Linéarisation exacte du filtre actif shunt à base de l'onduleur multicellulaire.

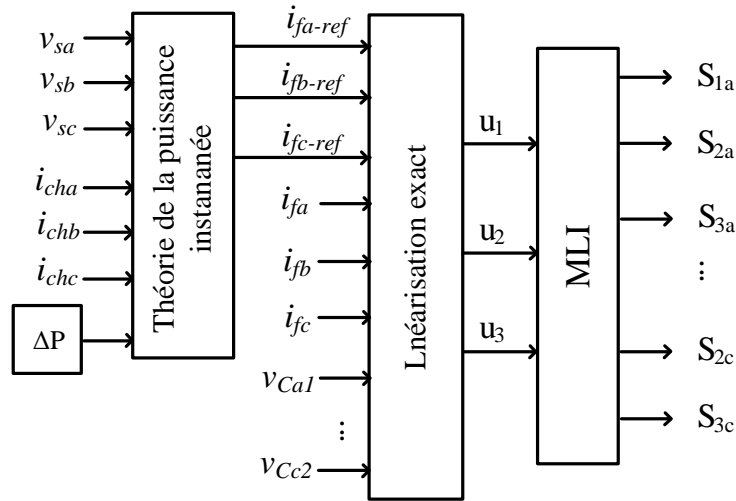


Fig .IV.4 Schéma de commande du filtre actif à base de l'onduleur multicellulaire.

IV.4.2.1. Simulation de la commande par linéarisation exacte du filtre actif proposé

Les paramètres de simulation sont donnés comme suit :

Fréquence de découpage	$f_{dec} = 16 \text{ kHz}$
Capacité flottante	$C = 0.4 \mu\text{F}$
Tension de référence du bus continu	$V_{dc} = 1000 \text{ V}$

Inductance du couplage	$L_{couplage} = 0.1 \text{ mH}$
Inductance de la charge	$L_{ch} = 0.4 \text{ mH}$
Résistance de la charge	$R_{ch} = 8\Omega$
Tensions de référence pour l'onduleur multicellulaire à trois cellules	$V_{C1_ref} = \frac{1000}{3} \text{ V}, V_{C2_ref} = \frac{2000}{3} \text{ V}$
Réseau triphasé	$V_s = 220 \text{ V}, f = 50 \text{ V}$

Les tensions des condensateurs flottants dans la phase a (v_{ca1} , v_{ca2}) et la tension du bus continu v_{dc} tendent vers leurs valeurs de références (V_{C1_ref} , V_{C2_ref} et V_{dc-ref}) respectivement durant un régime transitoire de 0.1 S comme le montre la figure IV.5.

La figure IV.6 donne la forme déformée (non sinusoïdale) des courants de la charge avec un THD égal à 23.74% (Fig. IV.7). La charge non linéaire (CNL) injecte dans le réseau un courant riche en harmonique. Le rôle de l'onduleur multicellulaire triphasé à trois cellules est d'injecter dans le point de couplage un courant égal en amplitude et opposé de phase aux courants harmoniques injectés par la CNL. La figure IV.8 représente les courants du filtre actif multicellulaire. Après l'injection dans le point de couplage les courants nécessaires à la compensation. Le courant du réseau présente une forme sinusoïdale (voir Fig. IV.9) avec un THD égal à 4.35% (voir Fig. IV.10).

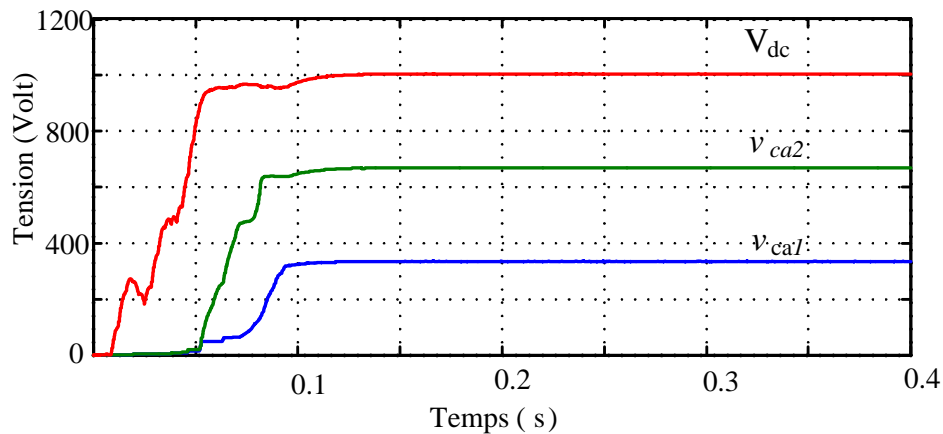


Fig. IV.5 Tension du bus continu et tensions des condensateurs flottants avec la commande par linéarisation exacte.

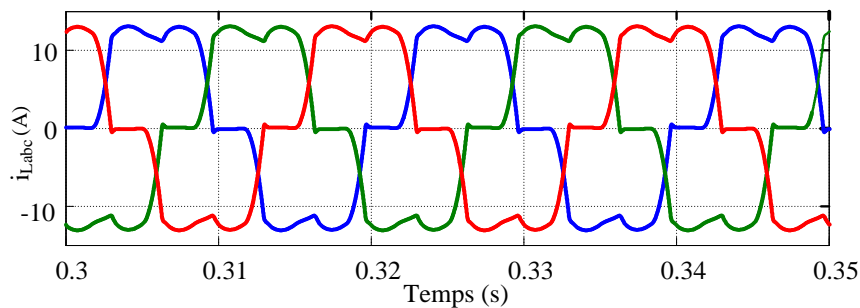


Fig. IV.6 Courants de la charge non linéaire.

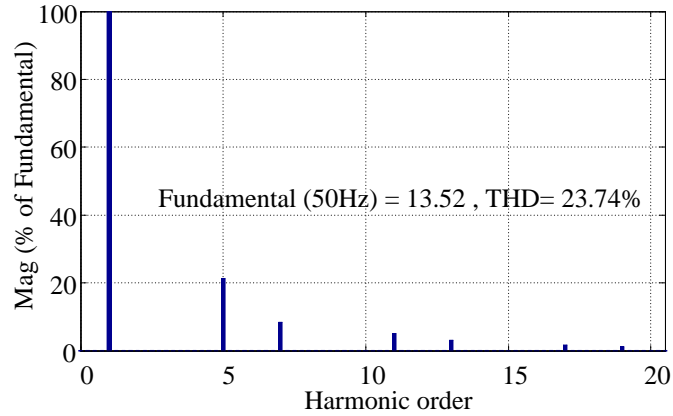


Fig .IV.7 Spectre du courant de la charge non linéaire.

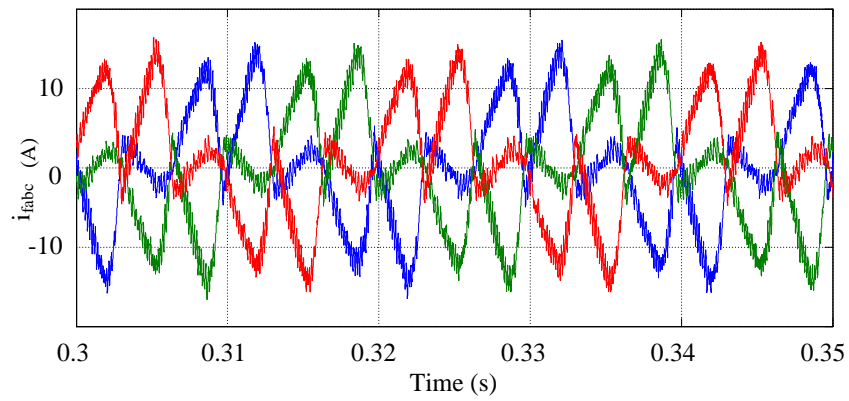


Fig .IV.8 Courants générés par le filtre actif à base de l'onduleur multicellulaire.

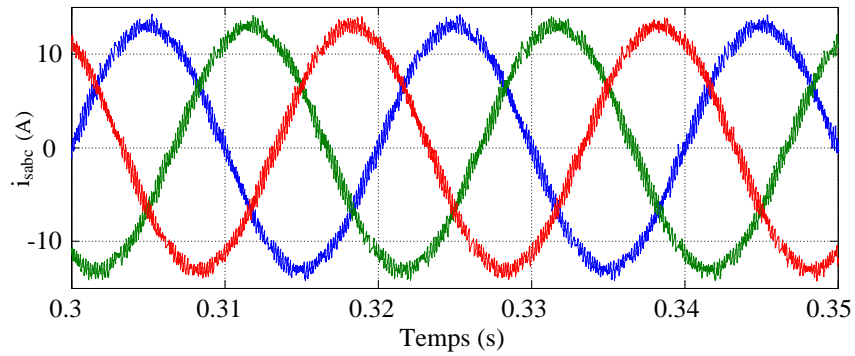


Fig .IV.9 Courants du réseau après la compensation des harmoniques.

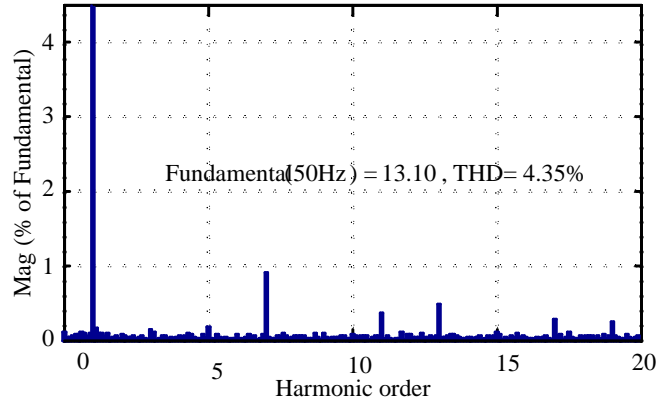


Fig .IV.10 Spectre du courant du réseau.

Pour tester la robustesse de la commande par linéarisation exacte du filtre actif à base de l'onduleur multicellulaire à trois cellules, on utilise les différents essais suivants :

- Variation de la charge non linéaire.
- Variation de la tension du bus continu.
- Déséquilibre de la tension de la source et de la charge non linéaire.

IV.4.2.1.1. Variation de la charge non linéaire

Dans cette section une augmentation puis une diminution de la charge non linéaire (*CNL*) de 20% durant la période 0.4 – 0.7 S. Durant cette variation, la tension du bus continu v_{dc} suivra sa référence après un régime transitoire de 0.05 S (2.5 de la période du réseau) et une erreur statique de 5 V (représente 0.5% V_{dc-ref}) comme montré dans la figure IV.11. Les courants du réseau restent sinusoïdaux durant cette variation comme le montre la figure IV.12.

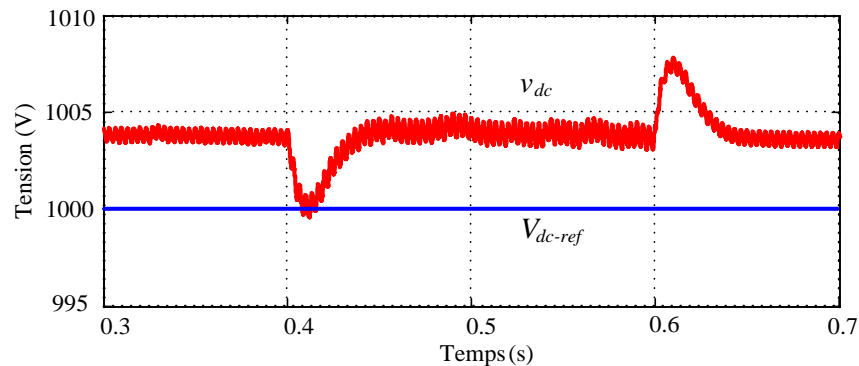


Fig .IV.11 Tension du bus continu lors de la variation de la charge.

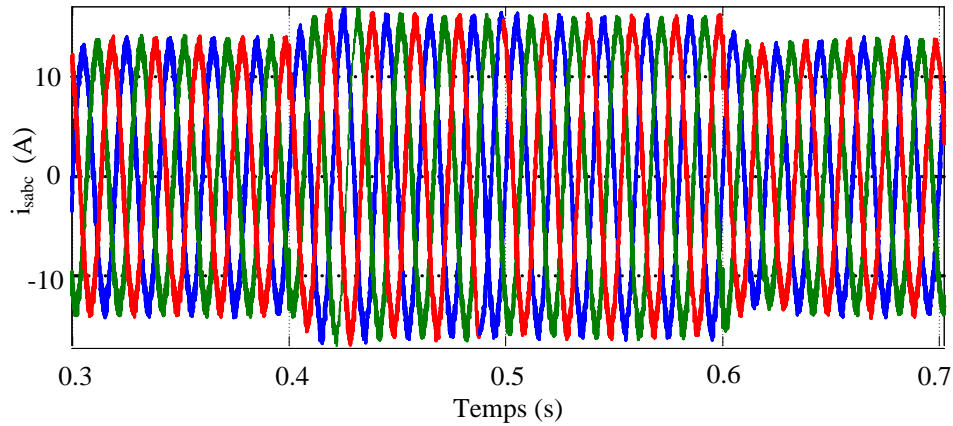


Fig .IV.12 Courant du réseau lors de la variation de la charge.

IV.4.2.1.2. Variation de la tension du bus continu

Dans cette section, on varie la tension de référence V_{dc-ref} du bus continu de $\mp 100 V$. On remarque que la tension du bus continu suit sa référence après un régime transitoire de $0.06 S$ et une erreur statique de $3 V$ comme indiqué dans la figure IV.13. Les courants du réseau maintiennent leurs formes sinusoïdales (Fig .IV.14).

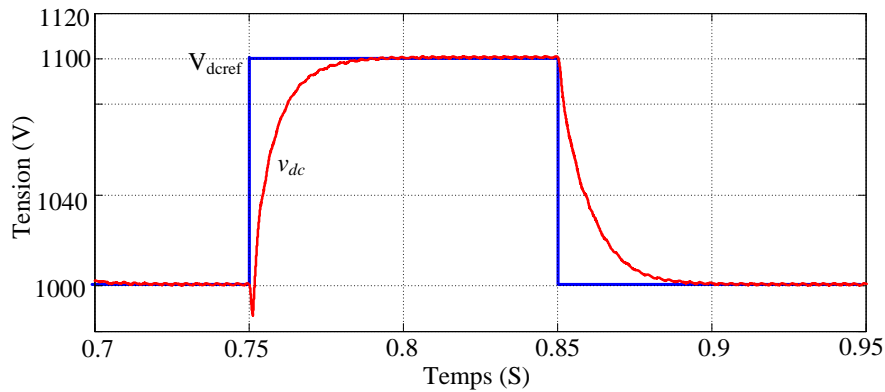


Fig .IV.13 Tension du bus continu lors de la variation de V_{dc-ref} .

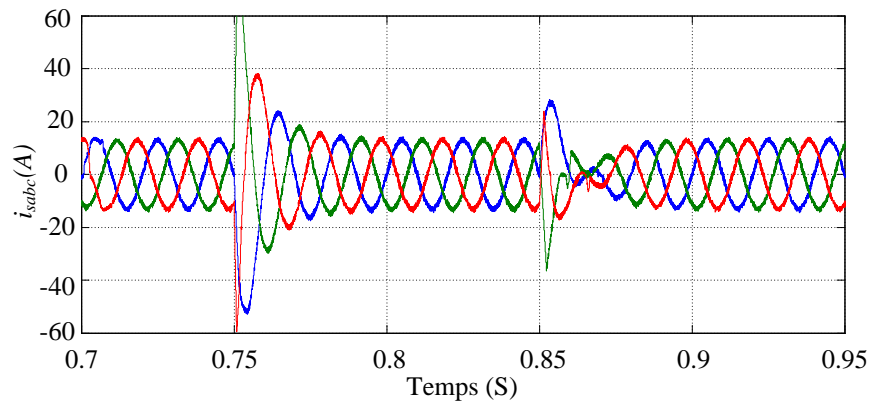


Fig .IV.14 Courants du réseau lors de la variation de V_{dc-ref} .

IV.4.2.1.3. Déséquilibre de la tension du réseau et déséquilibre de la charge

Il y a deux types de déséquilibre dans les systèmes électriques :

- Déséquilibre de la tension de la source : Où les amplitudes des trois tensions du système triphasé ne sont pas égales.
- Déséquilibre de la charge : L'impédance de la charge des trois phases n'est pas identique.

Dans un système de filtrage actif, si les courants absorbés par la *CNL* ou les tensions triphasées du réseau sont déséquilibrés, la puissance délivrée par chaque phase est différente des autres phases. Un système inverse de courant apparaît au niveau du point de couplage. Par conséquent, des composantes harmoniques risquent de subsister dans le courant de réseau. Pour pallier ce problème on utilise une méthode de compensation basée sur le calcul des puissances nécessaires pour rendre le système triphasé équilibré (les trois phases délivrent les mêmes puissances). La puissance active consommée par la charge non linéaire est donnée par :

$$P_{ch} = \frac{1}{2} (V_{sam} I_{chafm} + V_{sbm} I_{chbfm} + V_{scm} I_{chcfm}) \quad \text{IV-21}$$

$$P_{ch} = P_a + P_b + P_c \quad \text{IV-22}$$

Avec :

$V_{sam}, V_{sbm}, V_{scm}$ sont les tensions simples maximales du réseau.

$I_{chafm}, I_{chbfm}, I_{chcfm}$ sont les valeurs maximales du fondamental des courants de la charge.

Où

P_a, P_b, P_c sont les puissances actives délivrées par les phases *a, b, c* respectivement. Pour que le système soit équilibré il faut que la condition suivante soit réalisée :

$$P_a = P_b = P_c = \frac{P_{ch}}{3} \quad \text{IV-23}$$

Les courants de référence maximaux du réseau sont :

$$\begin{aligned} I_{samref} &= \frac{2 P_{ch}}{3 V_{sam}} \\ I_{sbmref} &= \frac{2 P_{ch}}{3 V_{sbm}} \\ I_{scmref} &= \frac{2 P_{ch}}{3 V_{scm}} \end{aligned} \quad \text{IV-24}$$

Les courants instantanés du réseau de référence sont donnés par :

$$\begin{aligned} i_{saref} &= \frac{2 P_{ch}}{3 V_{sam}^2} v_{sa} \\ i_{sbref} &= \frac{2 P_{ch}}{3 V_{sbm}^2} v_{sb} \\ i_{scref} &= \frac{2 P_{ch}}{3 V_{scm}^2} v_{sc} \end{aligned} \quad \text{IV-25}$$

Les courants de compensation du déséquilibre sont donnés par :

$$i_{acomp} = i_{saref} - i_{sa} \quad \text{IV-26}$$

$$i_{bcomp} = i_{sbref} - i_{sb}$$

$$i_{ccomp} = i_{scref} - i_{sc}$$

La figure IV.15 présente le schéma global pour compenser le déséquilibre avec la commande par linéarisation exacte.

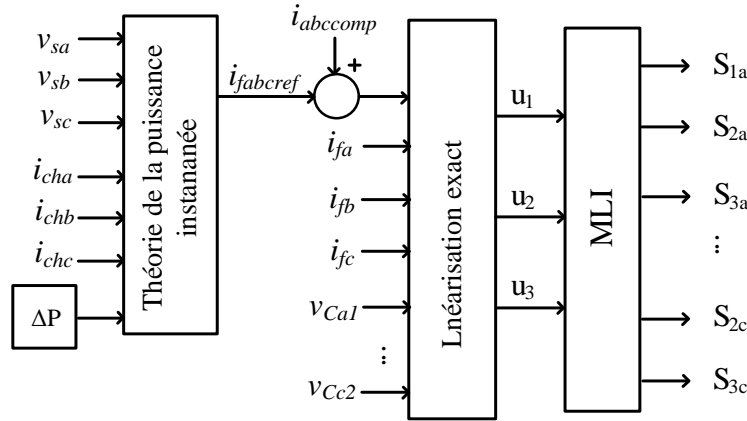


Fig .IV.15 Compensation du déséquilibre utilisant la commande par linéarisation exacte.

IV.4.2.1.3.1. Déséquilibre de la charge non linéaire

On ajoute une résistance de 50Ω entre les phases b et c pour simuler le déséquilibre de la charge. La figure IV.16 montre le courant consommé par la CNL déséquilibrée. Le filtre actif à base de l'onduleur multicellulaire injecte les courants adéquats pour rendre les courants de source sinusoïdaux. Mais ces courants restent déséquilibrés comme nous pouvons le constater dans la figure IV.17. Durant l'intervalle entre (0.2 à 0.3 S). A l'instant 0.3 S l'algorithme de compensation du déséquilibre est introduit et on remarque que les courants du réseau i_{sabc} deviennent sinusoïdaux avec une légère différence entre les amplitudes des courants lors du déséquilibre. La tension du bus continu v_{dc} présente une erreur statique de 34 V lors de la compensation comme le montre la figure IV.18. Ces résultats de simulation sont résumés comme suit :

	de 0.2 à 0.3 S	de 0.3 à 0.4 S
Amplitude I_{chabc}	$I_{cha} = 13.5A$ $I_{chb} = 28.6A$ $I_{chc} = 28.6A$	$I_{cha} = 13.5A$ $I_{chb} = 28.6A$ $I_{chc} = 28.6A$
Amplitude I_{sabc}	$I_{sa} = 23A$ $I_{sb} = 22.5A$ $I_{sc} = 19A$	$I_{sa} = 20A$ $I_{sb} = 22A$ $I_{sc} = 20A$
Erreur statique de v_{dc}	1V	34V

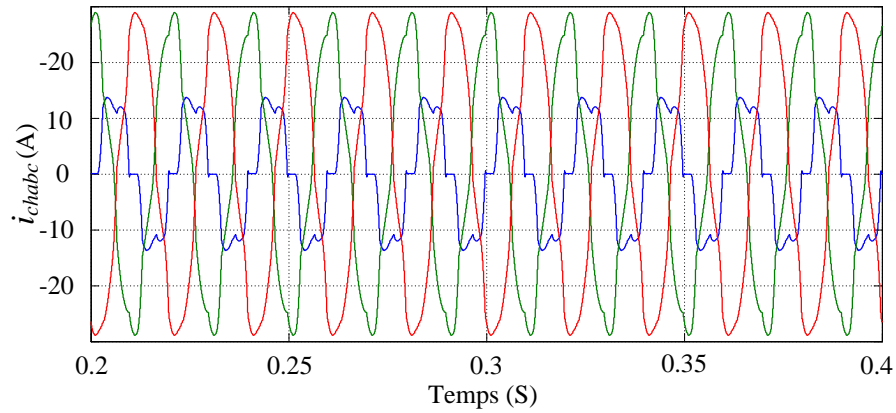


Fig .IV.16 Courant de la charge déséquilibrée i_{chabc}

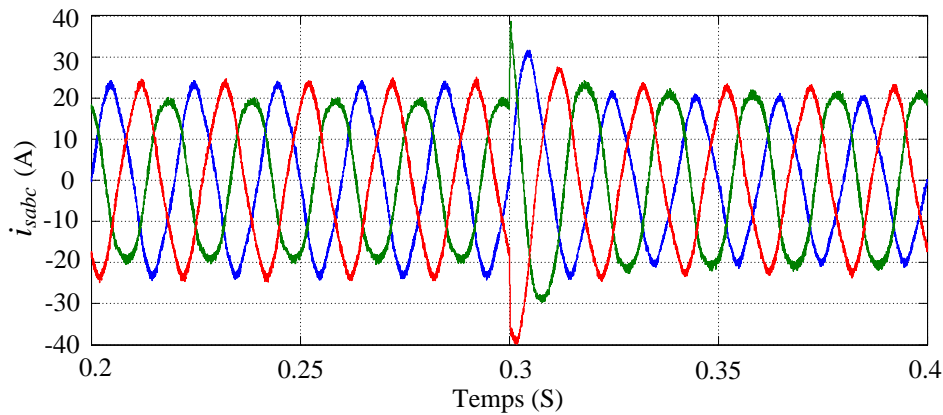


Fig .IV.17 Courants du réseau lors du déséquilibre de la charge.

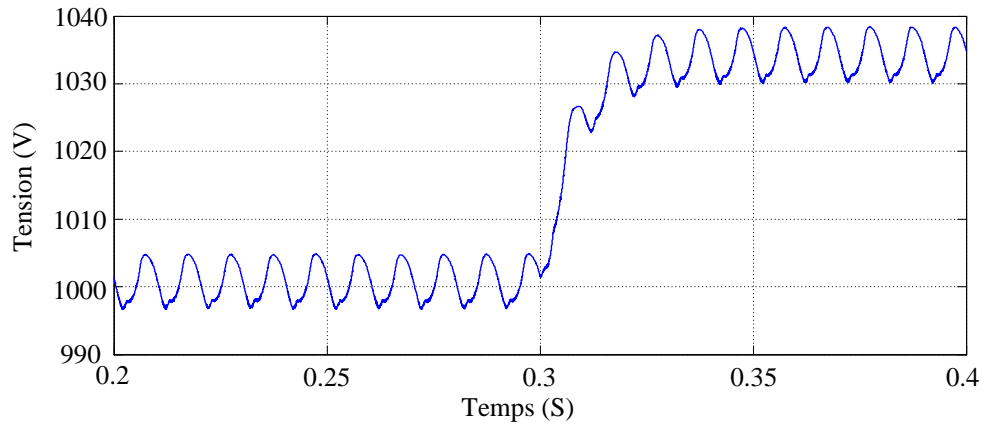


Fig .IV.18 Tension du bus continu v_{dc} lors du déséquilibre de la charge.

IV.4.2.1.3.2. Déséquilibre de la tension de la source

Les amplitudes de la tension de source déséquilibrée sont comme suit :

$$V_{sa} = 311V, V_{sb} = 450A, V_{sc} = 400A$$

La figure IV.19 représente la tension de source déséquilibrée qui alimente la CNL. Le courant consommé par la CNL est également déséquilibré comme le montre la figure IV.20. Le filtre actif à base de l'onduleur multicellulaire injecte le courant nécessaire pour avoir la forme sinusoïde des courants de

la source, mais ces courants restent déséquilibrés comme nous pouvons le constater dans la figure IV.21 durant l'intervalle entre (0.2 à 0.3 S). A l'instant 0.3 S l'algorithme de compensation du déséquilibre est introduit et les trois phases débutent avec les mêmes puissances avec des courants de la source i_{sabc} sinusoïdaux. La tension v_{dc} est maintenue à sa valeur de référence 1000V avant la compensation. Après la compensation, la tension v_{dc} présente une erreur statique de 40V comme montré dans la figure IV.22.

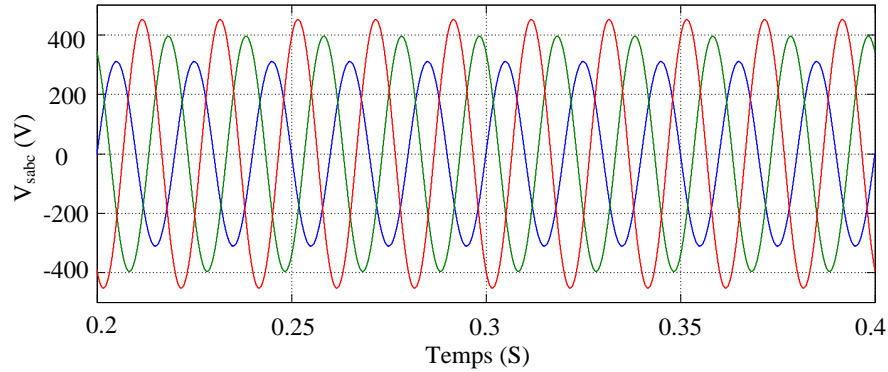


Fig .IV.19 Tensions triphasées du réseau ($V_{sa} = 311V$, $V_{sb} = 450A$, $V_{sc} = 400V$).

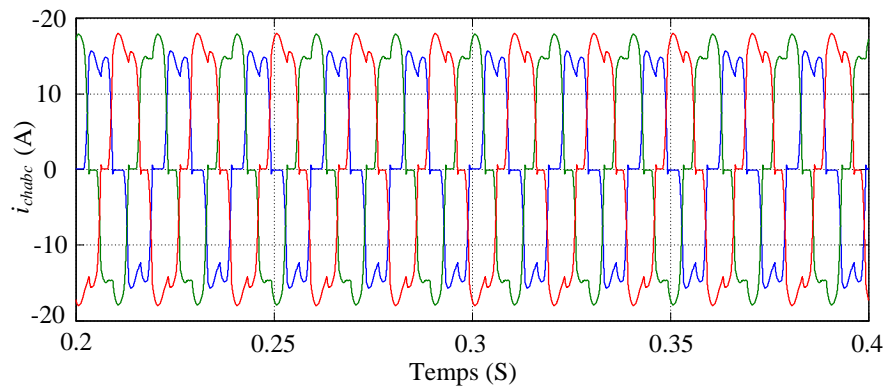


Fig .IV.20 Courants triphasés de la charge i_{chabc} lors du déséquilibre de la tension de la source.

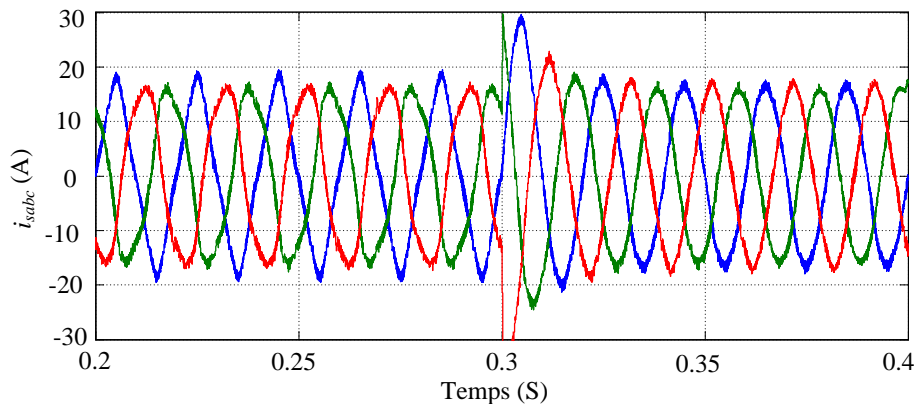


Fig .IV.21 Courants triphasés du réseau i_{sabc} lors du déséquilibre de la tension triphasé du réseau.

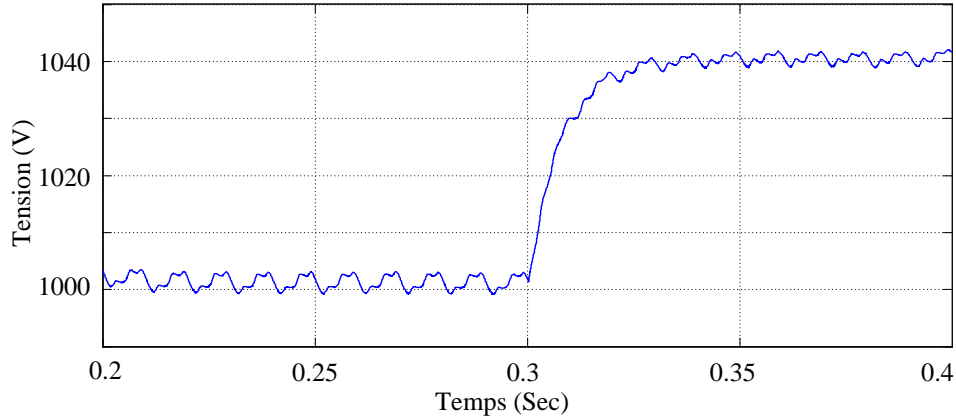


Fig. IV.22 Tension du bus continu v_{dc} lors du déséquilibre de la tension du réseau.

IV.4.3. Commande par mode glissant du filtre actif proposé

IV.4.3.1. Choix de la surface de glissement

On considère le système dynamique représenté par l'équation (IV-27)

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad \text{IV-27}$$

Où x est le vecteur d'état et x_{ref} est le vecteur de référence.

L'erreur \tilde{x} est la différence entre le vecteur de référence et le vecteur d'état comme formulé dans l'équation (IV-28)

$$\tilde{x} = x_{ref} - x \quad \text{IV-28}$$

Pour assurer la convergence de la variable d'état x vers sa valeur de référence x_{ref} , Slotine propose la forme générale de la surface de glissement suivante [78], [84] :

$$s(x) = \left(\frac{d}{dt} + \gamma\right)^{r-1} \tilde{x} \quad \text{IV-29}$$

Avec γ : Constante positive et r : est le degré relatif.

IV.4.3.2. Condition d'existence de la convergence

Pour vérifier cette condition, on utilise la méthode de Lyapunov. On choisit une fonction $V(x) > 0$ dite de Lyapunov (fonction scalaire positive). Pour les variables d'état du système on choisit une loi de commande qui permet de décroître cette fonction (la dérivée de la fonction de Lyapunov soit négative) [78], [84]:

En choisissant la fonction de Lyapunov comme suit :

$$V(x) = \frac{1}{2} s^2(x) \quad \text{IV-30}$$

En dérivant la fonction de Lyapunov comme suit :

$$\dot{V}(x) = \dot{s}(x)s(x) \quad \text{IV-31}$$

Pour assurer que la fonction de Lyapunov est décroissante il suffit d'assurer que sa dérivée soit négative :

$$\dot{s}(x)s(x) < 0 \quad \text{IV-32}$$

IV.4.3.3. Détermination de la loi de commande

Il y a deux types de commande, la première est la commande discrète u_n qui permet de converger le système à commander vers la surface de glissement où la trajectoire $s(x) = 0$. La deuxième est proposée par Filipov [84] dite la commande équivalente u_{eq} qui permet de maintenir le système à commander stable sur la surface de glissement $s(x)$. Elle est déduite en considérant que la dérivée de cette surface est nulle.

$$u = u_{eq} + u_n \quad \text{IV-33}$$

La commande discrète u_n est déterminée pour vérifier la convergence lors d'une imprécision ou modification des paramètres du système.

On considère le système d'état (IV-27), pour développer la commande par mode glissant.

La dérivée de la surface $s(x)$ est:

$$\dot{s}(x) = \frac{ds}{dt} = \frac{ds}{dx} \frac{dx}{dt} \quad \text{IV-34}$$

Si en remplaçant les équations (IV-27) et (IV-33) dans (IV-34), on trouve :

$$\dot{s}(x) = \frac{ds}{dt} = \frac{ds}{dx} [f(x) + g(x)u_{eq}] + \frac{ds}{dx} g(x)u_n \quad \text{IV-35}$$

Durant le mode glissant la surface de glissement est nulle, alors, sa dérivée et la partie discontinue sont aussi nulles. D'où, on déduit l'expression de la commande équivalente.

$$u_{eq} = - \left[\frac{ds}{dx} g(x) \right]^{-1} \left[\frac{ds}{dx} f(x) \right] \quad \text{IV-36}$$

Pour que la commande équivalente prenne une valeur finie, il faut que le système matriciel soit inversible :

$$\frac{ds}{dx} g(x) \neq 0 \quad \text{IV-37}$$

En remplaçant la commande équivalente par son expression dans l'équation (IV-35), on obtient la nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$\dot{s}(x) = \frac{ds}{dx} g(x)u_n \quad \text{IV-38}$$

Et la condition d'attractivité $S(x) \dot{S}(x) < 0$ devient :

$$S(x) \frac{ds}{dx} g(x)u_n < 0 \quad \text{IV-39}$$

Pour satisfaire la condition d'attractivité (la dérivée de la surface de glissement est négative). Le signe de u_n doit être opposé à celui de $S(x) \frac{\partial s}{\partial x} g(x)$. La forme la plus simple de la commande discrète est la fonction signe.

$$u_n = k_x \text{sign } S(x) \quad \text{IV-40}$$

Le signe de k_x doit être différent de celui de $\frac{ds}{dx} g(x)$

La figure IV.23 représente la fonction signe.

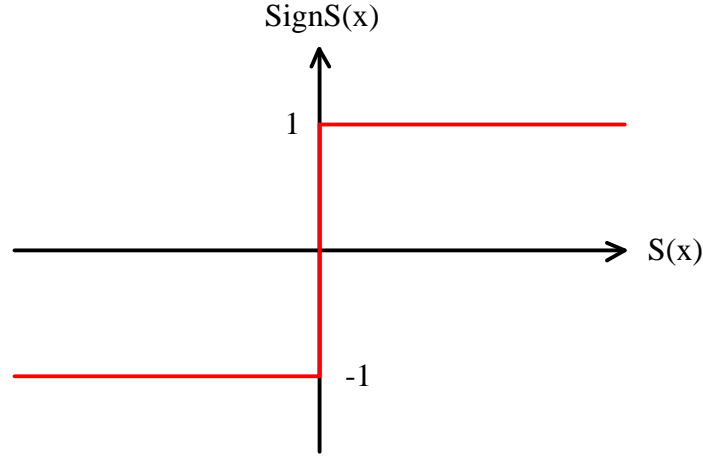


Fig. IV.23 Représentation de la fonction signe.

Selon l'équation IV-20 la représentation d'état non linéaire du filtre actif à base de l'onduleur multicellulaire triphasé à trois cellules est sous la forme :

$$\dot{x} = Ax + B(x)u + H$$

La surface de glissement est choisie comme suit :

$$S(x) = x - x_{ref} \quad \text{IV-41}$$

Telle que :

$$(x - x_{ref})^T = [v_{c1} - v_{c1ref} \quad v_{c2} - v_{c2ref} \quad i_f - i_{fref}] \quad \text{IV-42}$$

Pour vérifier la condition de convergence, en choisissant la fonction de Lyapunov comme suit :

$$V = \frac{1}{2} S^2(x) \quad \text{IV-43}$$

$$\dot{V} = S(x)\dot{S}(x) \quad \text{IV-44}$$

La dérivée de la surface de glissement

$$\dot{S}(x) = \dot{x} - \dot{x}_{ref} \quad \text{IV-45}$$

En remplaçant la forme d'état du filtre actif dans (IV-46)

$$\dot{S}(x) = A(x) + B(x)u + H - \dot{x}_{ref} \quad \text{IV-46}$$

La commande est équivalente pour que le système glisse sur la surface de glissement où la dérivée de la surface de glissement est nulle.

$$u_{eq} = -(B(x))^{-1}(A(x) + H - \dot{x}_{ref}) \quad \text{IV-47}$$

La commande totale u est la somme des deux commandes, équivalente et discontinue comme l'indique l'équation (IV-33).

En remplaçant les équations (IV-33) et (IV-47) dans l'équation (IV-46), on obtient l'équation de la dérivée de la surface de glissement suivante :

$$\dot{S}(x) = B(x)u_n \quad \text{IV-48}$$

Alors, la dérivée de la fonction de Lyapunov qui doit être négative est donnée par :

$$S(x)\dot{S}(x) = S(x)B(x)u_n < 0 \quad \text{IV-49}$$

pour la représentation d'état du filtre actif de puissance multicellulaire

$$u_n = [u_{n1} u_{n2} u_{n3}]^T \quad \text{IV-50}$$

$$S(x)\dot{S}(x) = S(x) \left[\left(\frac{-(i_{ch} - i_s)}{C} + \frac{v_{c1}}{L_f} \right) u_{n1} \right. \\ \left. + \left(\frac{(i_{ch} - i_s)}{C} - \frac{(i_{ch} - i_s)}{C} + \frac{v_{c2} - v_{c1}}{L_f} \right) u_{n2} \right. \\ \left. + \left(\frac{(i_{ch} - i_s)}{C} + \frac{(v_{dc} - v_{c2})}{L_f} \right) u_{n3} \right] \quad \text{IV-51}$$

Pour assurer la stabilité selon le théorème de Lyapunov il faut $\dot{V}(x) < 0$

Alors

$$u_{n1} = -\text{sign} \left[S(x) \left(\frac{-(i_{ch} - i_s)}{C} + \frac{v_{c1}}{L_f} \right) \right] \quad \text{IV-52}$$

$$u_{n2} = -\text{sign} \left[S(x) \left(\frac{(i_{ch} - i_s)}{C} - \frac{(i_{ch} - i_s)}{C} + \frac{v_{c2} - v_{c1}}{L_f} \right) \right] \quad \text{IV-53}$$

$$u_{n3} = -\text{sign} \left[S(x) \left(\frac{(i_{ch} - i_s)}{C} + \frac{(v_{dc} - v_{c2})}{L_f} \right) \right] \quad \text{IV-54}$$

IV.4.3.4. Simulation de la commande par mode glissant du filtre actif proposé

Dans la commande par mode glissant du filtre actif à base de l'onduleur multicellulaire triphasé à trois cellules, les paramètres de simulation sont les mêmes utilisés dans la commande par linéarisation exacte. La figure IV.24 montre que la tension du bus continu v_{dc} et les tensions des condensateurs flottants v_{c1} , v_{c2} suivent leurs références pendant le régime permanent après un régime transitoire de 0.13 S. Le courant de la charge et le THD sont les mêmes avec les simulations obtenues par la linéarisation exacte.

Le courant du filtre i_{fabc} (Fig .IV.25) est injecté dans le point de couplage pour rendre le courant de réseau sinusoïdal. La figure IV.26 présente la forme sinusoïdale avec un $THD_{isabc} = 2.67\%$ comme le montre la figure IV.27

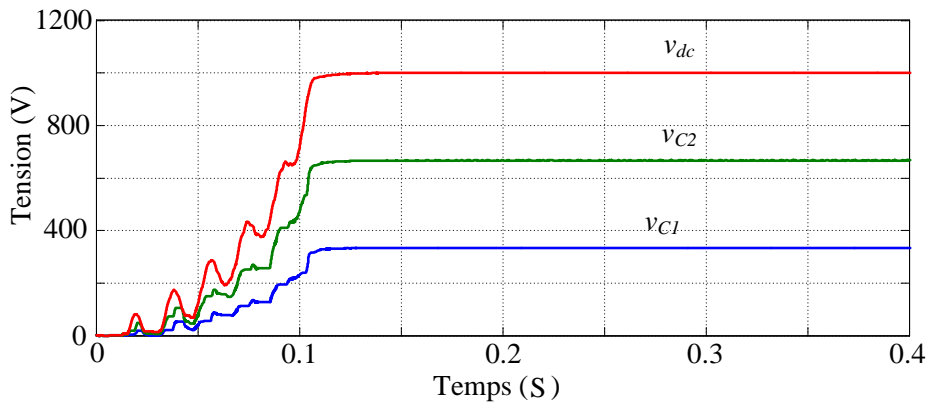


Fig. IV. 24 Tension du bus continu et tensions des condensateurs flottants pour la commande par mode glissant.

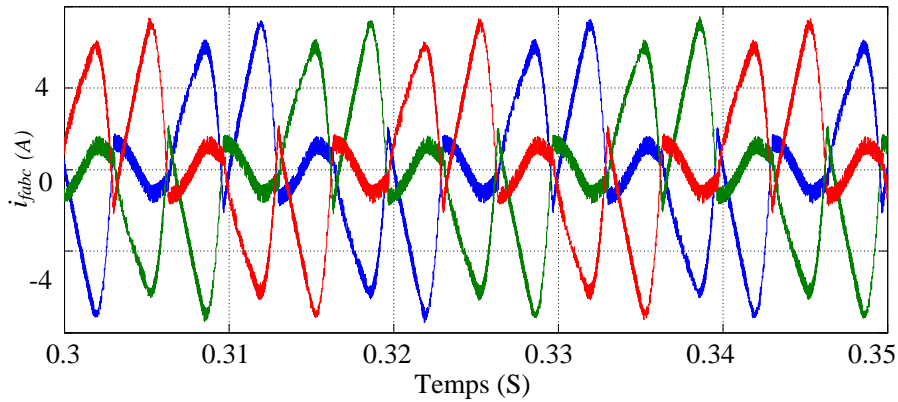


Fig. IV.25 Courants générés par le filtre actif à base de l'onduleur multicellulaire.

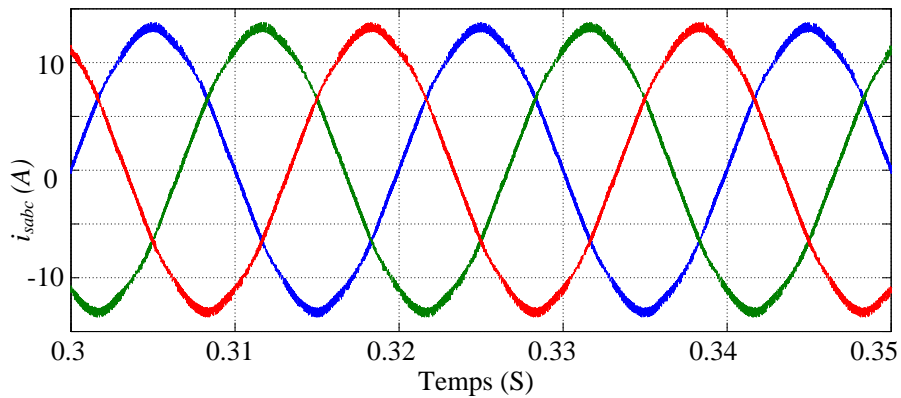


Fig. IV.26 Courants du réseau après la compensation des harmoniques.

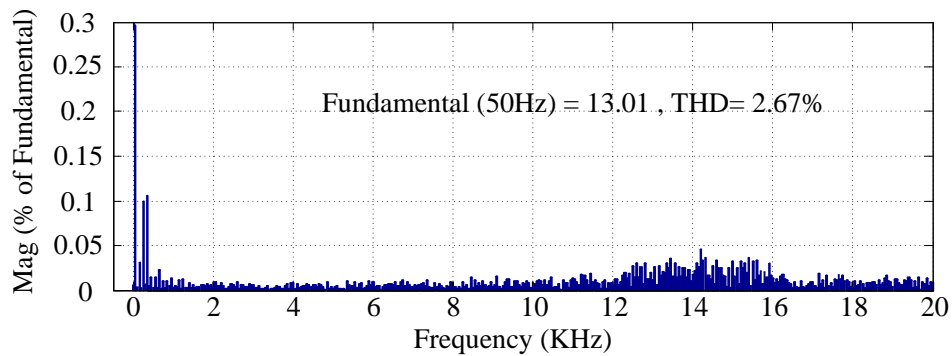


Fig. IV.27 Spectre du courant du réseau.

Pour tester la robustesse de la commande par mode glissant du filtre actif à base d'onduleur multicellulaire à trois cellules, on utilise les trois essais comme ceux réalisés pour la commande par linéarisation exacte.

IV.4.3.4.1. Augmentation de la charge non linéaire

Dans cet essai de robustesse, on varie la charge non linéaire de 20% par augmentation puis par diminution durant la période 0.4 – 0.7 S. On remarque que l'erreur statique de la tension du bus continu est nulle et le régime transitoire pendant la variation présente un dépassement de 2.8 V et 0.03 S (Fig.

IV.28) et le courant du réseau maintient sa forme sinusoïdale pendant cette variation comme le montre la figure IV.29.

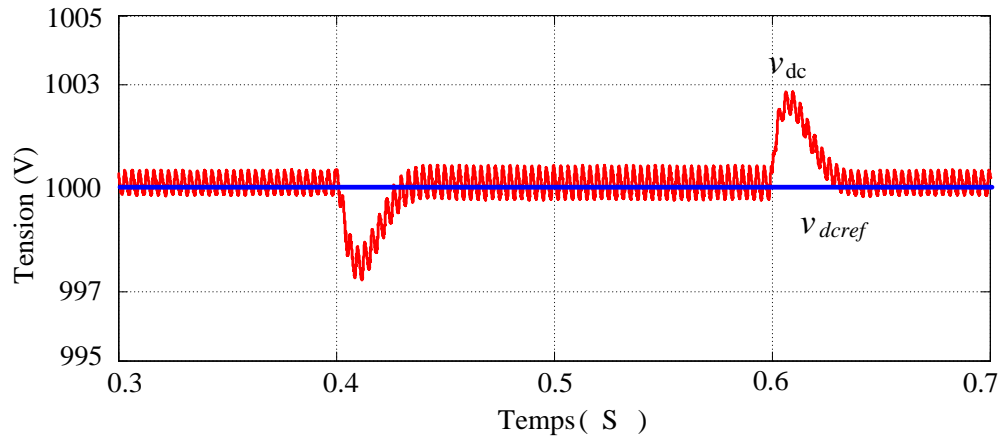


Fig .IV.28 Tension du bus continu lors de la variation de la charge.

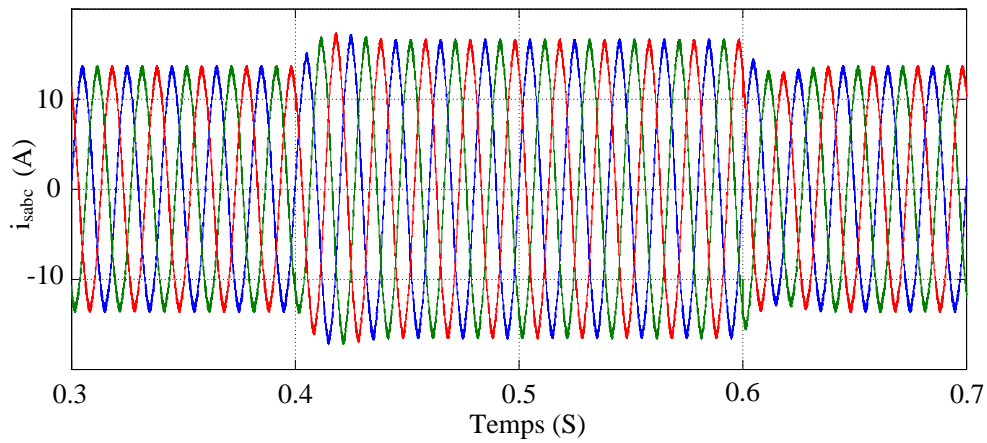


Fig .IV.29 Courant du réseau lors de la variation de la charge.

IV.4.3.4.2. Variation de la tension du bus continu

Le deuxième essai concerne la variation de la tension de référence du bus continu V_{dcref} de $\mp 100V$ par augmentation puis par diminution pendant $0.75 - 0.85 S$. La tension du bus continu v_{dc} suit sa référence avec une erreur statique nulle et un régime transitoire de $0.04 S$ (Fig .IV.30), et les courants du réseau i_{sabc} maintiennent leurs formes sinusoïdales pendant cette variation (Fig. IV.31)

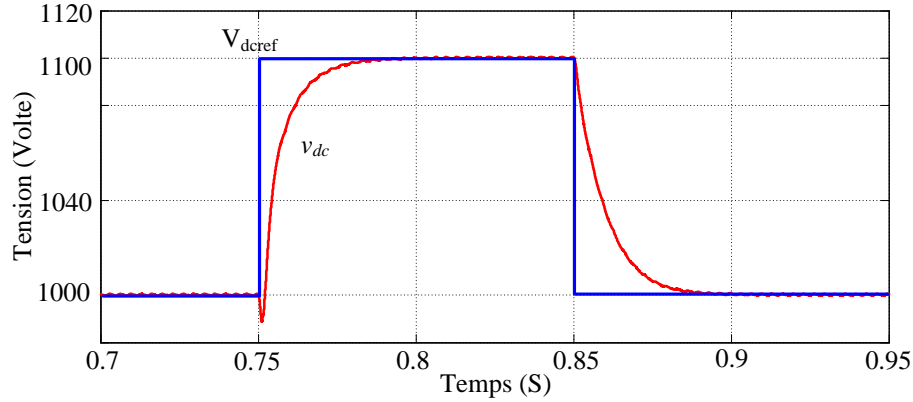


Fig .IV.30 Tension du bus continu lors de la variation de V_{dcref} .

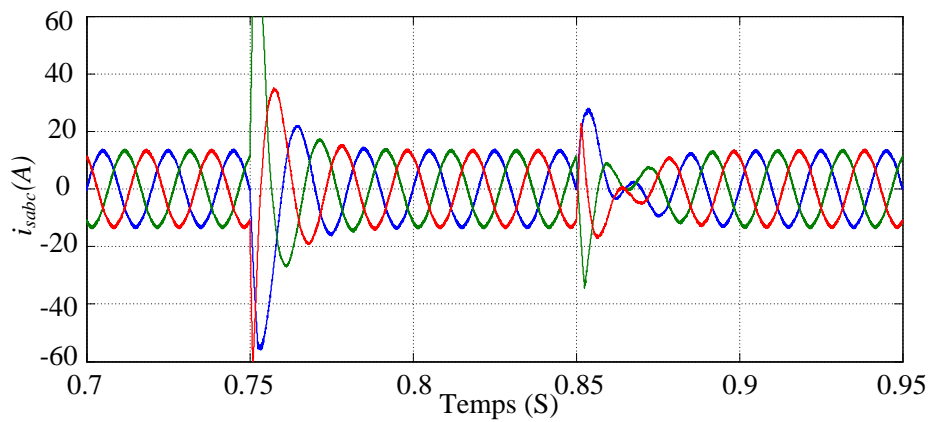


Fig .IV.31 Courant du réseau lors de la variation de V_{dcref} .

IV.4.3.4.3. Déséquilibre de la tension de la source et déséquilibre de la charge

On utilise le même algorithme de compensation détaillé dans la section de la commande par linéarisation exacte.

IV.4.3.4.3.1. Déséquilibre de la charge non linéaire

La figure *IV.16* présente le courant consommé par la *CNL* déséquilibrée. Le filtre actif à base de l'onduleur multicellulaire injecte les courants nécessaires pour rendre les courants de source sinusoïdaux. Mais ces courants restent déséquilibrés comme nous pouvons le constater dans la figure *IV.32* durant l'intervalle entre (0.2 et 0.3 S). A l'instant 0.3 S l'algorithme de compensation du déséquilibre est introduit et les courants de source i_{sabc} sont sinusoïdaux et équilibrés entre (0.2 et 0.3 S). La tension du bus continu v_{dc} reste à sa valeur de référence $V_{dcref} = 1000V$ avant et après la compensation du déséquilibre comme le montre la figure *IV.33*.

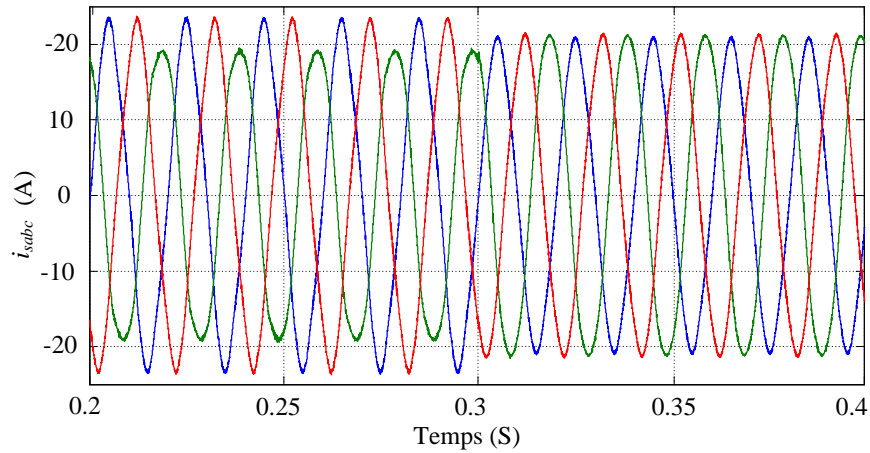


Fig .IV.32 Courant du réseau i_{sabc} lors du déséquilibre de la charge.

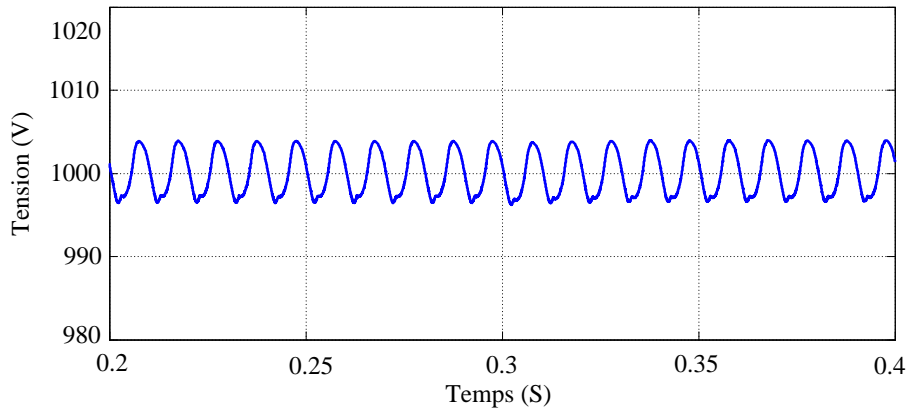


Fig .IV.33 Tension du bus continu v_{dc} lors du déséquilibre de la charge.

IV.4.3.4.3.2. Déséquilibre de la tension du réseau

La figure IV.19 présente la tension de la source déséquilibrée qui alimente la CNL. Le courant consommé par la CNL est déséquilibré aussi comme est présenté dans la figure IV.20. Le filtre actif à base de l'onduleur multicellulaire injecte les courants nécessaires pour rendre les courants de source sinusoïdaux. Mais ces courants restent déséquilibrés comme nous pouvons le constater dans la figure IV.34 durant l'intervalle entre (0.2 et 0.3 S) . A l'instant 0.3 S l'algorithme de compensation du déséquilibre est introduit et les trois phases débutent aux mêmes puissances avec des courants de source i_{sabc} sinusoïdaux. La tension v_{dc} reste à sa valeur de référence 1000V avant la compensation. Après la compensation, v_{dc} présente une erreur statique de 8V comme montré dans la figure IV.35.

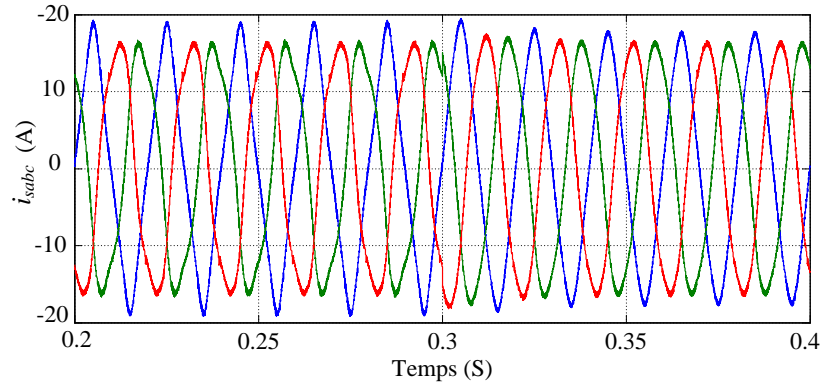


Fig .IV.34 Courants de la source i_{sabc} lors du déséquilibre de la tension de la source.

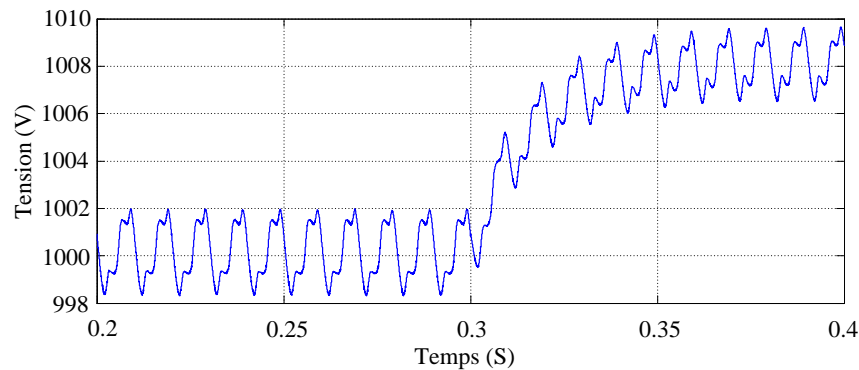


Fig .IV.35 Tension du bus continu v_{dc} lors du déséquilibre de la tension de la source.

IV.4.4. Commande adaptative par linéarisation exacte du filtre actif proposé

Cette section présente une approche adaptative pour contrôler la tension du bus continu v_{dc} du filtre actif à base de l'onduleur multicellulaire à trois cellules afin de réduire les pertes et les bruits dûs à la commutation lors de la compensation de l'énergie réactive et les harmoniques.

La majorité des topologies des convertisseurs de puissance utilisées dans le filtrage actif fonctionnent toutes à une tension v_{dc} constante [29] alors que les pertes par commutation sont directement proportionnelles à la tension v_{dc} . Et comme la CNL varie durant le temps, par exemple, si la puissance du CNL diminue, les pertes de commutation sont plus importantes car la tension constante v_{dc} est calculée pour une puissance élevée de CNL . Par conséquent, si la tension v_{dc} est régulée d'une manière adaptative en fonction de la variation de la CNL , le système peut avoir de meilleures performances et une plus grande souplesse de fonctionnement.

IV.4.4.1. Calcul de la tension adaptative V_{dcref} .

Pour compenser la puissance réactive et les harmoniques absorbées par la CNL , l'onduleur multicellulaire injecte les courants harmoniques et la puissance réactive nécessaires pour la compensation. Pour atteindre cet objectif, la tension $V_{dcref} > V_{sabmax}$ où V_{sabmax} est la tension crête entre deux phases du réseau. Si la puissance de CNL augmente, la différence $V_{dcref} - V_{sabmax}$ doit être augmentée aussi pour injecter les courants nécessaires, et comme V_{sabmax} est constante, on doit

augmenter la tension V_{dcref} . La figure IV.36 représente le circuit équivalent du filtre actif proposé entre les deux phases (a et b)

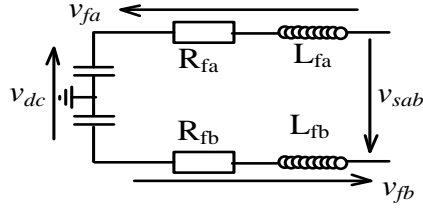


Fig .IV.36 Circuit équivalent entre deux phases (a et b) du filtre actif.

L'idée principale de cette section est que la tension V_{dcref} doit être modifiée de manière adaptative en fonction de la variation de la demande de puissance de la *CNL*, afin que le filtre actif proposé puisse injecter le courant de compensation requis. Ce courant est utilisé pour éliminer les harmoniques du courant côté réseau et pour compenser la puissance réactive avec une perte de commutation minimale. Par conséquent, en considérant $R_{fa} = R_{fb}$, $L_{fa} = L_{fb}$, $v_{fa} = v_{fb}$.

Selon la figure IV.36, le cas le plus défavorable survient lorsque la tension côté réseau v_{sab} est à la valeur crête et que l'onduleur multicellulaire à trois cellules doit injecter le courant de compensation nécessaire. La tension du bus continu est donnée par les équations (IV-48 et IV-49) [15]:

$$V_{dc(min)} = V_{sabmax} + 2V_{fa} \quad \text{IV-48}$$

$$V_{dc(min)} = V_{sabmax} + 2 L_f \frac{\Delta i_{famax}}{\Delta t} + 2 R_f i_{famax} \quad \text{IV-49}$$

Si la puissance de la *CNL* augmente, le courant du filtre actif i_{fabc} augmente aussi, alors, dans cette section on détermine la valeur de V_{dcref} à partir de la valeur maximale absolue du courant de référence du filtre $|i_{fref}|_{max}$ dans une période de 0.02 S comme montré dans l'équation (IV-50) [15].

$$\begin{aligned} |i_{fref}|_{max} < 8A, V_{dcref} &= 1000V, \\ 8A \leq |i_{fref}|_{max} < 13A, V_{dcref} &= 1100V, \\ 13A \leq |i_{fref}|_{max} < 18A, V_{dcref} &= 1200V, \\ 18A \leq |i_{fref}|_{max} < 23A, V_{dcref} &= 1300V, \\ 23A \leq |i_{fref}|_{max}, V_{dcref} &= 1400V. \end{aligned} \quad \text{IV-50}$$

Les valeurs de V_{dcref} (1000, 1100, 1200, 1300 et 1400) sont déterminées en choisissant la valeur minimale de V_{dcref} donnant un *THD* acceptable conformément à la norme *IEEE* à l'aide de MATLAB Simulink. Le schéma global de la commande adaptative par linéarisation exacte est donné dans la figure IV.37.

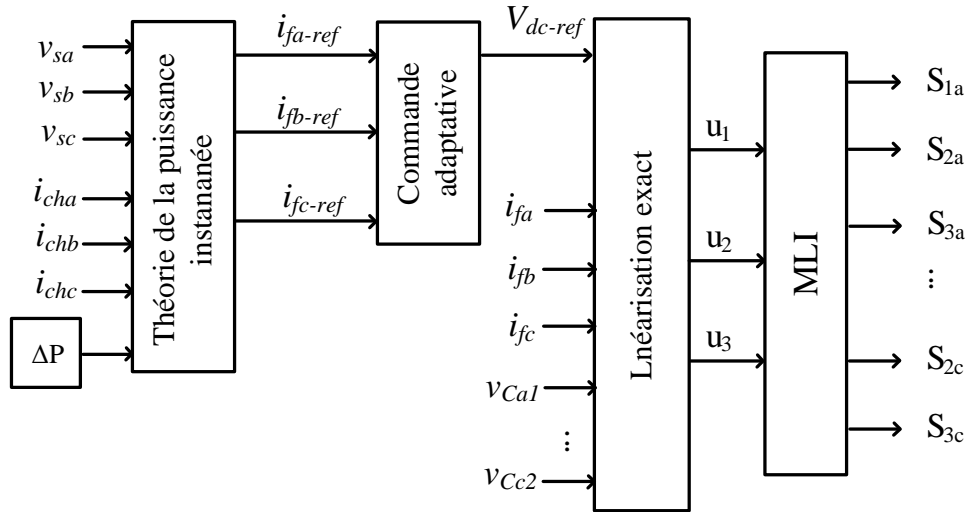


Fig. IV. 37 Schéma global de la commande adaptative par linéarisation exacte.

IV.4.4.2. Simulation de la commande adaptative par linéarisation exacte du filtre actif proposé

Premièrement on compare entre deux systèmes :

- Filtre actif à base de l'onduleur multicellulaire à trois cellules avec une $V_{dc-ref} = 1000V$ constante et une CNL variable.
- Filtre actif à base de l'onduleur multicellulaire à trois cellules avec une $V_{dc-ref} = 1400V$ constante et une CNL variable.

IV.4.4.2.1. $V_{dc-ref} = 1000V$

La simulation du filtre actif proposé a été effectuée avec une charge non linéaire $R_{ch} = 40\Omega$ et $L_{ch} = 10mH$ pendant la période $0.3 - 0.4 S$ comme le montre la figure. IV.38. Dans cette période les courants du réseau i_{sabc} sont sinusoïdaux avec un $THD_{i_{sabc}} = 4,2\%$ dans les limites de la norme *IEEE*. Durant la période $0.4 - 0.5 S$ une augmentation de 300% de la CNL comme l'indique la figure IV.38 est constatée. Les courants du réseau i_{sabc} ayant des formes non sinusoïdales avec un $THD_{i_{sabc}} = 14,77\%$ loin des limites de la norme *IEEE* sont observés.

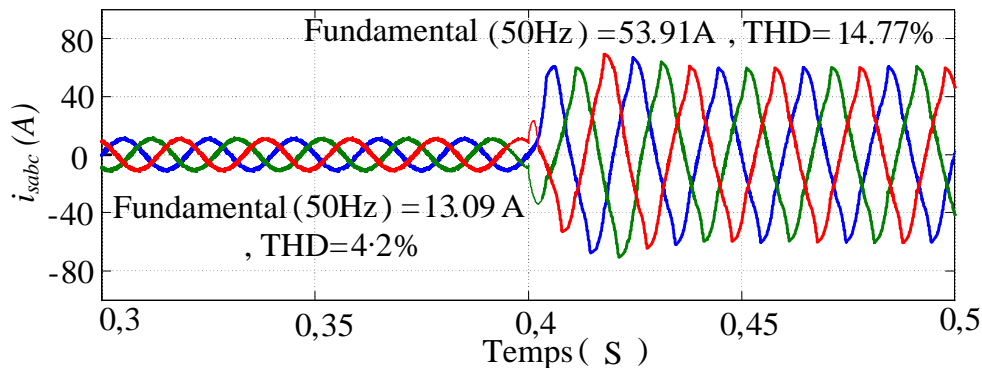


Fig. IV.38 Courants du réseau i_{sabc} pour une $V_{dc-ref} = 1000V$.

IV.4.4.2.2. $V_{dc-ref} = 1400V$

La même procédure de simulation que la section précédente est effectuée avec la seule différence qui est la $V_{dc-ref} = 1400V$. Pendant la période $0.3 - 0.4 S$ comme le montre la figure IV.39, les courants du réseau i_{sabc} sont sinusoïdaux avec un $THD_{i_{sabc}} = 12.6\%$ loin des limites de la norme *IEEE*. Durant l'intervalle $0.4 - 0.5 S$ comme le montre la figure IV.26, les courants du réseau i_{sabc} ayant des formes sinusoïdales avec un $THD_{i_{sabc}} = 3.5\%$ respectant les limites de la norme *IEEE*.

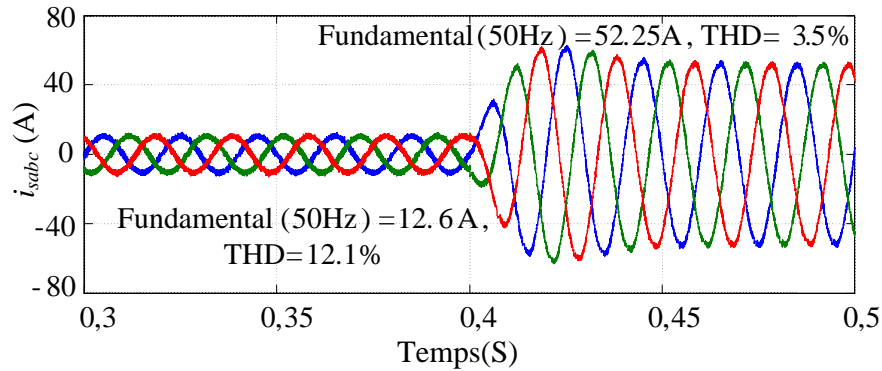


Fig. IV. 39 Courants du réseau i_{sabc} pour $V_{dc-ref} = 1400V$.

Selon les résultats précédents (Fig. IV.38-39), le filtre actif proposé avec une tension du bus continu de référence V_{dc-ref} constante n'est pas valide aux variations de la charge non-linéaire.

IV.4.4.2.3. Commande adaptative par linéarisation exacte

Pour montrer les performances du filtre actif à base de l'onduleur multicellulaire à trois cellules aux variations de la *CNL* avec la commande adaptative par linéarisation exacte, six perturbations sous forme d'augmentation de la puissance de *CNL* sont introduites (Fig. IV.40). La tension du bus continu varie de manière adaptative avec les variations de *CNL* pour injecter les harmoniques et la puissance réactive requises. La puissance du *CNL* est augmentée de 20%, 50%, 100%, 200%, 400% et finalement diminuée de 20% de la valeur initiale aux instants 0.4 S, 0.8 S, 1.2 S, 1.6 S, 2.1 S et 2.8 S respectivement. La commande adaptative par linéarisation exacte génère la valeur appropriée V_{dc-ref} et régule la tension v_{dc} et les tensions du condensateur flottants v_{c1} et v_{c1} à leurs références pour garantir une faible contrainte en tension sur les interrupteurs. Une faible perte et un faible bruit de commutation sont enregistrés avec un THD des courants du réseau i_{sabc} dans les limites de la norme *IEEE* comme indiqué dans le tableau. IV.1.

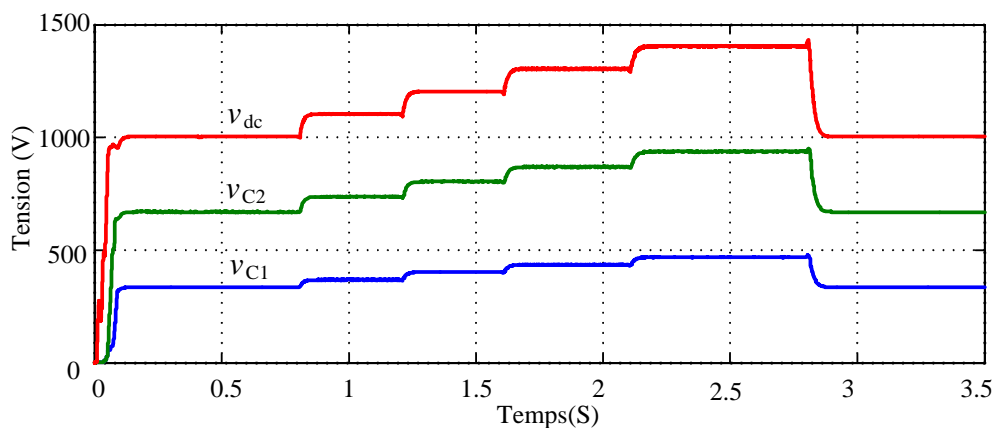


Fig. IV. 40 v_{dc} , v_{C1} et v_{C2} pour différentes valeurs de la puissance de CNL.

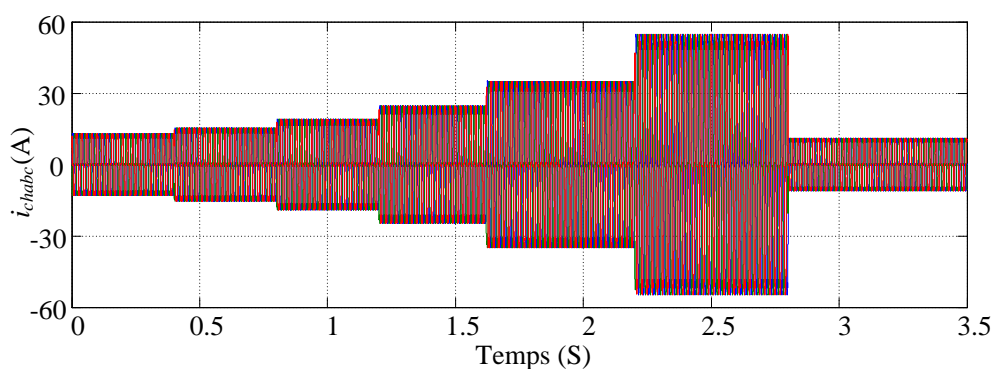


Fig. IV.41 Les courants i_{chabc} pour différentes valeurs de la puissance de CNL.

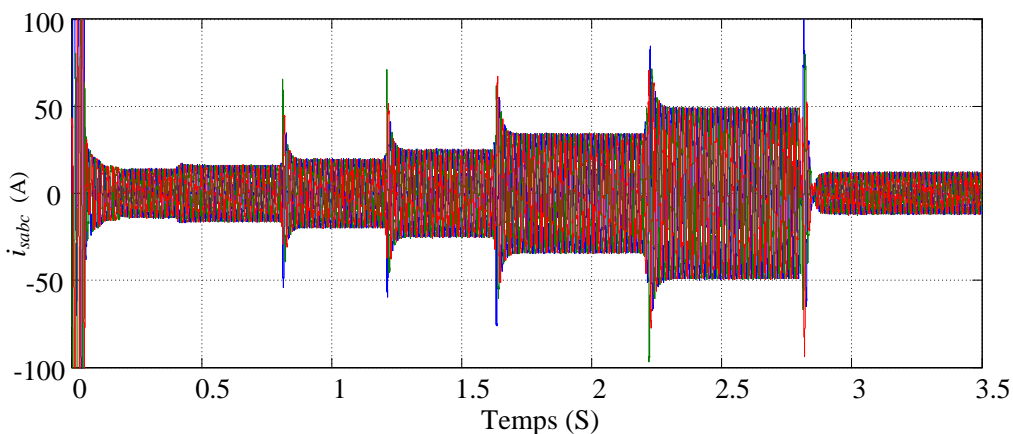


Fig. IV.42 Les courants i_{sabc} pour différentes valeurs de la puissance de CNL.

Les figures IV.41-42 montrent les courants de la charge non linéaire et les courants du côté réseau, respectivement. Comme nous pouvons le voir, les courants du côté de la source sont sinusoïdaux. Selon ces chiffres, les courants de charge non linéaires ont un *THD* avec des valeurs initiales de 23,74% et les courants côté réseau ont un *THD* de 4,35%.

Le *THD* des courants côté réseau, le *THD* des courants de charge non linéaires et la tension continue du bus sont résumés dans le tableau IV.1. Ces résultats confirment l'amélioration des performances du

contrôle de linéarisation exacte adaptatif tout en diminuant le THD du courant côté réseau pour différents niveaux de puissance de la charge non linéaire connectée au réseau.

Dans le tableau *IV.1*, lorsque la puissance de la charge non linéaire augmente, le signal fondamental du courant de la charge non linéaire i_{ch} augmente également, impliquant une diminution de la valeur THD de i_{ch} . Il en va de même entre la première et la dernière valeur de THD , pour laquelle elles ont le même V_{dc-ref} , mais avec des niveaux différents de la puissance de la charge non linéaire. Comme indiqué dans le tableau *IV.1*, i_{ch} a un $THD_{i_{ch}} = 23,74\%$ dans le premier cas, et dans le dernier cas $THD_{i_{ch}} = 24,38\%$. Cela est dû aux différentes amplitudes de i_{ch} avec le même V_{dc-ref} .

Tableau. *IV.1* Comparaison entre les résultats de simulation

Temps de simulation	V_{dc-ref}	THD de $CNL i_{chabc}$	THD du courant du réseau i_{sabc}
0 – 0.4 S	1000 V	23.74%	4.35%
0.4 – 0.8 S	1000 V	22.97%	4.20%
0.8 – 1.2 S	1100 V	21.88%	3.90%
1.2 – 1.6 S	1200 V	20.21%	3.85%
1.6 – 2.1 S	1300 V	17.21%	3.55%
2.1 – 2.8 S	1400 V	12.31%	3.05%
2.8 – 3.5 s	1000 V	24.38%	5.01%

IV.5. Conclusion

Dans ce chapitre l'intérêt d'utiliser le convertisseur multicellulaire dans le filtrage actif a été investigué et démontré. La commande par linéarisation exacte du convertisseur multicellulaire a montré son efficacité en compensation des harmoniques du courant du réseau avec une robustesse contre la variation de la charge non linéaire et la variation de la tension du bus continu, la robustesse contre le déséquilibre de la tension du réseau et le déséquilibre de la charge non linéaire. La commande par mode glissant appliquée au convertisseur multicellulaire donne des compensations meilleures que la commande par linéarisation exacte en termes de THD du courant du réseau. Dans ce chapitre nous avons pu également démontrer que la commande adaptative par linéarisation exacte améliore la qualité de l'énergie électrique lorsque la charge non linéaire varie de plusieurs niveaux.

Chapitre V

Filtrage actif des harmoniques par une GADA à base du convertisseur multicellulaire commandée par linéarisation exacte et utilisée dans un système de production éolien

V.1.Introduction

L'énergie éolienne occupe la première place dans la production d'électricité propre dans de nombreux pays devant d'autres sources d'énergie renouvelables. Cependant, cette technologie fait encore face à plusieurs défis puisque les problèmes de qualité de l'énergie peuvent augmenter les vibrations mécaniques, augmenter le risque des contraintes thermiques, et affecter le système de control dans le système de conversion d'énergie éolienne (**Wind Energy Conversion System** ou **WECS**) [20-22]. Pour remédier à ces défis, l'objectif principal de ce chapitre est la minimisation des vibrations mécaniques et la réduction des contraintes thermiques dans les **WECS**.

Dans ce chapitre un convertisseur multicellulaire à trois cellules triphasées est utilisé dans le convertisseur coté réseau (**Grid Side Converter** ou **GSC**) d'un **WECS** pour exploiter les avantages du convertisseur multicellulaire à trois cellules dans l'amélioration de la qualité de l'énergie dans un **WECS** à base de **Génératrice Asynchrones à Double Alimentation (GADA)** de **8 KW**. La commande par linéarisation exacte est utilisée.

V.2.Modélisation du système de conversion éolien

Le schéma global du système de conversion d'énergie éolienne est donné dans la figure V.1.

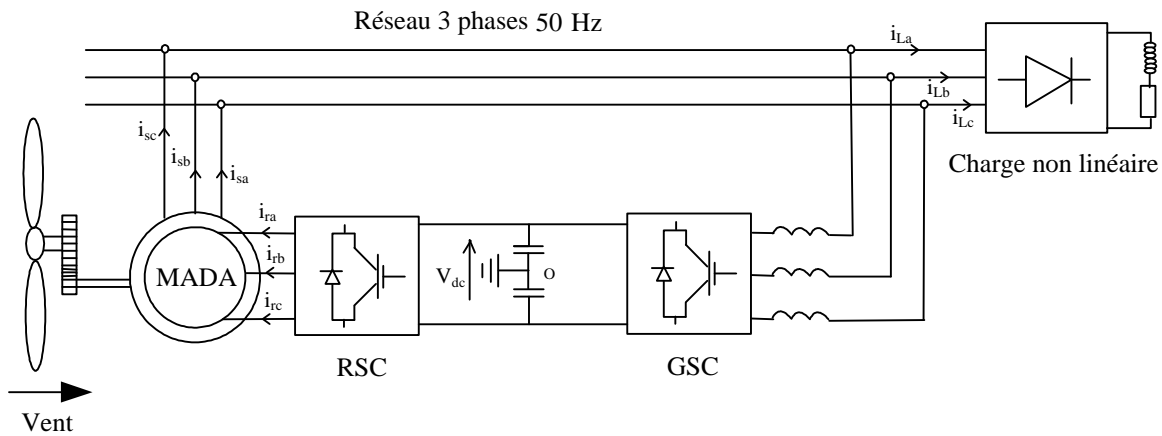


Fig. V.1 Système de conversion d'énergie éolienne.

V.2.1. Modélisation de la turbine éolienne

La modélisation de la turbine est donnée dans les références [109-111], tel que la puissance aérodynamique $P_{aér}$ captée par l'éolienne est donnée par l'équation V-1:

$$P_{aér} = \frac{1}{2} \pi \rho R^2 C_p(\lambda, \beta) v_{éol}^3 \quad V-1$$

Le couple de la turbine est donné par l'équation V-2:

$$T_{aér} = \frac{1}{2\Omega_T} \pi \rho R^2 C_p(\lambda, \beta) v_{éol}^3 \quad V-2$$

Où :

R : le rayon de la turbine, C_p le coefficient de puissance, λ : le ratio de vitesse, β : l'angle de calage de la pale, $v_{éol}$: la vitesse du vent (m/s), ρ : la densité de l'air ($\rho = 1.22 \text{ Kg/m}^3$).

Le ratio de la vitesse est considéré comme le rapport entre la vitesse linéaire de la turbine et la vitesse du vent.

L'équation V-3 donne l'expression de λ .

L'équation V-4 donne l'expression du coefficient de puissance.

La figure V-2 présente les courbes du coefficient de puissance en fonction de λ pour différentes valeurs de β . Avec : Ω_T est la vitesse angulaire de la turbine.

$$\lambda = \frac{\Omega_T R}{v_{\text{éol}}} \quad \text{V-3}$$

$$C_p = 5.5109 \left(\frac{116}{\lambda_i} - 0.4\beta - 5 \right) \exp\left(\frac{-21}{\lambda_i}\right) + 0.0068 \delta \quad \text{V-4}$$

$$\lambda_i = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1}$$

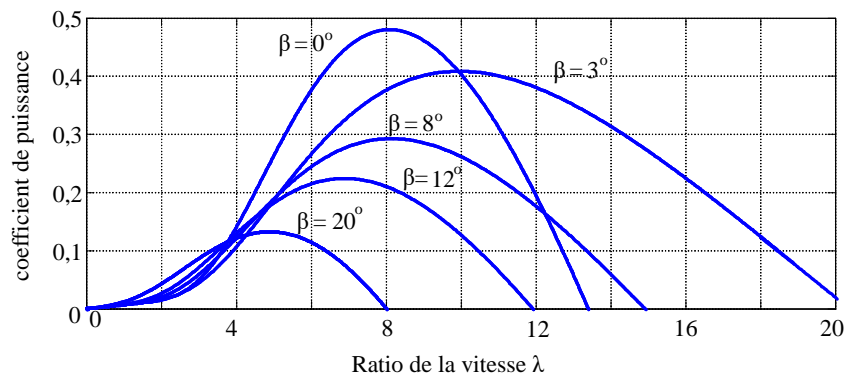


Fig. V.2 Coefficient de la puissance en fonction de λ .

V.2.2. Fonctionnement de la GADA

Dans ce travail on utilise la turbine éolienne basée sur la *GADA*, ce type de machine présente plusieurs avantages [112-113], tel que, le fonctionnement à vitesse variable avec une fréquence statorique constante quelque soit les conditions du vent, fonctionnement dans les quatre quadrants (délivre ou consomme les puissances active et réactive), délivre une puissance forte, possibilité de connecter directement les enroulements statorique au réseau, et présente une bonne robustesse avec un faible coût de maintenance. La *GADA* présente un stator triphasé avec trois enroulements analogues à celui des autres machines (synchrone et asynchrone à cage). Cependant, le rotor de la *GADA* est bobiné triphasé et alimenté à travers les bagues rotoriques. Les enroulements du rotor de la machine sont connectés en étoile et les phases rotoriques sont reliées aux trois bagues [114].

V.2.2.1. Mode de fonctionnement de la GADA

Pour que la machine asynchrone à cage fonctionne en mode moteur, elle doit tourner en dessous de sa vitesse de synchronisme et au-dessus pour être en mode générateur. Cependant, la fréquence des tensions rotoriques de la *GADA* peut gérer la vitesse du champ tournant (la vitesse de synchronisme) selon sa vitesse angulaire. Les quatre modes de fonctionnement sont comme suit [114-115]:

a)- Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone

Dans ce mode la puissance est fournie au stator par le réseau comme le montre la figure V.3 et la puissance de glissement est injectée dans le réseau à travers les convertisseurs coté réseau et coté machine.

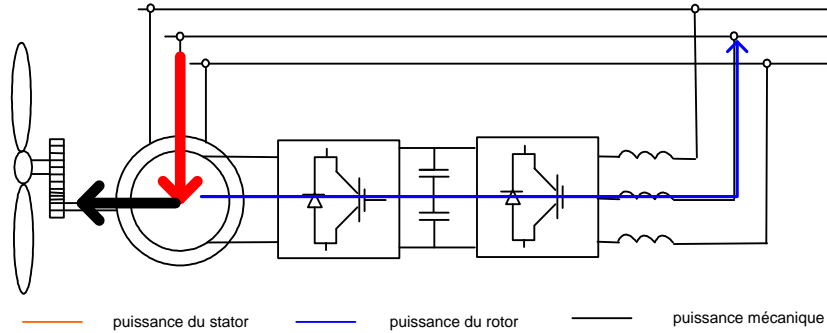


Fig. V.3 Mode moteur hypo-synchrone.

b)- Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone

Les puissances (du stator et du glissement) sont fournies par le réseau, comme indiqué dans la figure V.4.

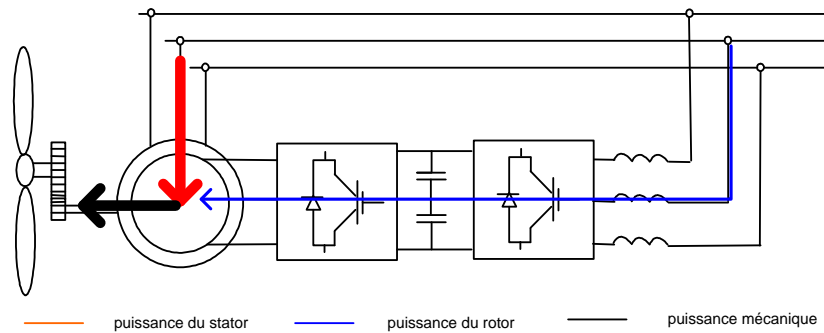


Fig. V.4 Mode moteur hyper-synchrone.

c)-Fonctionnement en mode générateur hypo-synchrone

La puissance du stator est injectée au réseau et la puissance de glissement du rotor est fournie par le réseau (Fig. V.5)

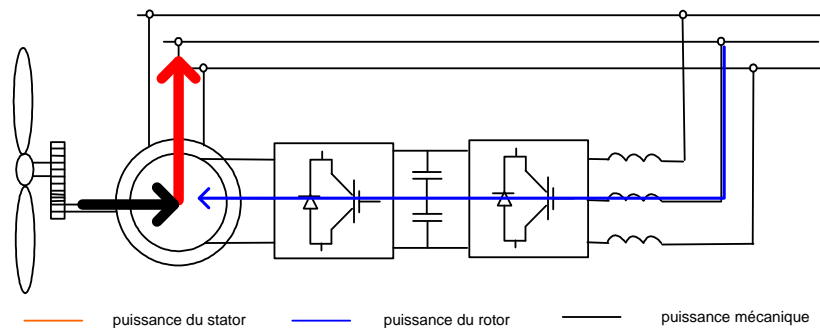


Fig. V.5 Mode générateur hypo-synchrone.

d)-Fonctionnement en mode générateur hyper synchrone

Les puissances (du stator et du glissement) sont injectées dans le réseau (Fig. V.6).

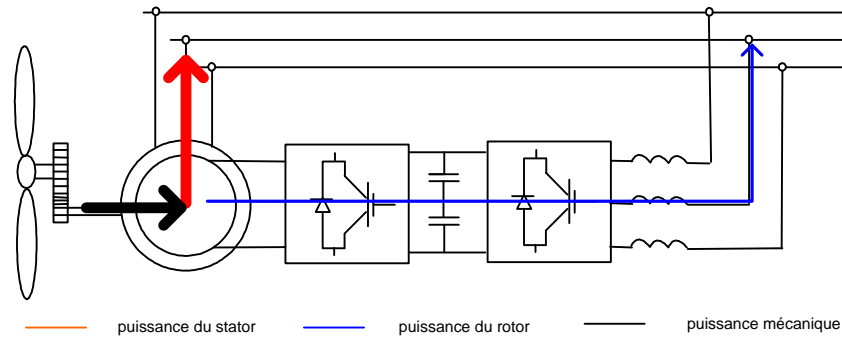


Fig. V.6 Mode génératrice hyper-synchrone.

Selon les quatre modes de fonctionnement de la *GADA* on peut remarquer que la *GADA* a des avantages sur les autres types de machines tel que la récupération de la puissance de glissement et la production de la puissance quel que soit la vitesse de rotation [115].

V.3. Modélisation de la GADA

V.3.1. Hypothèses simplificatrices

La géométrie de construction de la *GADA*, la répartition des enroulements statoriques et rotoriques sont très complexes. Pour ces raisons la modélisation nous impose des hypothèses simplificatrices, pour rendre le modèle mathématique de la *GADA* plus trivial.

- La *GADA* est considérée symétrique ;
- Le circuit magnétique est parfaitement feuilleté au stator et au rotor ;
- Les résistances des enroulements statoriques sont identiques et constantes (ne varient pas avec la température) qui est la même hypothèse pour les enroulements rotoriques ;
- Le circuit magnétique n'est pas saturé ;
- L'épaisseur de l'entrefer est uniforme et l'effet d'encoche est négligé.

La machine étudiée est représentée par son modèle diphasé *dq* tournant lié au champ tournant avec les puissances sont conservées. La vitesse angulaire du champ tournant est ω_s , la vitesse du rotor est Ω . avec P_N est le nombre de paires de pôles.

Les équations de la *GADA* dans le repère *abc* sont données par :

Les tensions statoriques et rotoriques dans l'équation V-5

$$\begin{aligned}
 [V_s]_{abc} &= [R_s][I_s]_{abc} + \frac{d}{dt}[\varphi_s]_{abc} \\
 [V_r]_{abc} &= [R_r][I_r]_{abc} + \frac{d}{dt}[\varphi_r]_{abc}
 \end{aligned}
 \tag{V-5}$$

Avec :

$[V_s]_{abc}$ et $[V_r]_{abc}$: les tensions statoriques et rotoriques de la *GADA*.

$[I_s]_{abc}$ et $[I_r]_{abc}$: les courants statoriques et rotoriques.

$[R_s]$ et $[R_r]$: Les résistances statoriques et rotoriques des enroulements.

$[\varphi_s]_{abc}$ et $[\varphi_r]_{abc}$: Les flux statoriques et rotoriques.

Les flux statoriques et rotoriques de la *GADA* sont en fonction des inductances cycliques des enroulements et des inductances mutuelles.

$$\begin{aligned} [\varphi_s]_{abc} &= L_s [I_s]_{abc} + L_m [I_r]_{abc} \\ [\varphi_r]_{abc} &= L_m [I_s]_{abc} + L_r [I_r]_{abc} \end{aligned} \quad \text{V-6}$$

Avec

$$\begin{aligned} L_s &= l_s - M_s \\ L_r &= l_r - M_r \\ L_m &= \frac{3}{2} M_{sr} \end{aligned} \quad \text{V-7}$$

L_s et L_r sont les inductances cycliques du stator et du rotor de la *GADA*.

l_s et l_r sont les inductances propre au stator et au rotor de la *GADA*.

M_s est l'inductance mutuelle entre deux phases du stator.

M_r est l'inductance mutuelle entre deux phases du rotor.

M_{sr} est la valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase du rotor.

L_m est l'inductance magnétisante.

La transformation des systèmes triphasés, tension, courant et flux dans le repère (*abc*) au repère tournant *dq* avec la conservation des puissances en utilisant les transformations de Park et Concordia :

$$\begin{aligned} v_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds} - \omega_s \varphi_{qs} \\ v_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs} + \omega_s \varphi_{ds} \\ v_{dr} &= R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \varphi_{dr} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{qr} \\ v_{qr} &= R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \varphi_{qr} + (\omega_s - \omega_r) \varphi_{dr} \end{aligned} \quad \text{V-8}$$

Avec les équations des flux sont données par :

$$\begin{aligned} \varphi_{ds} &= L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \varphi_{qs} &= L_s i_{qs} + M i_{qr} \\ \varphi_{dr} &= L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \varphi_{qr} &= L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{aligned} \quad \text{V-9}$$

Avec

v_{ds} , v_{qs} , v_{dr} , et v_{qr} les tensions diphasées directes et en quadrature du rotor et stator de la *GADA*.

i_{ds} , i_{qs} , i_{dr} et i_{qr} les courants diphasés directs et en quadrature du rotor et stator de la *GADA*.

ω_s la vitesse angulaire du champ tournant du stator.

ω_r la vitesse angulaire du champ tournant par rapport au rotor.

φ_{ds} , φ_{qs} , φ_{dr} and φ_{qr} sont les flux diphasés directs et quadratures du stator et rotor

Alors l'équation mécanique de la machine est sous la forme :

$$T_{em} = P_N \frac{M}{L_s} (\varphi_{ds} i_{qr} - \varphi_{qs} i_{dr}) \quad V-10$$

$$J \frac{d}{dt} \omega_m = T_m - T_{em} \quad V-11$$

V.3.2. Control indépendant des puissances active et réactive de la GADA

Pour mieux contrôler la production de l'énergie éolienne, en utilise dans ce chapitre, le control indépendant des puissances active et réactive [115].

L'axe d du repère dq est aligné sur le flux statorique φ_{ds}

Alors

$$\begin{aligned} \varphi_{ds} &= \varphi_s \\ \varphi_{qs} &= 0 \end{aligned} \quad V-12$$

L'équation du flux devient :

$$\begin{aligned} \varphi_{ds} &= L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ 0 &= L_s i_{qs} + M i_{qr} \end{aligned} \quad V-13$$

Le couple électromagnétique de l'équation V-10 est donné par :

$$T_{em} = P_N \frac{M}{L_s} \varphi_{ds} i_{qr} \quad V-14$$

On suppose que le réseau électrique soit stable, alors la tension efficace du réseau V_s et le flux φ_s sont constants et le couple électromagnétique de l'équation V-14 est directement proportionnel au courant rotorique en quadrature i_{qr} .

Si on néglige la résistance des enroulements statoriques, à partir de l'équation V-8, les tensions v_{ds} et v_{qs} sont données par [115]:

$$\begin{aligned} v_{ds} &= \frac{d\varphi_s}{dt} \\ v_{qs} &= \varphi_s \omega_s \end{aligned} \quad V-15$$

Avec le φ_s constant, alors :

$$v_{ds} = 0, v_{qs} = V_s \quad V-16$$

Les courants i_{ds} et i_{qs} calculés à partir de l'équation V-13 sont donnés par :

$$\begin{aligned} i_{ds} &= -\frac{M}{L_s} i_{dr} + \frac{\varphi_s}{L_s} \\ i_{qs} &= -\frac{M}{L_s} i_{qr} \end{aligned} \quad V-17$$

Les puissances active et réactive sont données par l'équation V-18 :

$$\begin{aligned} P_s &= v_{ds} i_{ds} + v_{qs} i_{qs} \\ Q_s &= v_{ds} i_{qs} - v_{qs} i_{ds} \end{aligned} \quad V-18$$

A partir des équations V.18 et V.16, on obtient

$$\begin{aligned} P_s &= V_s i_{qs} \\ Q_s &= V_s i_{ds} \end{aligned} \quad \text{V-19}$$

On substitue les courants i_{ds} et i_{qs} à partir de l'équation V-17 dans l'équation V-19 on obtient :

$$\begin{aligned} P_s &= -V_s \frac{M}{L_s} i_{qr} \\ Q_s &= -V_s \frac{M}{L_s} i_{dr} + V_s \frac{\varphi_s}{L_s} \end{aligned} \quad \text{V-20}$$

A partir des équations V-15, V-16 et V-19 on obtient

$$\begin{aligned} P_s &= -V_s \frac{M}{L_s} i_{qr} \\ Q_s &= -V_s \frac{M}{L_s} i_{dr} + \frac{V_s^2}{L_s \omega_s} \end{aligned} \quad \text{V-21}$$

La puissance active P_s est directement proportionnelle au courant i_{qr} .

La puissance réactive Q_s est directement proportionnelle au courant i_{dr} .

Pour contrôler correctement la GADA, il faut définir une relation entre les courants et les tensions statoriques.

Dans l'équation des flux rotoriques V-9, on remplace les courants I_{ds} et I_{qs} donnés par l'équation V-17 et on obtient :

$$\begin{aligned} \varphi_{dr} &= \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) i_{dr} + \frac{M V_s}{L_s \omega_s} \\ \varphi_{qr} &= \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) i_{qr} \end{aligned} \quad \text{V-22}$$

En remplaçant l'équation du flux V-22 dans l'équation de la tension V-8, on obtient :

$$\begin{aligned} V_{dr} &= R_r i_{dr} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) \frac{di_{dr}}{dt} - g \omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) i_{qr} \\ V_{qr} &= R_r i_{qr} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) \frac{di_{qr}}{dt} + g \omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) i_{dr} + g \frac{M V_s}{L_s} \end{aligned} \quad \text{V-23}$$

Le schéma bloc de la GADA est donné par la figure V-7

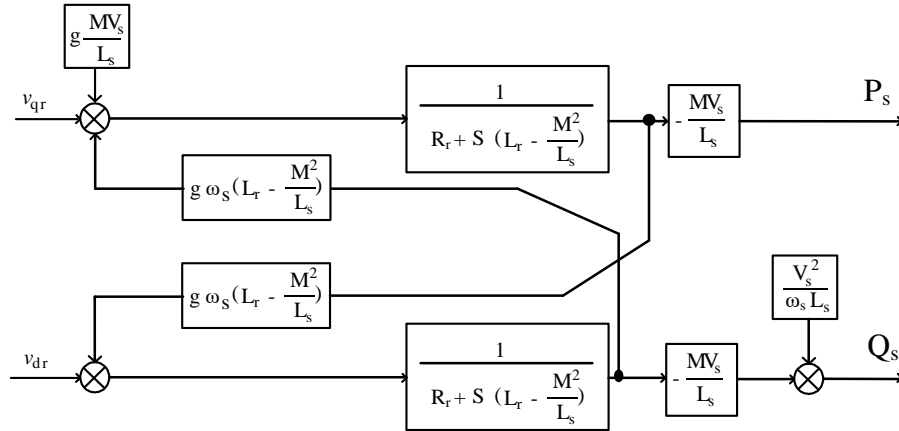


Fig. V.7 Schéma bloc de la GADA.

V.4. Utilisation de la GADA comme filtre actif de puissance

Dans cette section la *GADA* sera utilisée comme filtre actif électromécanique pour compenser les harmoniques générés par une charge non linéaire comme montré dans la figure V.6 au lieu d'utiliser un convertisseur statique comme présenté dans les chapitres précédents. Cette structure est détaillée dans les références suivantes [115-118] avec les convertisseurs utilisés sont de topologie classique à deux niveaux.

V.4.1. Modélisation du filtrage actif à base du GADA

Comme utilisé dans les références [115] le convertisseur coté rotor avec une topologie deux niveaux est utilisé pour assurer la fonction de filtrage actif à travers la *GADA* avec une commande découplante qui consiste à reconstruire le schéma bloc de la *GADA* en sens inverse avec une boucle de régulation des puissances; comme présenté dans la figure V.8.

Le courant électrique de référence nécessaire pour améliorer la qualité de l'énergie sera extrait par la théorie de la puissance instantanée détaillée dans le chapitre précédent.

Ce courant de référence doit être généré par le stator de la *GADA* avec la puissance produite de l'éolienne comme indiqué dans la figure V.6, et puisque nous avons la relation entre les courants statoriques et les courants rotoriques dans le repère *dq* (équation V-17), nous pouvons extraire le courant à injecter dans le rotor de la *GADA* pour améliorer la qualité de l'énergie du réseau (Fig. V.8).

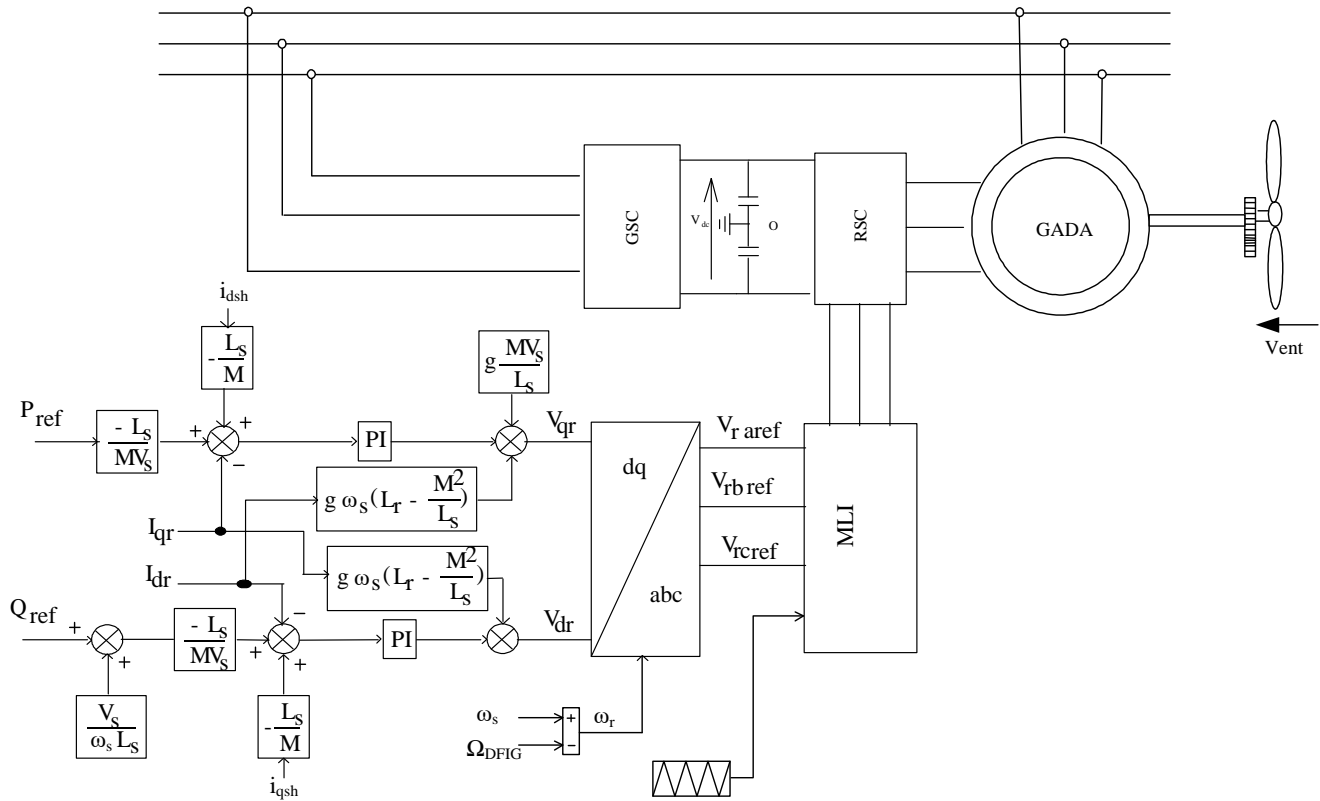


Fig. V.8 utilisation de la GADA comme filtre actif.

A partir des équations V-15, V-16 et V-17, nous pouvons écrire les équations des courants rotoriques pour compenser les harmoniques suivantes :

$$\begin{aligned} i_{dr_h} &= -\frac{L_s}{M} i_{ds_h} \\ i_{qr_h} &= -\frac{L_s}{M} i_{qs_h} \end{aligned} \quad \text{V.24}$$

Avec i_{ds_h} et i_{qs_h} sont les courants dans le repère dq nécessaire pour compenser les harmoniques de la charge linéaire; ses courants sont extrait de la théorie de la puissance instantanée.

V.4.2. Résultats de simulation

Les paramètres de simulation sont donnés comme suit :

Paramètres	Symbole	Valeur
Tension simple du réseau	V_g	220 V
Fréquence	f	50Hz
Puissance de GADA	P_n	8 KW
Résistance du stator	R_s	0.2 Ω
Résistance du rotor	R_r	0.8 Ω
Inductance du stator	L_s	0.15 mH
Inductance du rotor	L_r	0.15 mH

Inductance mutuelle	M	0.15 mH
Pairs de pôles	p_r	2
Intertie de la GADA	J	0.2
Condensateur du bus continu	C_{dc}	0.4 mF
Convertisseur multicellulaire	$C_{C1} = C_{C2}$	4 mF
Résistance de couplage	R_f	1 mΩ
Inductance de couplage	L_f	13 mH
Paramètres du contrôleur PI	$K_p = 7$ et $K_i = 12$	

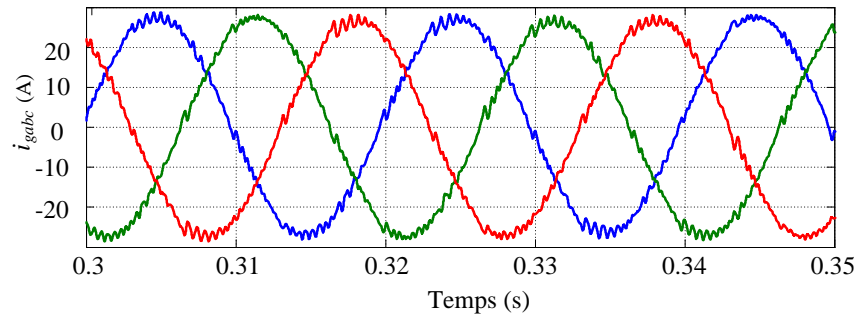


Fig. V.9 courants du réseau i_{gabc} .

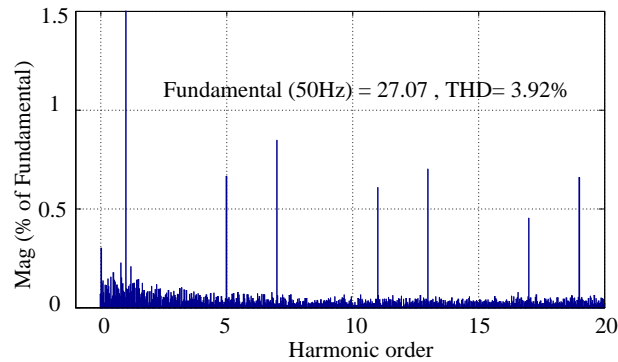


Fig. V.10 THD des courants du réseau.

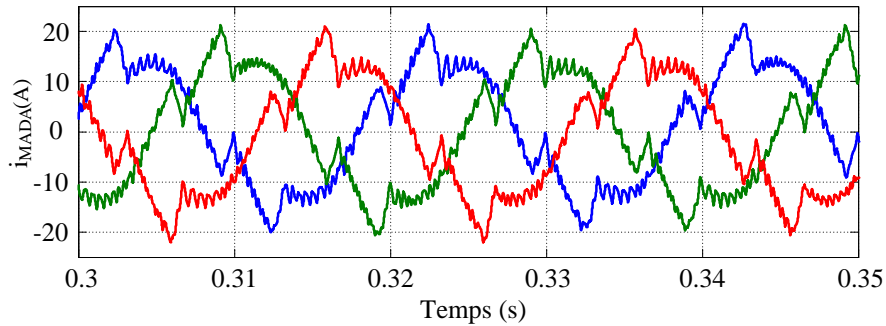


Fig. V.11 courants du stator de la GADA.

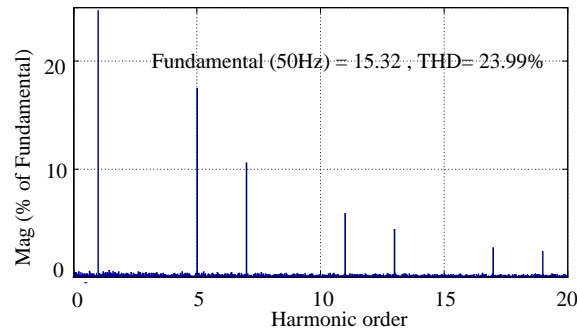


Fig. V.12 THD des courants du stator de la GADA

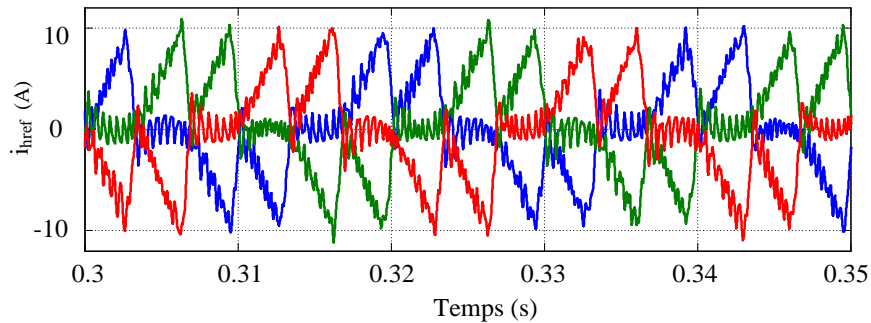


Fig. V.13 Courants harmoniques nécessaires à la compensation.

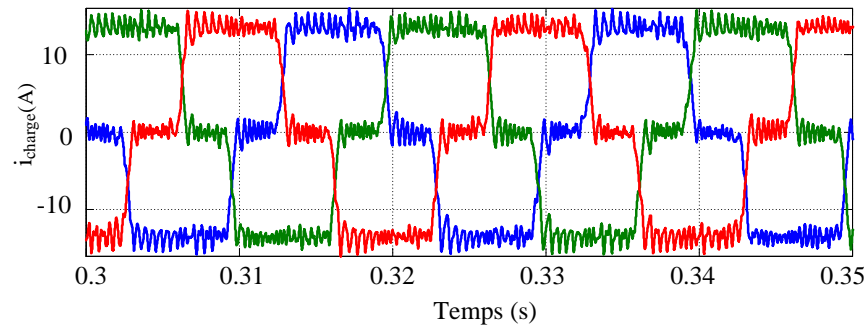


Fig. V.14 Courants de la charge non linéaire.

Les figures V.9-10 montre que les courants du réseau ont une forme sinusoïdale avec un $THD_{igabc} = 3.92\%$. Par conséquent, les harmoniques de la charge non linéaire sont compensés par la GADA et la qualité de l'énergie est améliorée.

Dans les figures V.11-12, les courants statoriques de la GADA sont déformés et non sinusoïdaux avec un $THD_{iMADA} = 23.99\%$ (riche en harmoniques).

La figure V.13 présente le courant harmonique que doit injecter la GADA dans le réseau pour compenser les harmoniques de la charge non linéaire. La figure V.14 présente le courant de la charge non linéaire.

Ces harmoniques de courant dans les machines électriques augmentent les vibrations mécaniques et augmentent aussi les contraintes thermiques, car selon la référence [20] les vibrations mécaniques dans la machine électrique tournante ont la même fréquence que les harmoniques de courant statoriques, et

selon les résultats expérimentaux dans la référence [21], les harmoniques du stator augmentent la température de la machine électrique de 5%.

V.5. Utilisation du convertisseur multicellulaire comme filtre actif dans WECS

Notre contribution dans ce chapitre est de minimiser les vibrations mécaniques et minimiser aussi les contraintes thermiques dans la *GADA* lors de l'utilisation du filtrage actif dans le système de conversion d'énergie éolien. La topologie de conversion éolienne utilisée dans ce chapitre est représentée dans la figure V.13:

Le convertisseur côté réseau (GSC) : est un convertisseur multicellulaire triphasé à trois cellules commandé par la linéarisation exacte et utilisé pour réguler la tension du bus continu et aussi pour injecter l'opposé des harmoniques générés par la charge non linéaire.

Le convertisseur côté rotor (RSC) : est un convertisseur classique deux niveaux commandé par la commande Modulation de Largeur d'impulsion (*MLI*).

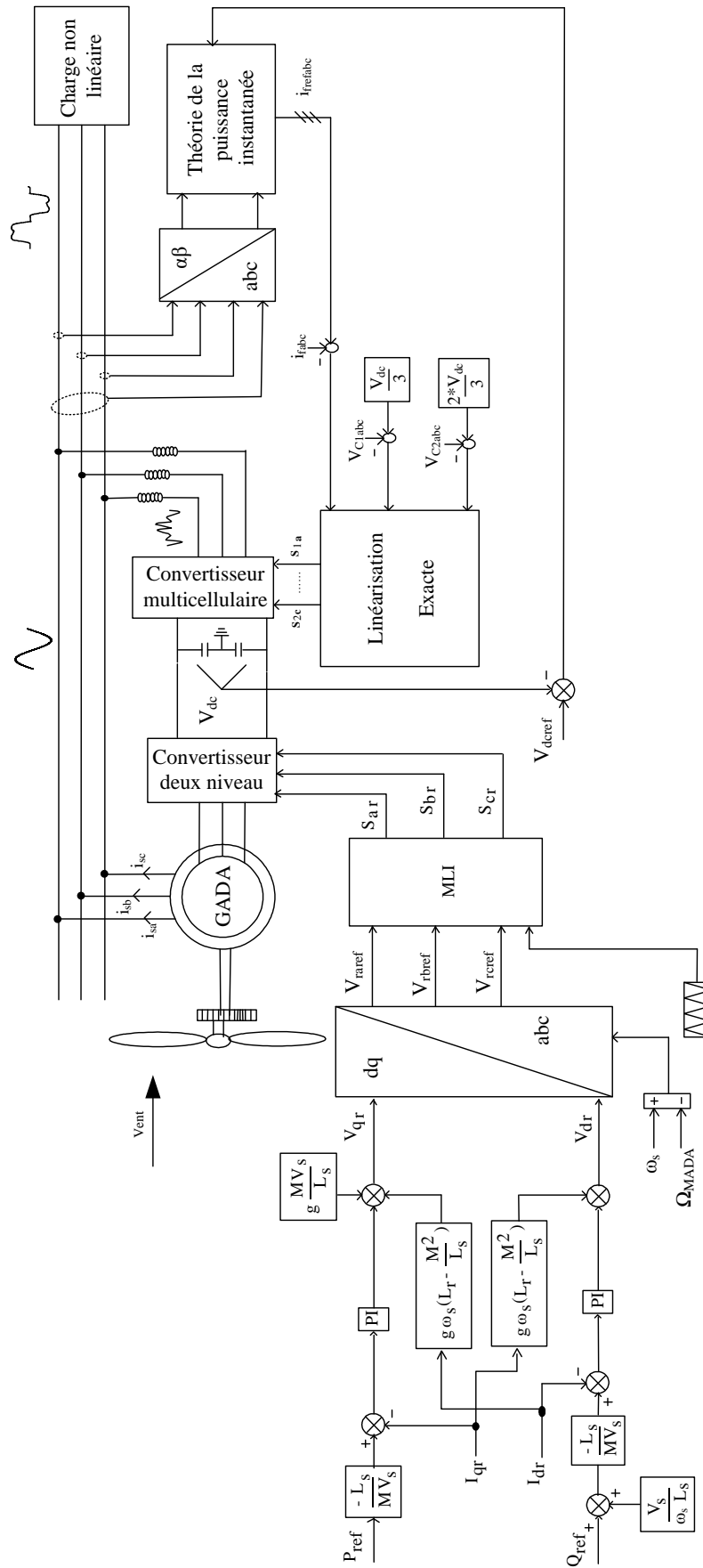


Fig. V.15 filtrage actif dans un système de conversion éolienne à base de la GADA

Cette structure est utilisée dans la littérature avec un convertisseur coté réseau (GSC) classique à deux niveaux [114-116]. La figure V.17 présente les puissances active et réactive (P_s et Q_s) de la GADA qui sont régulées avec RSC. La figure V.16 donne la vitesse angulaire du rotor de la GADA qui est variable. Les courants rotoriques i_{rabc} de la GADA sont représentés dans la figure V.18 avec une fréquence variable.

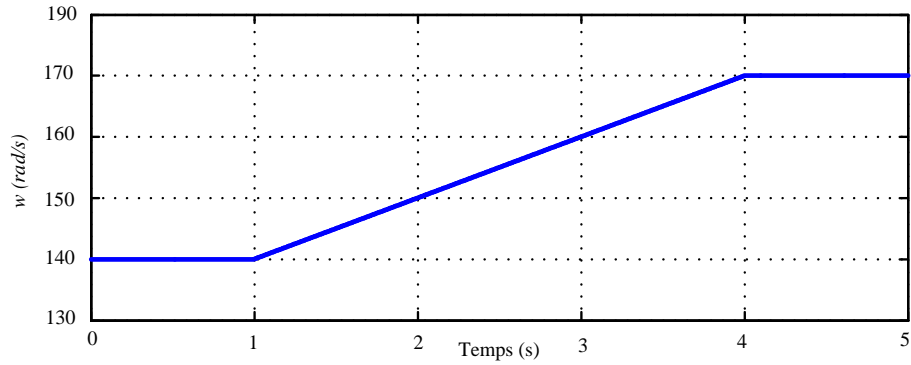


Fig. V.16 Vitesse angulaire du rotor de la GADA.

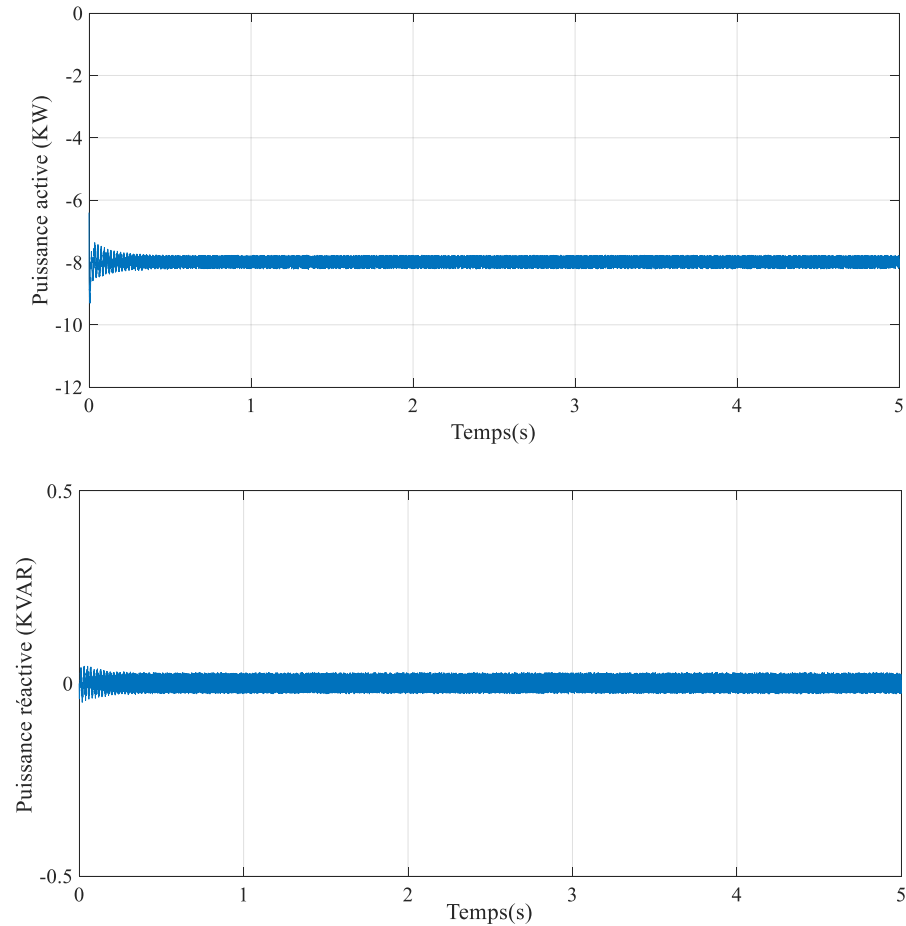


Fig. V.17 Puissance active et réactive de la GADA (P_s et Q_s).

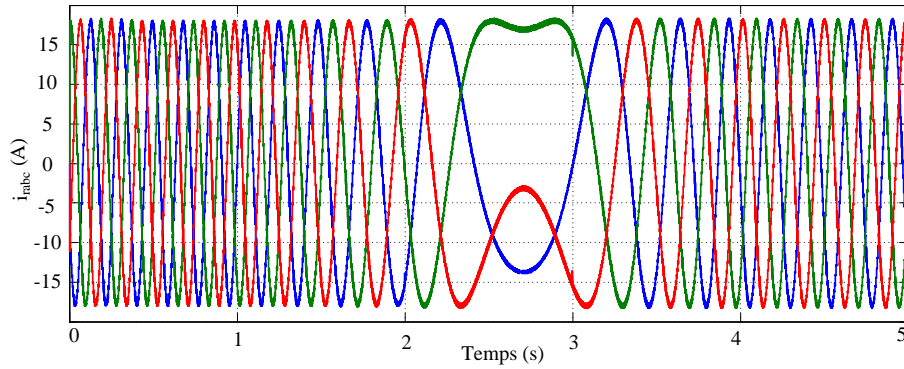


Fig. V.18 Courants rotoïques.

La figure V.19 montre que la tension du bus continu $V_{dc} = V_{dc-ref} = 700V$ en régime permanent qui est régulée avec la théorie de la puissance instantanée. Les tensions des condensateurs flottantes sont régulées avec la commande de linéarisation exacte pour diviser les contraintes en tension sur les trois cellules du convertisseur multicellulaire $V_{C1} = \frac{700V}{3}$ et $V_{C2} = \frac{1400V}{3}$. Le courant de la charge non linéaire dans la figure V.20 à un $THD_{ich} = 23,74\%$ avec une amplitude du fondamental égal à $THD_{ich} = 13,52\%$. Ces harmoniques de la charge non linéaire peuvent propager dans le réseau électrique et affecter la qualité de l'énergie. Selon les limites *IEEE*. Afin de réduire le THD des courants du réseau et d'améliorer la qualité de l'énergie, la figure V.21 montre les courants du convertisseur multicellulaire à injecter dans le réseau par le *GSC*.

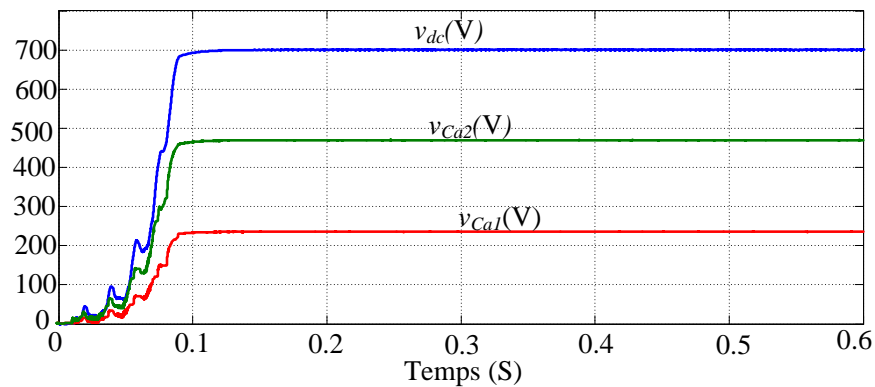


Fig. V.19 Tension du bus continu et tensions des condensateurs du convertisseur coté réseau (GSC).

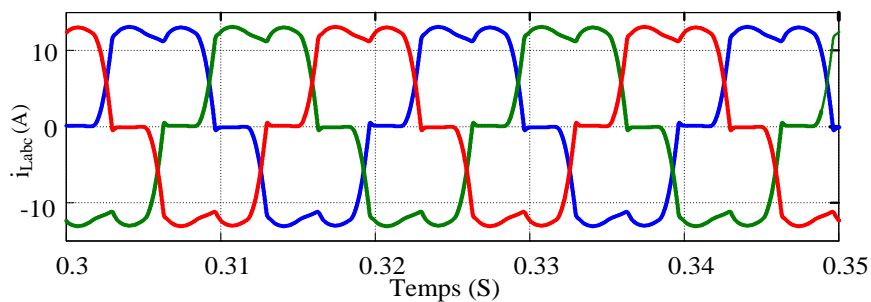


Fig. V.20 Courants de la charge non-linéaire.

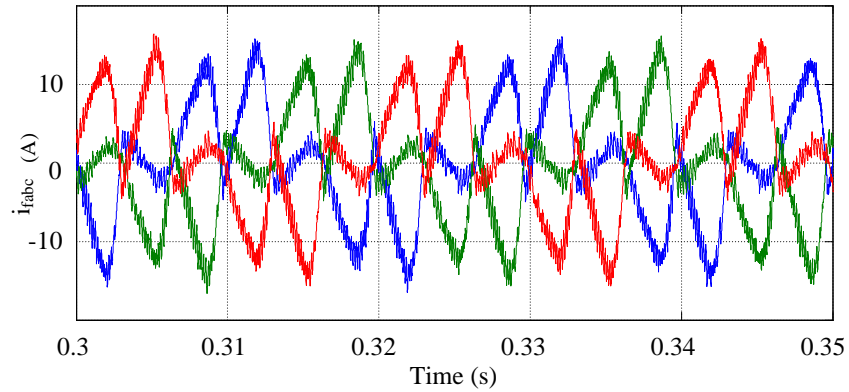


Fig. V.21 Courants du convertisseur multicellulaire coté réseau.

Le stator de la *GADA* est connecté au réseau (courants sinusoïdaux, tensions sinusoïdales et facteur de puissance unitaire). Ces propriétés du réseau ont conduit à une bonne fonctionnalité de la *GADA*. Dans la figure V.22-23, les courants statoriques i_{sabc} sont sinusoïdaux avec un $THD_{i_{sabc}} = 1,19\%$ et une amplitude du fondamentale de $I_{i_{sabc}} = 16,6A$. Par conséquent, l'élimination des vibrations mécaniques et la diminution des contraintes thermiques de la *GADA*.

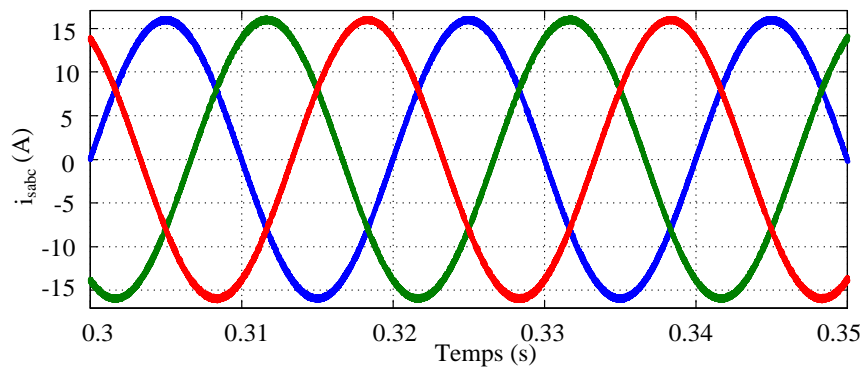


Fig. V.22 Courants statoriques de la GADA.

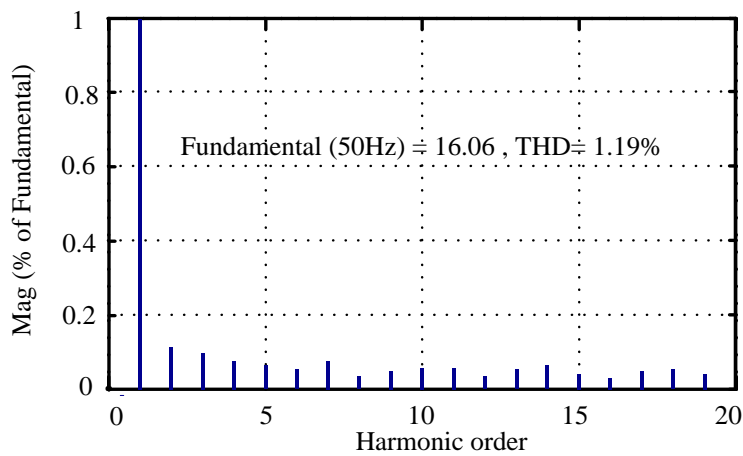


Fig. V.23 THD du Courants statoriques de la GADA.

V.6. Conclusion

Ce chapitre présente une topologie du convertisseur multicellulaire triphasé à quatre-niveaux utilisé comme convertisseur côté réseau (*GSC*) du système de conversion d'énergie éolienne basé sur une *GADA* en présence d'une charge non linéaire avec une possibilité de filtrage actif de puissance par l'injection des harmoniques nécessaire au réseau. Une commande par linéarisation exacte est appliquée au *GSC* et une modulation de largeur d'impulsion (*MLI*) au *RSC* pour réguler les puissances active et réactive injectées dans le réseau via le stator de la *GADA*. La tension du bus continu est régulée par la théorie de la puissance instantanée. Les résultats de simulation utilisant *MATLAB / SIMULINK* ont prouvé l'efficacité de cette topologie afin de réguler la tension du bus continu, mitiger les harmoniques statoriques avec un *THD* de 1,19%, ce qui permet de minimiser les vibrations mécaniques et diminue les contraintes thermiques de la *GADA*.

Chapitre VI

Conclusion générale

VI.1. Principales conclusions

Dans ce chapitre, les travaux réalisés dans ce travail de doctorat sont résumés et les perspectives qui constituent une suite envisageable de ces travaux sont présentés. Les topologies proposées et les contributions apportées dans ce travail de doctorat sont décrites avec des suggestions pour les étendre et continuer leurs développements.

Ce travail de thèse s'inscrit dans le cadre des travaux menés au sein du laboratoire LAS sur le thème du filtrage actif à base des convertisseurs multicellulaires. L'un des objectifs de ce travail était d'utiliser la structure multicellulaire d'un convertisseur de puissance pour une application triphasée de filtrage actif. Dans la continuité des travaux précédents, notre travail s'est donc positionné sur le thème de l'amélioration de la qualité de l'énergie par la mise en place des lois de commande performante pour cette application. Avant de présenter les perspectives dégagées par les travaux réalisés dans cette thèse de doctorat. Nous allons tirer les principales conclusions de cette étude.

L'état de l'art réalisé, dans le premier chapitre de ce manuscrit, sur le filtrage actif et l'amélioration de la qualité de l'énergie au sens plus large a montré les limites des travaux existants, et l'intérêt de répondre à ces défis scientifiques. Les différentes lois de commandes utilisées dans les approches proposées dans la littérature dans un but de filtrage actif ont permis de répondre à certains défis scientifiques liés au filtrage actif. Une étude comparative a été menée dans ce travail a permis de montrer l'intérêt d'utiliser une structure multicellulaire possédant des avantages pour le filtrage actif.

L'approche proposée dans ce travail a été développée en allant de la modélisation de l'ensemble des topologies des convertisseurs multicellulaires, du réseau électrique et de la charge non-linéaire à la définition du modèle mathématique non linéaire. Plusieurs commandes non linéaires ont été développées telle que la commande par linéarisation exacte, la commande adaptative et la commande par mode glissant. Dans le troisième chapitre, la modélisation du convertisseur multicellulaire en fonctionnement hacheur et onduleur a été effectuée pour extraire une représentation mathématique (les équations différentielles). Ces équations sont utilisées pour définir les lois de commandes adéquates pour alimenter la charge $R - L$. Le modèle aux valeurs instantanées est utilisé avec la commande MLI en boucle ouverte en fonctionnement hacheur à trois cellules et onduleur a trois cellules et a cinq cellules en les comparant avec la structure classique du convertisseur.

Le fonctionnement hacheur multicellulaire a montré sa supériorité par rapport à la structure classique du hacheur abaisseur en améliorant les formes de la tension et du courant de la charge ainsi la minimisation des contraintes en tension sur les interrupteurs de puissance à l'état ouvert (minimisation de dv/dt) a été démontrée. L'inconvénient principal de la commande en boucle ouverte est que la durée du régime transitoire des tensions des condensateurs est très importante. Le fonctionnement onduleur multicellulaire a trois et cinq cellules a montré également sa supériorité par rapport à la structure classique à deux niveaux : lorsque le nombre de cellules augmente, les niveaux de tension de la charge augmente avec le THD du courant de charge, et les contraintes en tension sur les interrupteurs sont diminuées. L'inconvénient constaté pour cette structure est que la durée du régime transitoire est très importante.

Le modèle aux valeurs moyennes avec une commande en boucle fermée de l'onduleur à trois cellules triphasées minimise la durée du régime transitoire, diminue le THD du courant de la charge et augmente la robustesse contre les déséquilibres de charge (variations de la charge et variations de la

source). Le quatrième chapitre montre l'intérêt d'utiliser le convertisseur multicellulaire dans le filtrage actif. La commande par linéarisation exacte du convertisseur multicellulaire permet de compenser les harmoniques de courant du réseau avec une robustesse contre la variation de la charge non linéaire, variation de la tension du bus continu et puis la robustesse contre le déséquilibre de la tension du réseau et le déséquilibre de la charge non linéaire.

La commande par mode glissant appliquée au convertisseur multicellulaire donne des compensations meilleures que la linéarisation exacte en termes de *THD* du courant du réseau. La commande adaptative par linéarisation exacte a démontré sa capacité d'améliorer la qualité de l'énergie électrique lorsque la charge non linéaire varie de plusieurs niveaux. Finalement dans le cinquième chapitre la topologie du convertisseur multicellulaire triphasé à quatre niveaux utilisée comme un convertisseur du côté réseau (*GSC*) du système de conversion de l'énergie éolienne basée sur une *GADA* en présence d'une charge non linéaire avec une capacité de filtrage actif de puissance par l'injection des harmoniques nécessaires au réseau est proposée.

La commande par linéarisation exacte est appliquée au *GSC* et une modulation de largeur d'impulsion (*MLI*) au *RSC* est ajoutée pour réguler les puissances active et réactive injectées au réseau via le stator de la *GADA*. La tension du bus continu est régulée par la théorie de la puissance instantanée. Les résultats de simulation en utilisant *MATLAB / SIMULINK* ont prouvé l'efficacité de la théorie de la puissance instantanée pour réguler la tension du bus continu à sa valeur désirée avec une erreur statique réduite et un régime transitoire très court lors de la variation de la charge ou de la tension de référence. Cette approche a également réussi à éliminer les harmoniques du courant du réseau avec une distorsion harmonique totale de 3,77%, tout en respectant la valeur de 5% qui est la limite exigée par la norme *IEEE 519* avec la compensation de la puissance réactive. Les performances de la *GADA* ont été étudiées et les courants du stator qui ont une faible valeur de distorsion harmonique totale (1,19%) ont permis la diminution des vibrations mécaniques et la diminution des contraintes thermiques de la *GADA*.

VI.2. Perspectives

La topologie du convertisseur multicellulaire utilisée dans ces travaux de doctorat pour une application de filtrage actif, réussissent à compenser l'énergie réactive et éliminer les harmoniques qui sont sensibles aux variations des paramètres intrinsèques du convertisseur multicellulaire. Principalement, cette sensibilité touche les défaillances qui peuvent affecter les interrupteurs de puissance ou les capacités flottantes, dans ce cas le filtre actif devient lui-même une source d'harmoniques, et il injecte dans le réseau électrique des courants harmoniques qui affectent la qualité de l'énergie électrique et augmentent les vibrations mécaniques dans les machines électriques. En perspectives de ce travail, nous envisageons d'entamer des travaux de recherche et le développement pour creuser les points suivants :

- **Diagnostic précoce des défauts dans le convertisseur multicellulaire :** Le renforcement de l'approche proposée dans ce manuscrit de thèse par un algorithme de diagnostic des défauts du convertisseur multicellulaire permettant de détecter, localiser et identifier les défauts impactant la structure physique du convertisseur dans un stade précoce, cela permet à l'opérateur humain de réagir en prenant l'action nécessaire afin d'empêcher le convertisseur multicellulaire à polluer davantage le réseau électrique. Le convertisseur multicellulaire peut être impacté essentiellement

par deux types de défauts, les défauts paramétriques qui touchent les capacités flottantes, ce qui provoque une variation dans les paramètres de ces capacités flottantes. Le deuxième type de défaut c'est les défauts discrets qui touche les interrupteurs qui se bloquent soit ouverts soit fermés, ces deux types de défauts engendrent davantage des harmoniques et perturbent le bon fonctionnement des algorithmes développés dans ce travail de doctorat.

- **Commande tolérante aux défauts active :** Les performances des algorithmes développés dans ce travail de doctorat, dépendent essentiellement de l'architecture du convertisseur. La présence de défauts dans l'un des composants des convertisseurs (Capacités flottantes, Interrupteur) rend la stratégie de commande pour le filtrage actif caduque. Le convertisseur lui-même devient une source d'harmonique. Par conséquent, la prise en compte de l'apparition des défauts dans l'algorithme de commande rend la stratégie de filtrage plus performante et plus robuste. L'utilisation d'une commande tolérante aux défauts active (Active Faults Tolerant Control) basée sur le renforcement de la structure du convertisseur multicellulaire par une redondance matérielle, donne plus de flexibilité dans la conception de la stratégie de commande, et une capacité de s'adapter lors de la présence d'un défaut. De plus, elle peut maintenir les performances du convertisseur multicellulaire à leurs niveaux souhaités en assurant un filtrage actif optimal.

- **Commande tolérante aux défauts passive :** Une commande tolérante aux défauts passive (Passive FTC) peut être utilisée par la conception d'un algorithme de commande capable d'assurer la fonction de filtrage actif en présence de défauts sans une redondance matérielle. Ceci doit être réalisé en éliminant certaines trajectoires de courants, qui passent par des composants défectueux, sans pour autant avoir recours à une modification de la structure de base du convertisseur multicellulaire. Une fois le défaut détecté et localisé, une reconfiguration de la commande doit se faire afin de prendre en compte la présence de défauts et remettre en place une nouvelle stratégie de commande capable d'éviter la sollicitation des composants défectueux et éviter la génération accrue des harmoniques. En agissant de cette manière, le convertisseur multicellulaire garde ses performances et sa mission de filtrage actif malgré la présence d'un défaut, cela procure une grande robustesse à la stratégie de commande.

Bibliographie

- [1] Muhamad. M. I, Mariun. N, Radzi. M. A. M. "The Effects of Power Quality to the Industries". 5th Student Conference on Research and Development 2007, doi:10.1109/SCORED.2007.4451410.
- [2] Sahli. A, Krim. F, Laib. A, Talbi. B. "Model predictive control for single phase active power filter using modified packed U-cell (MPUC5) converter". Electric Power Systems Research, vol.180, pages.1-8, 2020.
- [3] Micallef. A, Apap. M, Spiteri-Staines. C, Guerrero. J. M. "Mitigation of Harmonics in Grid-Connected and Islanded Microgrids Via Virtual Admittances and Impedances". IEEE transactions on smart grid, vol.8, issue.2, pages.1-11, 2015.
- [4] Mishra. R, Saha. T. K. "Modelling and analysis of distributed power generation schemes supplying unbalanced and non-linear load". Electrical Power and Energy Systems, vol.119, pages.1-14, 2020.
- [5] Samavati. E, Mohammadi. H.R. "Simultaneous voltage and current harmonics compensation in islanded/grid-connected micro grids using virtual impedance concept". Sustainable Energy, Grids and Networks, vol.20, pages.1-15, 2019.
- [6] Moussa. H, Martin. J. P, Pierfederici. S, Meibody-Tabar. F, Moubayed. N. "Voltage Harmonic Distortion Compensation with Non-Linear Load Power Sharing in Low-Voltage Islanded Microgrid". Mathematics and Computers in Simulation 2018, doi:10.1016/j.matcom.2018.05.007.
- [7] Kuznetsov. A. A, Braudo. A. D, Bokarev. I. D, Lyulina. M. A. "The Possibility of Increasing Energy Consumption after Using Measures to Reactive Power Compensation". IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus) 2020, doi:10.1109/EIConRus49466.2020.9038914.
- [8] Alam. M. M, Ahmed. M. F, Jang. Y. M, Islam. M. R. "Automatic Control Approach of Reactive Power Compensation of Smart Grid". International Conference on Artificial Intelligence in Information and Communication (ICAIIIC) 2020, doi: 10.1109/ICAIIIC48513.2020.9065214.
- [9] Brandao, D. I, Ferreira. W. M, Alonso. A. M. S. "Optimal Multi-objective Control of Low-Voltage AC Microgrids: Power Flow Regulation and Compensation of Reactive Power and Unbalance". IEEE Transactions on Smart Grid, vol.11, issue.2, pages.1239-1252, 2020.
- [10] Li. Z, Wang. L, Wang. Y, Li. G. "Harmonic detection method based on adaptive noise cancellation and its application in photovoltaic - active power filter system". Electric Power Systems Research 2020, doi:10.1016/j.epsr.2020.106308
- [11] Belaidi. R, Haddouche. A, Fathi. M, Larafi. M. M, Chikouche. A. "Improvement of the electrical energy quality using a Shunt Active Filter supplied by a photovoltaic generator". Energy

Procedia, vol.6, pages.522–530, 2011.

- [12] Mekri. F, Machmoum. M, Ait-Ahmed. N, Mazari. B. “A comparative study of voltage controllers for series active power filter”. *Electric Power Systems Research*, vol.80, issue.6, pages.615-626, 2010.
- [13] Litrán. S. P, Salmerón. P. “Electromagnetic compatibility analysis of a control strategy for a hybrid active filter”. *Electric Power Systems Research*, vol.144, pages.81–88, 2017.
- [14] Roldán-Pérez. J, Zamora-Macho. J. L, Ochoa-Giménez. M, García-Cerrada. A. “A steady-state harmonic controller for a series compensator with uncertain load dynamics”. *Electric Power Systems Research*, vol.150, pages.152-161, 2017.
- [15] Rouabah. B, Rahmani. L, Toubakh. H, Duviella. E. “Adaptive and Exact Linearization Control of Multicellular Power Converter Based on Shunt Active Power Filter”. *Journal of Control Automation and Electric Systems*, vol.30, pages.1019–1029, 2019.
- [16] Tachon. O. “Commande découplante linéaire des convertisseurs multicellulaires séries, modélisation synthèse et expérimentation”. Thèse de doctorat de l’institut national polytechnique de Toulouse, 1998.
- [17] Defaÿ. F, Llor. A. M, Fadel. M. “A Predictive Control with Flying Capacitor Balancing of a Multicell Active Power Filter”. *IEEE transactions on industrial electronics*, vol.55, issue.9, pages.3212-3220, 2008.
- [18] Toubakh. H, Sayed-Mouchaweh. M, Benmiloud. M, Defoort M, Djemai. M. “Self-adaptive learning scheme for early diagnosis of simple and multiple switch faults in multicellular power converters”. *ISA Transactions* 2020. DOI:10.1016/j.isatra.2020.03.025
- [19] Defaÿ. F, Llor. A. M, Fadel. M. “Direct Control Strategy for a Four-Level Three-Phase Flying-Capacitor Inverter”. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 2010, DOI:10.1109/TIE.2009.2039457.
- [20] Riley. C. M, Lin. B. K, Habetler. T. G, Kliman. G. B. “Stator Current Harmonics and Their Causal Vibrations: A Preliminary Investigation of Sensorless Vibration Monitoring Applications”. *IEEE transactions on industry applications*, vol.3, pages. 94-99, 1999.
- [21] Fouladgar. J, Chauveau. E. “The Influence of the Harmonics on the Temperature of Electrical Machines”. *IEEE transactions on magnetics*, vol.4, issue.5, pages.1644–1647, 2005.
- [22] Yao. J, Yu. M, Hu. W, Chen. Z, Zhou. T. “Improved control strategies for a DFIG-based wind-power generation system with SGSC under unbalanced and distorted grid voltage conditions”. *Electrical Power and Energy Systems*, vol.77, pages.185–196, 2016.
- [23] Mahanty. R, Kapoor. A K. “Quasi-passive filter for harmonic filtering”. *Electric Power Systems Research*, Vol.78, issue.8, pages.1456–1465, 2008.

- [24] Sakar. S, Balci. M E, Abdelaleem. S H E, Zobaa A F. “Increasing PV hosting capacity in distorted distribution systems using passive harmonic filtering”. *Electric Power Systems Research* Vol.148, pages.74-86, 2017.
- [25] Savita. N. P, Zope. P. H. “Active Power Filter for Harmonics Compensation in Single Phase Power Lines”. *International Journal of Engineering Research & Technology (IJERT)*, vol.2, issue.12, pages.2683-2687, 2013.
- [26] Singh. B, Al-Haddad. K, Chandra. A. “A Review of Active Filters for Power Quality Improvement”. *IEEE transactions on industrial electronics*, vol.46, issue.5, pages.960-971, 1999.
- [27] Kadem. M, Semmah. A, Wira. P, Slimane. A. “Artificial Neural Network Active Power Filter with Immunity in Distributed Generation”. *Periodica Polytechnica Mechanical Engineering*, vol.64, issue.2, pages.109–119, 2020.
- [28] Muftah M. A. “ Structures et stratégies de commande des filtres actifs parallèle et hybride avec validations expérimentales” thèse de doctorat de de l'université Henri Poincaré, Nancy-I, 2008.
- [29] Lam. C-S, Wong. M-C. “Design and Control of Hybrid Active Power Filters”. Book 1st edition, Springer, 2014.
- [30] Wu. J, Luo. A, Peng. S, Ma. F, Zeng. Z, Chau. M. T. “System control of hybrid active power filter for reactive power compensation and harmonic suppression”. *IEEE 6th Conference on Industrial Electronics and Applications 2011*, doi:10.1109/ICIEA.2011.5975707.
- [31] Mulla. M. A, Chudamani. R, Chowdhury. A. “A novel control method for series hybrid active power filter working under unbalanced supply conditions”. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol.64, pages.328–339, 2015.
- [32] Boussaid. A. “Filtrage actif des harmoniques dans les réseaux électriques. Contribution à l'amélioration de l'énergie électrique”. Thèse de doctorat de l'université des frères Mentouri, Constantine, 2017.
- [33] Ouchen. S. “ Contribution à la Commande Directe de Puissance Dédiée au Filtrage Actif, Associé à une Source Photovoltaïque” thèse de doctorat de université Mohamed Khider Biskra, 2017.
- [34] Murty. P S R. “Power Systems Analysis”. Book 2nd edition, Elsevier, 2017.
- [35] “IEEE Recommended Practice for Electric Power Distribution for Industrial Plants” IEEE Std 141-1993.
- [36] Ignatova. V. “Méthodes d'analyse de la qualité de l'énergie électrique. Application aux creux de tension et à la pollution harmonique”. Thèse de doctorat de L'université Joseph-Fourier, Grenoble, 2006.

- [37] Djeghloud. H. “ filtrage actif de puissance” thèse de doctorat de de l'université Mentouri Constantine, 2007.
- [38] “IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems” IEEE Std 519™-2014.
- [39] Ramachandran. M, Mariya Chithra Mary. A, Muthukumaran. M, Ganesan. J, Krishnaveni. A. “A Review on Basic Concepts and Important Standards of Power Quality in Power System”. International Journal of Science and Engineering Applications, vol.4, issue.5, pages.299-303, 2015.
- [40] “IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems”. IEEE std 519-1992.
- [41] Bouafia. A. “Techniques de commande prédictive et floue pour les systèmes d'électronique de puissance: application aux redresseurs a MLI”. Thèse de doctorat de L'université université Ferhat Abbas, Sétif, 2010.
- [42] Fuchs. E, Masoum. M. “Power Quality in Power Systems and Electrical Machines”. Book 2nd edition, Elsevier, 2015, doi: 10.1016/C2013-0-18758-2.
- [43] Chaoui. A. “Filtrage actif triphasé pour charges non linéaires” Thèse de doctorat de l'université université Ferhat Abbas, Sétif, 2010.
- [44] Singh. B, Chandra. A, Al-Haddad. K. “Power Quality: Problems and Mitigation Techniques”. Book 1st edition, John Wiley, 2015.
- [45] Defaÿ. F. “Commande prédictive directe d'un convertisseur multicellulaire triphasé pour une application de filtrage actif”. doctorat de l'université de Toulouse, 2008.
- [46] Muhammad Rashid. “Power Electronics Handbook”. Book 4th edition, Elsevier, 2018.
- [47] Ramya. G, Ganapathy. V, Suresh. P. “Comprehensive analysis of interleaved boost converter with simplified H-bridge multilevel inverter based static synchronous compensator system”. Journal of Electric Power Systems Research, vol.176, pages.1-14, 2019.
- [48] Bodha. V. R, Srujana. A, Chandrasekhar. O. “A Modified H-Bridge Voltage Source Converter with Fault Ride Capability”. Energy journal 2018, doi:10.1016/j.energy.2018.10.074.
- [49] Nabae. A, Takahashi. I, Akagi. H. “A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter”. IEEE Transactions On Industry Applications, vol. IA-17, issue.5, pages.518-523, 1981.
- [50] Zhou. J, Cheng. P-T. “Modulation Methods for 3L-NPC Converter Power Loss Management in STATCOM Application”. IEEE Transactions On Industry Applications, vol.55, issue.5, pages. 4965-4973, 2019.

- [51] Talha, A., Berkouk, E.-M., & Boucherit, M. S. (2006). Study and control of two two-level PWM rectifier—clamping bridge-seven-level NPC VSI cascade: application to PMSM speed control. *European Transactions on Electrical Power*, 16(1), 93–107.
- [52] Malakondareddy. B, Senthil Kumar. S, Ammasai Gounden. N, Anand. I. “An adaptive PI control scheme to balance the neutral-point voltage in a solar PV fed grid connected neutral point clamped inverter”. *Electrical Power and Energy Systems*, vol.110, pages.318-331, 2019.
- [53] Gateau. G. “Contribution à la commande des convertisseurs multicellulaire série”. thèse de doctorat de l’institut national polytechnique de Toulouse, 1997.
- [54] Bensaid. R. “Observateurs des tensions aux bornes des capacités flottantes pour les convertisseurs multicellulaires séries”. thèse de doctorat de l’institut national polytechnique de Toulouse, 2001.
- [55] Gateau. G, Maussion. P, Meynard. T. “De la modélisation à la commande non linéaire des convertisseurs multicellulaires série. Application à la fonction hacheur”. *Journal de Physique III*, EDP Sciences, vol.7, issue.6, pages.1277-1305, 1997.
- [56] Hemici. K, Zegaoui. A, Bokhtache. A. A, Mahmoudi. M.O, Aillerie. M. “Three-Phase Flying-Capacitor Multilevel Inverter with Proportional Natural PWM Control”. *Energy Procedia*, vol.74, pages.1061–1070, 2015.
- [57] Gateau. G, Fadel. M, Maussion. P, Bensaid. R, Meynard. T. “Multicell converters: active control and observation of flying-Capacitor voltages”. *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol.49, issue.5, pages.998–1008, 2002.
- [58] Patino. D, Riedinger. P, Iung. C. “Predictive control approach for multicellular converters”. 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics (IECON) 2008, doi:10.1109/iecon.2008.4758490.
- [59] Ghanes. M, Bejarano. F, Barbot. J. P. “On sliding mode and adaptive observers design for multicell converter”. *IEEE American Control Conference (ACC) 2009*, doi: 10.1109/acc.2009.5160338.
- [60] Bensaid. R, Fadel. M. “Sliding modes observer for multicell converters”. *IFAC Proceedings Volumes*, vol.34, issue.6, pages.1319-1324, 2001.
- [61] HANAFLI. S. “ Contribution à l’étude et à la commande des structures de conversion d’énergie électrique de type convertisseur multicellulaire”. Thèse de doctorat de l’université Djillali Liabes de Sidi-Bel-Abbes, 2016.
- [62] Ghanes. M, De Leon. J, Glumineau .A. ”Observability study and observer-based interconnected form for sensorless induction motor”. *Proceeding of the 45th IEEE Conference on Decision and Control 2006*, doi:10.1109/cdc.2006.376711.

- [63] Tachon. O, Fadel. M, Meynard. T. A. "Control of series multicell converters by linear state feedback decoupling" EPF Grenoble, pp.1588-1593, 1997
- [64] AIMÉ. M. "Évaluation et optimisation de la bande passante des convertisseurs statiques Application aux nouvelles structures multicellulaires". thèse de doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse, 2003.
- [65] Meynard. T, "Analysis and Design of Multicell DCDC Converters Using Vectorized Models".Book 1st edition, John Wiley & Sons, 2015.
- [66] Ebrahimi. J, Karshenas. H. "A New Single dc Source Six-Level Flying Capacitor Based Converter with Wide Operating Range" IEEE Transactions on Power Electronics 2018, doi:10.1109/TPEL.2018.2844311.
- [67] Zapata. J. W, Meynard. T. A, Gateau. G. "Loss-Based Design for Natural Balancing in Multicell Converters using Vectorized Models" International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM) 2018, doi:10.1109/speedam.2018.8445313.
- [68] Ghias. A. M. Y. M, Pou. J, Ciobotaru. M, Agelidis. V. G, "Voltage balancing method using phase-shifted PWM for the flying capacitor multilevel converter" IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 29, issue.9, pages.4521–4531, 2014.
- [69] Khazraei. M, Sepahvand. H, Corzine. K. A, Ferdowsi. M. "Active capacitor voltage balancing in single-phase flying-capacitor multilevel power converters" IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.59, issue.2, pages.769–778, 2012
- [70] Wilkinson. R. H, Meynard. T. A, du Toit Mouton. H. "Natural balance of multicell converters: The two-cell case" IEEE Transactions on Power Electronics, vol.21, issue.6, pages.1649–1657, 2006.
- [71] Stala. R. "The switch-mode flying-capacitor dc-dc converters with improved natural balancing," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.57, issue.4, pages.1369–1382, 2010.
- [72] Ebrahimi. J, Karshenas. H. R. "A New Reduced-Component Hybrid Flying Capacitor Multicell Converter". IEEE Transactions on industrial electronics, vol.64, issue.2, pages.912-921, 2017.
- [73] Thielemans. S, Ruderman. A, Reznikov. B, Melkebeek. J. "Improved Natural Balancing With Modified Phase-Shifted PWM for Single-Leg Five-Level Flying-Capacitor Converters" IEEE transactions on power electronics., vol.27, issue.4, pages.1658-1667, 2012.
- [74] Choi. S, Saeedifard. M, "Capacitor Voltage Balancing of Flying Capacitor Multilevel Converters by Space Vector PWM". IEEE transactions on power delivery, vol.27, issue.3, pages.1154–1161, 2012.
- [75] Fadel M, Llor. A. M, Duong Tran B, Ziani. A. "Direct control of 4-Leg 4-Level Flying Capacitor

Converter for an Active Filtering Application”. IFAC Proceedings Volumes, vol.45, issue.21, pages.325-330, 2012.

- [76] Bensaid. S, Bensaad. K, Benrejeb. M. “HIL simulation approach for a multicellular converter controlled by sliding mode”. International Journal of Hydrogen Energy 2017, doi:10.1016/j.ijhydene.2017.01.198
- [77] Sadigh, A. K, Dargahi. V, Corzine. K. “Analytical determination of conduction power loss and investigation of switching power loss for modified flying capacitor multicell converters”. IET Power Electronics, vol.9, issue.2, pages.175-187, 2016.
- [78] Slotine. J-J. E, Li. W. “Applied Nonlinear Control”. Book, Prentice hall, 1991.
- [79] Edwards. C, Spurgeon. S. “Sliding Mode Control: Theory And Applications”. Book 1st edition, CRC Press, 1998.
- [80] Bartoszewicz. A, Latosiński. P. “Sliding mode control of inventory management systems with bounded batch size”. Applied Mathematical Modelling 2018, doi:10.1016/j.apm.2018.09.010
- [81] Derbel. N, Ghommam. J, Zhu. Q. “Applications of Sliding Mode Control”. Book series: Studies in Systems, Decision and Control, Springer, doi:10.1007/978-981-10-2374-3.
- [82] Utkin. V. “Variable structure systems with sliding modes”. IEEE Transactions on Automatic Control, vol.22, issue.2, pages.212–222, 1977.
- [83] Eker. I, Akinal. S. A. “Sliding Mode Control with Integral Action and Experimental Application to an Electromechanical system”. ICSC Congress on Computational Intelligence Methods and Applications 2005, doi:10.1109/cima.2005.1662303.
- [84] Slotine. J-J. E, Coetsee. J. A. “Adaptive sliding controller synthesis for non-linear systems”. International Journal of Control, vol.43, issue.6, pages.1631–1651, 1986.
- [85] Hossain, M E. “Low voltage ride-through capability improvement methods for DFIG based wind farm”. Journal of Electrical Systems and Information Technology 2018, doi:10.1016/j.jesit.2017.12.002.
- [86] Hossain, M E. “Application of Gaussian mixture regression model for short-term wind speed forecasting”. North American Power Symposium (NAPS) 2017, doi:10.1109/naps.2017.8107222,
- [87] Savita. N. P, Zope. P. H. “Active Power Filter for Harmonics Compensation in Single Phase Power Lines”. International Journal of Engineering Research & Technology (IJERT), vol.2, issue.12, pages.2683-2687, 2013.
- [88] Singh. B, Al-Haddad. K, Chandra. A. “A Review of Active Filters for Power Quality Improvement”. IEEE transactions on industrial electronics, vol.46, issue.5, pages.960-971, 1999.

- [89] Kadem. M, Semmah. A, Wira. P, Slimane. A. "Artificial Neural Network Active Power Filter with Immunity in Distributed Generation". *Periodica Polytechnica Mechanical Engineering*, vol.64, issue.2, pages.109–119, 2020.
- [90] Kanjiya. P, Khadkikar. V, Zeineldin. H. H. "Optimal control of shunt active power filter to meet IEEE Std. 519 current harmonic constraints under non-ideal supply condition". *IEEE transactions on industrial electronics*, vol.62, issue.2, pages.724-734, 2015.
- [91] Srivastava. S, Shah. Y, Shah. B, Salvi. P, Patel. R. M. "Implementation and simulation of single phase active shunt power filter". *IEEE 1st International Conference on Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems (ICPEICES) 2016*, doi:10.1109/ICPEICES.2016.7853582.
- [92] Jou. H-L, Chu. H-Y, Wu. J-C. "A novel active power filter for reactive power compensation and harmonic suppression". *International Journal of Electronics*, vol.75, issue.3, pages.577-587, 1993.
- [93] Park. T-J, Jeong. G-Y, Kwon. B-H. "Shunt active filter for reactive power compensation". *International Journal of Electronics*, vol.88, issue.12, pages.1257-1269, 2001.
- [94] Kumar. S. J, Sangeetha. P, Charan. C. R. "Shunt active power filter control by instantaneous reactive power compensation". *International Conference on Signal Processing, Communication, Power and Embedded System (SCOPEs) 2016*, doi:10.1109/SCOPEs.2016.7955801.
- [95] Po-Ngam. S. "The simplified control of three-phase four-leg shunt active power filter for harmonics mitigation, load balancing and reactive power compensation". *IEEE 11th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON) 2014*, doi:10.1109/ecticon.2014.6839832.
- [96] Maciel. L. F. A, Morales. J. L. M, Gaona. D. C, Pimentel. J. G. M. "A Study of a Three-Phase Four-Wire Shunt Active Power Filter for Harmonics Mitigation". *IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC) 2018*, doi:10.1109/ropec.2018.8661416.
- [97] Jain. S, Agarwal. P, Gupta. H. "Neutral Current Compensation and Load Balancing With Fuzzy Logic Controlled Active Power Filter". *IEEE International Symposium on Industrial Electronics 2006*, doi:10.1109/isie.2006.295662.
- [98] Dugan. R, Granaghan. M. M, Santoso. S, Beaty. H. W. "Electrical Power Systems Quality". Book 3rd edition, MC Graw Hill, 2012
- [99] Mesbahi. N, Ouari. A, Ould Abdeslam. D, Djamah. T, Omeiri. A. "Direct power control of shunt active filter using high selectivity filter (HSF) under distorted or unbalanced conditions". *Electric Power Systems Research*, vol.108, pages.113–123, 2014.

- [100] Nie X, Liu J. “Current Reference Control for Shunt Active Power Filters Under Unbalanced and Distorted Supply Voltage Conditions”. *IEEE Access*, vol.7, pages.177048–177055, 2019.
- [101] Benzahia. A, Boualaga. R, Moussi. A, Zellouma. L, Meriem. M, Chaima. B. “A PV powered shunt active power filter for power quality improvement”. *Global Energy Interconnection*, vol.2, issue2, pages.143–149, 2019.
- [102] Bag. A, Subudhi. B, Ray. P. K. “Grid integration of PV system with active power filtering”. *IEEE 2nd International Conference on Control, Instrumentation, Energy & Communication (CIEC) 2016*, doi:10.1109/ciec.2016.7513810.
- [103] Acuna. P, Moran. L, Rivera. M, Dixon. J, Rodriguez. J. “Improved Active Power Filter Performance for Renewable Power Generation Systems”. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.29, issue.2, pages.687–694, 2014.
- [104] Boukezata. B, Chaoui. A, Gaubert. J. P, Hachemi. M. “Power Quality Improvement by an Active Power Filter in Grid-connected Photovoltaic Systems with Optimized Direct Power Control Strategy”. *Electric Power Components and Systems*, vol.44, issue.18, pages.2036–2047, 2016.
- [105] Ravinder. K, Bansal. H. O. “Investigations on shunt active power filter in a PV-wind-FC based hybrid renewable energy system to improve power quality using hardware-in-the-loop testing platform”. *Electric Power Systems Research* 2019, doi:10.1016/j.epsr.2019.105957.
- [106] Akagi. H, Watanabe. E. H., Aredes. M. “Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning”. Book 2nd Edition, John Wiley & Sons, 2017.
- [107] Raj. G. S, Rathi. K. “P-Q theory based Shunt Active Power Filter for power quality under ideal and non-ideal grid voltage conditions”. *International Conference on Power, Instrumentation, Control and Computing (PICC) 2015*, doi:10.1109/picc.2015.7455754.
- [108] Watanabe. E. H, Aredes. M, Akagi. H. “The p-q theory for active filter control: some problems and solutions”. *Sba: Controle & Automação Sociedade Brasileira de Automatica*, vol.15, issue.1, pages.78–84, 2004.
- [109] Karthik. R, Hari. A. S, Pavan Kumar. Y. V, Pradeep. D. J. “Modelling and Control Design for Variable Speed Wind Turbine Energy System”. *International Conference on Artificial Intelligence and Signal Processing (AISP) 2020*, doi:10.1109/aisp48273.2020.9073080.
- [110] Duong. M. Q, Grimaccia. F, Leva. S, Mussetta. M, Ogliari. E. “Pitch angle control using hybrid controller for all operating regions of SCIG wind turbine system”. *Renewable Energy*, vol.70, pages.197–203, 2014.
- [111] Karabacak. M. “A new perturb and observe based higher order sliding mode MPPT control of wind turbines eliminating the rotor inertial effect”. *Renewable Energy* 2018.

doi:10.1016/j.renene.2018.10.079.

- [112] Kenan Döşoğlu. M, Arsoy. A. B. “Transient modeling and analysis of a DFIG based wind farm with supercapacitor energy storage”. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol.78, pages.414–421, 2016.
- [113] Hossain, M. E. (2017). Performance analysis of diode-bridge-type non-superconducting fault current limiter in improving transient stability of DFIG based variable speed wind generator. *Electric Power Systems Research*, 143, 782–793. doi:10.1016/j.epsr.2016.09.020
- [114] Xu. D, Blaabjerg. F, Chen. W, Zhu. N. “Advanced Control of Doubly Fed Induction Generator for Wind Power Systems”. Book 1st edition, Wiley-IEEE Press, 2018.
- [115] Boyette. A. “Contrôle-commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne”. Thèse de doctorat de l'Université Henri, Poincaré, Nancy-I, 2018.
- [116] Zandzadeh. M. J, Vahedi. A, Zohoori. A. “A novel direct power control strategy for integrated DFIG/active filter system”. 20th Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE) 2012, doi:10.1109/iraniancee.2012.6292420.
- [117] Djeghloud. H, Bentounsi. A, Benalla. H. “Sub and super-synchronous wind turbine-doubly fed induction generator system implemented as an active power filter”. *International Journal of Power Electronics*, vol.3, issue.2, pages.189-212, 2011.
- [118] Mesbahi. T, Ghennam. T, Berkouk. E. M. “Control of a Wind Energy Conversion System with active filtering function”. *International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives 2011*, doi:10.1109/powereng.2011.6036441

Résumé

La prolifération des courants harmoniques dans le réseau électrique a des effets néfastes sur les charges sensibles et ils augmentent les vibrations mécaniques et les contraintes thermiques dans les systèmes électriques. Plusieurs travaux de recherche proposent les filtres actifs de puissance shunts avec les convertisseurs classiques à deux niveaux pour remédier le problème des harmoniques. Par conséquent, les convertisseurs de puissance classiques présentent plusieurs problèmes tels que les variations importantes des dv/dt et di/dt , contrainte de tension très grande à l'état bloqué des interrupteurs et une tension de sortie riche en harmoniques. Dans cette thèse un filtre actif de puissance shunts à base du convertisseur multicellulaire avec des contraintes en tension réduite sur les interrupteurs pour compenser les harmoniques de courant est proposé. Les commandes non-linéaires (mode glissant, linéarisation exacte et commande adaptative) sont appliquées pour améliorer les performances du filtre actif. Enfin cette structure de filtrage actif est utilisée pour minimiser les vibrations mécaniques et les contraintes thermiques dans le système de conversion d'énergie éolienne.

Abstract

The proliferation of harmonic currents in the grid can affects the sensitive loads, increase mechanical vibrations, and thermal stresses of electrical system. Several research works proposes a shunt active power filters with conventional two-level converters in order to remedy the problem of harmonics. However, conventional power converters have several problems such as large variations in dv/dt and di/dt , high voltage stress in the off-state of switches, and the output voltage is rich in harmonics. Therefore, in this work a shunt active power filter based on multicellular converter with reduced voltage stress on the switches in order to compensate harmonic currents. Non-linear controls (sliding mode, exact linearization and adaptive control) are applied to ensure the robustness of the proposed shunt active power filter. Finally this structure is used to minimize mechanical vibrations and thermal stresses in the wind energy conversion system.

ملخص

إن انتشار التيارات التوافقية في الشبكة الكهربائية يمكن أن يؤثر على الأحمال الحساسة ويمكن أن يزيد من الاهتزازات الميكانيكية والإجهاد الحراري في نظام تحويل طاقة الرياح. العديد من الأعمال البحثية اقترحت مرشحات طاقة نشطة بمحولات تقليدية ذات مستويين من أجل معالجة مشكلة التوافقيات. و لكن، محولات الطاقة التقليدية لديها العديد من المشاكل مثل التغيرات الكبيرة في فرق الكمون وشدة التيار dv/dt و di/dt ، الإجهاد الكبير على القواطع عندما تكون مفتوحة، و فرق الكمون الناتج يكون غني بالتوافقيات. لذلك، في هذا العمل، قمنا بإستعمال مرشح طاقة نشط يعتمد على محول متعدد الخلايا مع إجهاد منخفض على القواطع من أجل تعويض التيارات التوافقية. يتم تطبيق التحكم غير الخطية على مرشح الطاقة المقترح (الوضع الانزلاقي، الخطي الدقيق والتحكم التكيفي) لضمان متانة مرشح الطاقة النشط. أخيراً، يتم استخدام هذا المرشح لتقليل الاهتزازات الميكانيكية والإجهاد الحراري في نظام تحويل طاقة الرياح.