

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université A. MIRA-BEJAIA



Faculté de Technologie
Département de Génie Electrique

Mémoire de fin d'études
En vue de l'obtention du diplôme de master en Electrotechnique
Option : Réseaux électriques

Thème

**Commande par mode glissant d'ordre 2 d'un filtre actif
multiniveaux**

Présenté par :

Yassine BACHIOUA

Proposé et dirigé par :

Pr. Farid HAMOUDI

Année Universitaire : 2023/2024

Remerciements

Au nom d'Allah le plus bénéfique et le plus miséricordieux, nous remercions Allah pour toute sa bénédiction et la force qu'il nous donne pour mener à bien ce mémoire.

Ensuite, je tiens à exprimer ma reconnaissance la plus sincère à mon encadreur de projet, le

Pr. Farid HAMOUDI et le Co-encadreur *Dr. Brahim DEFFAF*, pour leurs judicieux conseils, leur aide constante et les précieuses suggestions qu'ils m'ont prodiguées durant tout le déroulement de mon mémoire jusqu'à sa conclusion.

Je tiens à remercier toutes les personnes qui ont participé à ce travail, quelle que soit leur contribution.

Je tiens également à remercier mes camarades.

Enfin, je voulais dire merci à ma famille pour leur soutien constant et leur encouragement tout au long de mon parcours universitaire. Je suis extrêmement reconnaissant pour leur amour et leur soutien.

Yassine BACHIOUA

Dédicaces

*À mes parents, pour leur soutien inconditionnel et leur amour
constant durant toutes les étapes de ma vie.*

À mes frères et sœurs, pour leur inspiration et leur soutien.

À mes enseignants, pour leur guidance et leur enseignement précieux.

*À tous ceux qui ont participé directement ou indirectement à la
réalisation de ce travail.*

Sommaire

Introduction générale	1
Chapitre I : Perturbations des réseaux électriques et stratégies de dépollution.....	6
I.1 Introduction	4
I.2 Qualité de l'énergie électrique	4
I.3 Problèmes liés aux harmoniques	4
I.4 Sources des harmoniques	5
I.4.1 Charges non linéaires types source de courants harmoniques	5
I.4.2 Charges non-linéaires types source de tensions harmoniques	6
I.5 Effets des harmoniques	7
I.6 Caractéristiques des perturbations harmoniques	7
I.6.1 Le Taux de Distorsion Harmonique (<i>THD</i>).....	8
I.6.2 Facteur de puissance	8
I.7 Solutions de dépollution des réseaux électriques	9
I.7.1 Filtres passifs.....	9
I.7.2 Filtres actifs.....	10
I.8 Classification des filtres actifs	11
I.9 Comparaison entre un filtre actif et un filtre passif.....	13
I.10 Conclusion.....	14
Chapitre II : Fonctionnement et modélisation du filtre actif parallèle basé sur onduleur trois niveaux de type NPC.....	21
II.1 Introduction	15
II.2 Description du FAP trois niveaux	15
II.3 Modélisation du FAP	16
II.4 Modélisation et principe de fonctionnement de l'onduleur trois niveaux.....	17
II.5 Configurations et fonctionnement d'un bras de l'onduleur à trois niveaux	18
II.5.1 Première configuration {1100}	18
II.5.2 Deuxième configuration {0110}.....	18
II.5.3 Troisième configuration {0011}	19
II.6 Tensions de sortie de l'onduleur à trois niveaux	19
II.7 Tensions simples	20
II.8 Courants d'entrée	20
II.9 Stratégie de contrôle de la largeur d'impulsion vectorielle.....	21
II.9.1 Détermination du vecteur de tension de référence	22
II.9.2 Détermination du secteur	23

II.9.3 Détermination de la région dans le secteur.....	24
II.10 Calcul du temps de commutation.....	24
II.11 Détermination des séquences des temps de commutation.....	27
II.12 Conclusion.....	28
Chapitre III : Commande en courant par PI et mode glissant d'ordre 2 du filtre actif parallèle à trois niveaux de type NPC.....	55
III.1 Introduction.....	30
III.2 Système d'identification à base d'une PLL.....	30
III.3 Etude des paramètres de la PLL.....	30
III.4 Amélioration de la structure de PLL.....	32
III.5 Résultats de simulation.....	33
III.5.1 Command linéaire par PI.....	33
III.5.2 Command non linéaire par mode glissant d'ordre 2.....	36
III.6 Étude comparative.....	42
III.7 Conclusion.....	43
Conclusion générale et perspectives.....	43
Bibliographies.....	45
Annexes.....	51

Liste des figures

Chapitre I : perturbations des réseaux électriques et stratégies de dépollution

Figure I. 1:Charge non linéaire source de courants harmoniques. (a) Circuit de base d'un pont de diodes à six éléments alimentant une charge inductive côté continu. (b) Formes d'onde de la tension simple et du courant de la phase (a)..	6
Figure I. 2:Charge non-linéaire type source de tensions harmoniques. (a) Circuit de base d'un pont à six diodes débitant sur une charge capacitive coté continu, (b) Formes d'ondes de la tension simple et du courant de la phase (a).	6
Figure I. 3:Diagramme de Fresnel des puissances.	9
Figure I. 4:Filtre passifs : (a) Filtre résonant, (b) Filtre amorti de 1er ordre, (c) Filtre amorti de 2éme ordre, (d) Filtre amorti de 3éme ordre.	10
Figure I. 5:Convertisseur de puissance de tension et de courant.	11
Figure I. 6:Filtres actifs : (a) Filtres actifs série, (b) Filtres actifs parallèle, (c) filtres actifs hybrides.	12
Chapitre II : Fonctionnement et modélisation du filtre actif parallèle basé sur onduleur trois niveaux de type NPC.	
Figure II. 1:Circuit de puissance du filtre actif parallèle à trois niveaux.	17
Figure II. 2:Structure de l'onduleur de tension trois niveaux fonctionnant en FAP.	18
Figure II. 3:Configurations d'un bras de l'onduleur à trois niveaux.	19
Figure II. 4:Forme d'onde de la tension de sortie d'un bras d'onduleur à trois niveaux de type NPC.	19
Figure II. 5:Diagramme vectoriel de l'onduleur à trois niveaux.	22
Figure II. 6:Diagramme vectoriel pour m_1 et m_2 dans le secteur A.	24
Figure II. 7:Détermination des temps de commutation dans la région 1.	24
Figure II. 8:Projection du vecteur de référence (secteur 1).	25
Figure II. 9:Signaux de commutation du secteur A : Région 1, Région 2, Région 3, Région 4.	28
Chapitre III : Commande en courant par PI et mode glissant d'ordre 2 du filtre actif parallèle à trois niveaux de type NPC.	
Figure III. 1:Synoptique de la P.L.L classique.	29
Figure III. 2:Synoptique détaillée de la PLL classique.	30
Figure III. 3:Schéma synoptique de la nouvelle structure de la PLL avec le FMV (PLL_{FMV}).	31
Figure III. 4:Performance d'un filtre actif à trois niveaux contrôlés par une commande PI.	32

Figure III. 5: Puissances réelles et imaginaires dans la source avant et après variation de charge, par la commande PI.....	34
Figure III. 6: Spectres harmoniques des courants sources avant filtrage avec variation de charge.....	34
Figure III. 7: Spectres harmoniques des courants sources après filtrage avec variation de charge.....	34
Figure III. 8: Schéma de principe de la régulation des courants par mode glissant d'ordre 2. .	35
Figure III. 9: Schéma de principe de la commande par mode glissant d'ordre 2.....	36
Figure III. 10: Performance d'un filtre actif à trois niveaux contrôlés par la commande mode glissant d'ordre 2.	37
Figure III. 11: Puissances réelles et imaginaires dans la source avant et après variation de charge, par la commande mode glissant d'ordre 2.	37
Figure III. 12: Spectres harmoniques des courants sources après filtrage avec variation de charge.....	38
Figure III. 13: Performance d'un filtre actif à trois niveaux contrôlés par la commande mode glissant d'ordre 2, avec réseau triphasé déséquilibré.	39
Figure III. 14: Spectres harmoniques des courants sources après filtrage avec variation de charge, avec réseau triphasé déséquilibré.	39
Figure III. 15: Performance d'un filtre actif à trois niveaux contrôlés par la commande mode glissant d'ordre 2, avec réseau triphasé équilibrées et contenant des harmoniques.	40
Figure III. 16: Spectres harmoniques des courants sources après filtrage avec variation de charge, avec réseau triphasé équilibrées et contenant des harmoniques.....	41

Liste des tableaux

Tableau I. 1: Comparaison entre filtrage actif et passif.	13
Tableau II. 1: États de commutation pour un onduleur NPC triphasé à trois niveaux..	18
Tableau II. 2: Résumé des 27 états de commutation avec leur amplitude vectorielle..	22
Tableau II. 3: Expression pour le calcul des temps $T1$, $T2$ et $T0$	26
Tableau III. 1: Comparaison entre les deux techniques de commande pour deux types de filtre :(Filtre actif shunt à deux niveaux et Filtre actif shunt à trois niveaux)..	41

Liste des symboles

i_s	Le courant de source (réseau).
i_f	Le courant de filtre.
i_l	Le courant de charge.
V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}	Tensions de source
S_a, S_b, S_c	Signaux de commande des interrupteurs
i_α, i_β	Composantes des courants de source dans le repère stationnaire $\alpha\beta$
i_d, i_q	Composantes des courants dans le repère tournant dq
d, q	Repère tournant de Park.
A β	Repère stationnaire.
S	Puissance apparente.
P	Puissance Active.
Q	Puissance réactive.
D	Puissance déformante.
FP	Facteur de puissance
C_{dc}	Condensateur de stockage d'énergie.
V_{dc}^*	Tension de référence du bus continu.
R_f, L_f	Resistance et inductance du filtre actif.
K_p, K_i	Gain d'action proportionnelle, et gain d'action intégrale de PI.
$K_{i_{dc}}, K_{p_{dc}}$	Constantes du régulateur PI de la tension continue.
$K_{i_{(dq)}}, K_{p_{(dq)}}$	Constantes du régulateur PI des courants.
ξ	Coefficient d'amortissement.
$\sigma(x)$	Surface de glissement.
u	Vecteur des commandes.
p, q	Puissances instantanées réelle et imaginaire
\bar{p}, \bar{q}	Valeurs moyennes des puissances réelle et imaginaire.
\tilde{p}, \tilde{q}	Valeurs oscillatoires des puissances réelle et imaginaire.
P_{ref}	Puissance de compensation des pertes dans le filtre actif

Liste des acronymes

FAP	Filtre Actif Parallèle.
FAS	Filtre Actif Série.
FPB	Filtre Passe Bas.
IGBT	Insulated-Gate Bipolar Transistor.
PI	Correcteur Proportionnel Intégral.
PLL	Boucle a Verrouillage de Phase (Phase-Locked Loop).
MLI	Modulation de la Largeur d'Impulsion.
PWM	Modulation de Largeur d'Impulsion (Pulse Width Modulation).
SMC	Contrôle par Mode de Glissement (Sliding Mode Control).
SOSMC	Contrôle par Mode de Glissement d'Ordre 2 (2 nd Sliding Mode Control).
SVM	Modulation de Largeur d'Impulsion Vectorielle (Space Vector Modulation).
NPC	Neutral Point Clamped.
FMV	Filtre Multi-Variable
PCC	Point de Couplage Commun

Introduction générale

Introduction générale

Avec le développement croissant dans le domaine de l'électronique de puissance, l'utilisation intensive de charges non linéaires entraîne des perturbations significatives telles que les harmoniques et les courants déséquilibrés dans le réseau électrique. Les harmoniques diminuent l'efficacité et le facteur de puissance des réseaux, augmentent les pertes et provoquent des interférences électromagnétiques avec les lignes de communication voisines, ainsi que d'autres effets néfastes [1]. Ces courants peuvent engendrer des perturbations harmoniques et des déséquilibres dans le réseau électrique, affectant négativement les équipements électriques, les dispositifs de contrôle et de surveillance, les circuits de protection, et les charges sensibles aux harmoniques [2-3]. Par conséquent, les compagnies d'électricité doivent se conformer aux normes pour diminuer ces perturbations, conformément aux recommandations de la Commission électrotechnique internationale (IEC61000) et de l'IEEE Std. 519-1992 [4].

Il existe différentes méthodes pour atténuer ou éliminer ces perturbations afin d'améliorer la qualité de l'électricité distribuée : réduire l'impédance de court-circuit, modifier la topologie ou la gestion du convertisseur perturbateur, ou utiliser la technologie de filtrage pour traiter directement les sources de perturbations harmoniques [5]. Les filtres passifs LC sont utilisés depuis longtemps pour absorber le courant harmonique des charges non linéaires. Leurs principaux avantages sont un faible coût et un rendement élevé. Cependant, les filtres passifs présentent aussi certains inconvénients, bien documentés dans la littérature technique [6].

Il est possible d'utiliser un filtre actif pour éliminer les perturbations harmoniques. Ce filtre peut être connecté en parallèle avec la source de pollution pour injecter un courant s'opposant à celui des harmoniques [7]. Il peut aussi être connecté en série avec le réseau pour générer une tension harmonique qui, combinée à celle du réseau, permet d'avoir une tension sinusoïdale au point de connexion. Les filtres actifs peuvent éviter les inconvénients des filtres passifs, tels que la résonance et le manque d'adaptabilité [8-9].

Ce mémoire étudie la réduction de la pollution harmonique grâce à un filtre actif basé sur un onduleur à trois niveaux. Il vise à explorer la mise en œuvre de ce type de filtre dans les réseaux de distribution tri-filaires et son impact sur le contrôle.

La correction des harmoniques indésirables nécessite souvent un contrôle actif par filtre. Ce contrôle se compose de trois éléments clés : la séparation des harmoniques dans les courants absorbés par la charge non linéaire pour identifier les perturbations harmoniques, la régulation

de la tension continue de l'onduleur, et le contrôle des courants injectés dans le réseau. La qualité du filtrage dépendra de l'efficacité du contrôle de ces trois facteurs qui seront l'objectif principal de ce travail.

Pour les systèmes linéaires, le contrôleur PI donne de bons résultats en contrôle linéaire. Cependant, pour les systèmes non linéaires, ces techniques peuvent ne pas être suffisantes à cause de leur manque de robustesse. En présence de critères stricts de précision et de propriétés dynamiques du système, des méthodes de contrôle plus robustes doivent être utilisées. Il est nécessaire d'adopter des stratégies de contrôle insensibles aux non-linéarités, aux perturbations et aux variations des paramètres.

Les faiblesses de la commande linéaire peuvent être surmontées grâce à des approches de régulation non-linéaires, telles que la commande par mode glissant du deuxième ordre. Ces techniques ont montré leur efficacité sur divers systèmes (robustesse, stabilité, suivi de trajectoire, temps de réponse, élimination des perturbations, échange de puissance bidirectionnel, facteur de puissance unitaire et réduction des harmoniques dans le réseau électrique, linéarisation de la commande).

Dans ce mémoire, nous étudierons des structures de filtres actifs parallèles pour compenser les réseaux électriques alimentant des charges non-linéaires, et ajouterons de la sélectivité au contrôle du filtre.

Le premier chapitre est consacré à une revue des perturbations rencontrées dans les réseaux électriques basse tension, leurs sources et leurs impacts. Les stratégies de dépollution harmonique, notamment, que ce soit les stratégies classiques ou modernes sont également exposées dans ce chapitre.

Le deuxième chapitre se focalise sur l'analyse et la modélisation du filtre actif utilisant un onduleur à trois niveaux. Une grande partie de ce chapitre est dédiée à la stratégie de modulation vectorielle de la largeur d'impulsion (SVM). En outre, nous examinerons diverses techniques de modulation applicables à l'onduleur triphasé à trois niveaux.

Le troisième chapitre se consacre aux structures de commande linéaire et non linéaire du filtre actif parallèle. Nous expliquerons comment un régulateur PI contrôle les courants du filtre et la tension continue. Ensuite, nous développerons et appliquerons la commande par mode glissant de second ordre au filtre actif à trois niveaux, et nous présenterons les résultats de simulation en les comparant à ceux obtenus avec la commande linéaire. Enfin, nous

comparerons les résultats de simulations obtenus par les structures PI et celles de SOSMC à trois niveaux ;(aussi à deux niveaux : travail déjà fait).

Finalement, une conclusion générale résume les travaux effectués dans ce mémoire, suivie de quelques perspectives sur les travaux de recherche futurs.

Chapitre I : Perturbations des réseaux électriques et stratégies de dépollution

I.1 Introduction

La qualité de l'énergie est l'un des principaux défis des systèmes de production et de distribution d'électricité. Avec l'augmentation de l'utilisation des équipements d'électronique de puissance, la qualité de l'énergie se dégrade. En raison de leurs caractéristiques non linéaires, ces équipements tendent à produire des harmoniques dans le système [10].

Pour trouver les meilleures solutions visant à garantir la qualité de l'énergie, il est essentiel de comprendre les caractéristiques, les causes et les conséquences des différentes perturbations. Dans ce chapitre, nous présenterons les principales perturbations affectant la qualité de l'énergie, telles que les sources harmoniques, et leur origine. Ensuite, nous discuterons des méthodes efficaces pour neutraliser ces perturbations dans les réseaux électriques, notamment le filtrage actif [11].

I.2 Qualité de l'énergie électrique

La qualité de l'énergie se réfère précisément à la qualité de l'alimentation électrique. Elle dépend de trois éléments : la continuité de la fourniture, le niveau de tension et la qualité du service [12].

- La continuité de l'approvisionnement permet de rétablir les coupures ou les perturbations du réseau. On distingue les coupures très brèves (entre une seconde et trois minutes) les grosses coupures (supérieures à trois minutes).
- Le terme "qualité de l'onde de tension" fait référence aux changements de la forme de l'onde de tension liés au réseau qui ont le potentiel d'altérer ou même d'endommager les dispositifs électriques connectés.
- La qualité du service qui distingue la relation d'un utilisateur avec le gestionnaire de réseau ou le fournisseur.

I.3 Problèmes liés aux harmoniques

Depuis quelques années, les mesures de puissance et la qualité du réseau électrique sont devenues de plus en plus importantes. Parallèlement, la demande pour une meilleure qualité et une plus grande fiabilité du réseau électrique ne cesse de croître. L'utilisation accrue, dans l'industrie, des systèmes contrôlés par l'électronique de puissance entraîne de plus en plus de perturbations dans les réseaux électriques, telles que les distorsions harmoniques, les déséquilibres, les coupures brèves, les creux de tension, ainsi que les variations de fréquence et de tension. Ces perturbations peuvent également engendrer des nuisances, des pannes ou des dommages en

affectant divers paramètres de la tension du réseau électrique, notamment la fréquence, l'amplitude, la symétrie des tensions triphasées et la forme de l'onde [13].

I.4 Sources des harmoniques

Les systèmes électriques peuvent présenter des harmoniques, qui causent une déformation et une divergence des courants et des tensions sous forme d'ondes sinusoïdales. Les charges non linéaires connectées au réseau sont la source des courants harmoniques. De plus, ces dernières années, il a été constaté une augmentation significative du taux de pollution électrique due à l'utilisation de matériels électriques, notamment de convertisseurs statiques dans les installations de conversion d'énergie [14].

Les charges non linéaires se trouvent dans de nombreux appareils industriels et domestiques, répartis dans divers secteurs industriels. Ils ont un système de conversion d'énergie qui adapte une forme donnée à l'utilisation prévue [15]. Il existe 4 types de convertisseurs statistiques en service :

- AC-DC, cela représente l'ensemble des redresseurs.
- DC-DC, hacheurs et alimentations à découpage.
- DC-AC, onduleurs de tension ou de courant.
- AC-AC, gradateurs, convertisseurs de fréquences.

Il est important de se rappeler que les charges non linéaires sont souvent classées en deux types :

- Les sources de courants harmoniques
- Les sources de tensions harmoniques.

I.4.1 Charges non linéaires types source de courants harmoniques

Les harmoniques de courants sont principalement causées par des charges dites non linéaires. Les charges les plus courantes incluent les démarreurs ou variateurs de moteurs et de machines tournantes, qui sont fabriqués à partir de composants électroniques de puissance [16].

Les charges non linéaires illustrées à la [Figure I. 1 \(a\)](#), montrent un niveau d'entrée basé sur un thyristor ou une diode et une inductance de lissage à la sortie. La [Figure I. 1 \(b\)](#) présente les formes d'onde typiques du courant (i_{la}) et de la tension (v_{la}) au démarrage de la charge. La charge non linéaire agit comme une source de courant, car les caractéristiques et la quantité d'harmoniques de ces courants sont indépendantes des paramètres alternatifs du côté du système.

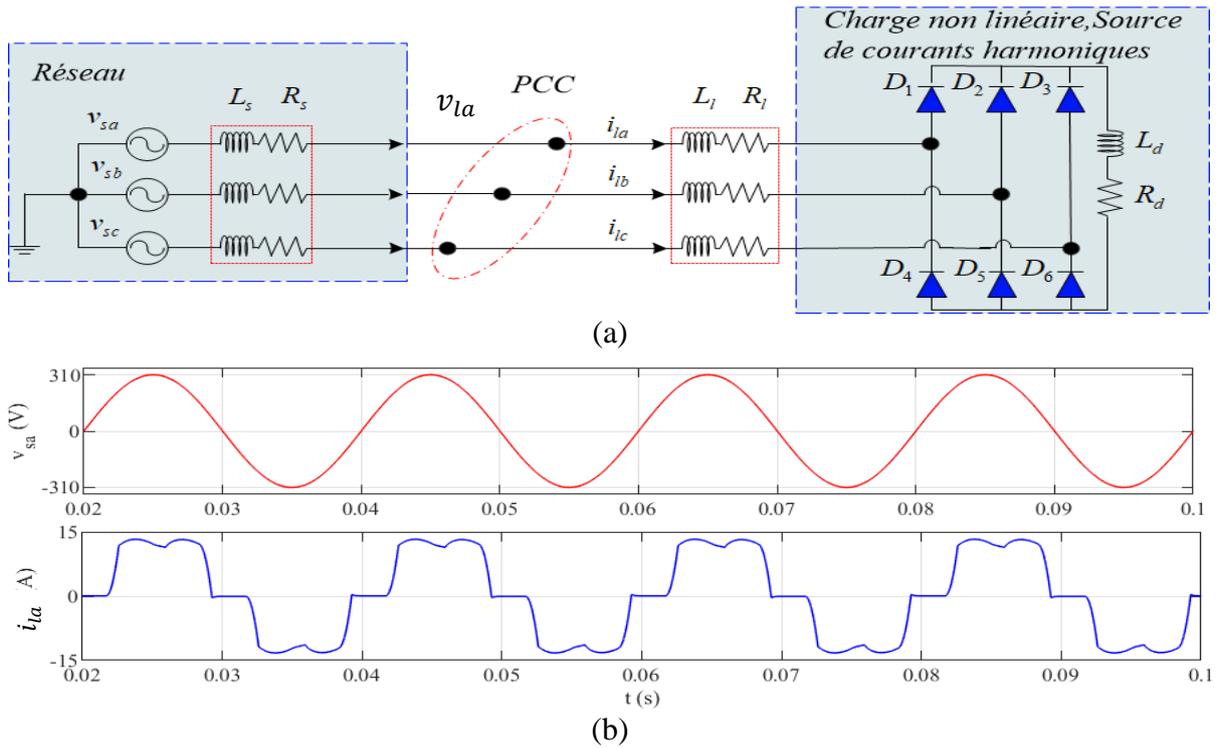
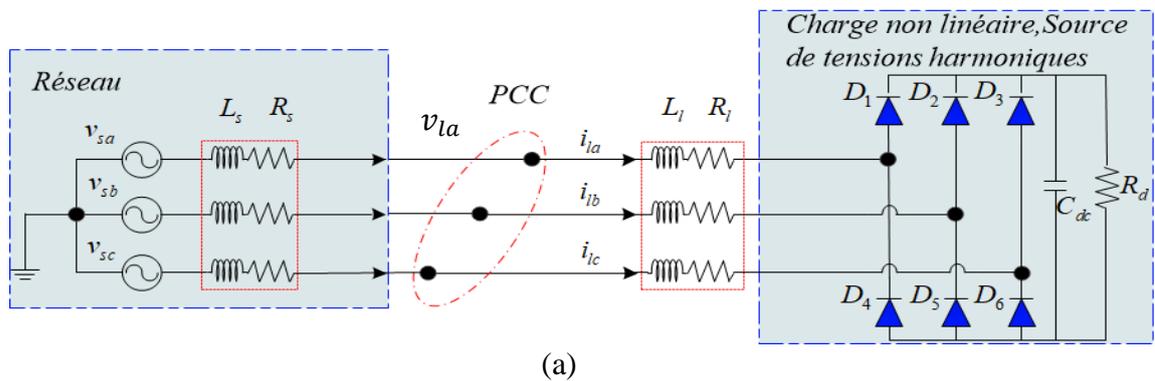


Figure I. 1: Charge non linéaire source de courants harmoniques. (a) Circuit de base d'un pont de diodes à six éléments alimentant une charge inductive côté continu. (b) Formes d'onde de la tension simple et du courant de la phase a.

I.4.2 Charges non-linéaires types source de tensions harmoniques

Le deuxième ensemble de charges polluantes est formé de charges non linéaires avec un pont de diodes en entrée et un condensateur en sortie, comme le montre la Figure I. 2 (a). La Figure I. 2 (b) montre les formes d'onde de la tension de simple v_{la} en phase (a) et de la tension composée v_{lab} entre phases (a et b) au point de raccordement, ainsi que le courant de charge i_{La} en phase a. [16].



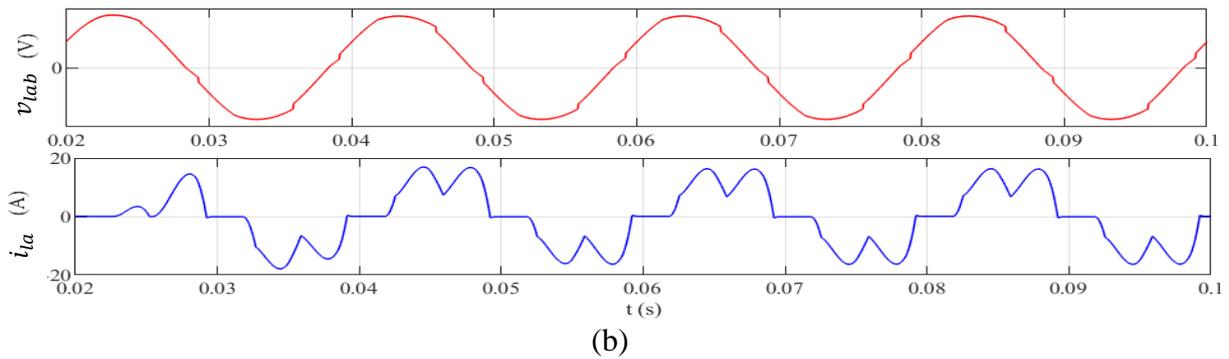


Figure I. 2: Charge non-linéaire type source de tensions harmoniques. (a) Circuit de base d'un pont à six diodes débitant sur une charge capacitive coté continu, (b) Formes d'ondes de la tension simple et du courant de la phase a.

De plus, plusieurs dispositifs électroniques courants, tels que les systèmes de secours, les équipements domestiques, les télévisions, les ordinateurs, les ballasts de tubes fluorescents, peuvent aussi agir comme des sources de distorsion harmonique.

I.5 Effets des harmoniques

Bien que les systèmes électriques soient alimentés par une tension sinusoïdale, ils peuvent être confrontés à des courants non sinusoïdaux émanant de charges non linéaires. Ces charges produisent des courants harmoniques à des fréquences multiples ou fractionnaires de la fréquence fondamentale [17].

- ✓ Les effets immédiats peuvent affecter différents équipements électroniques, tels que les systèmes de contrôle et de régulation, les ordinateurs, les montres, etc.
- ✓ Les effets globaux se manifestent principalement par une augmentation de la chaleur et du bruit dans les machines rotatives, les convertisseurs et les condensateurs.
- ✓ Les courants harmoniques peuvent avoir un impact négatif sur le réseau de distribution, tels que l'augmentation de la chaleur des conducteurs, des câbles, des condensateurs et des équipements. Il est donc important de minimiser leur présence pour maintenir une qualité électrique adéquate.
- ✓ Les effets des courants harmoniques incluent également une augmentation des pertes, du bruit, des interférences et un couple vibratoire, ce qui rend également crucial leur minimisation pour une bonne qualité de l'électricité.

I.6 Caractéristiques des perturbations harmoniques

Les perturbations harmoniques sont des courants ou des tensions qui présentent des fréquences multiples ou des fractions de la fréquence fondamentale. Elles sont générées par des charges électriques non linéaires et peuvent avoir des effets négatifs sur le système électrique, tels que l'augmentation des pertes d'énergie, le bruit et les vibrations. Réduire leur

impact est crucial pour maintenir une bonne qualité de l'électricité [18]. Le taux de distorsion harmonique (*THD*) est un indicateur couramment utilisé pour mesurer les perturbations harmoniques de la tension ou du courant. Il quantifie la quantité d'harmoniques présentes dans les signaux déformés et évalue dans quelle mesure ces harmoniques dévient du signal d'une onde sinusoïdale. Le facteur de puissance (*FP*) est généralement utilisé pour calculer la consommation de puissance réactive.

I.6.1 Le Taux de Distorsion Harmonique (*THD*)

Le Taux de Distorsion Harmonique (*THD*) est une mesure qui quantifie la quantité totale de distorsion harmonique présente dans un signal électrique, que ce soit dans la tension ou le courant. Il est exprimé en pourcentage et représente la racine carrée de la somme des carrés des harmoniques divisée par la valeur efficace du fondamental. Cette mesure est utilisée pour évaluer la qualité du signal électrique en indiquant à quel point il s'écarte d'une onde sinusoïdale pure [18].

$$THD_V(\%) = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_h^2}}{V_1} \times 100 \quad (I.1)$$

$$THD_i(\%) = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_1} \times 100 \quad (I.2)$$

I.6.2 Facteur de puissance

Le facteur de puissance est la relation entre la puissance réelle (*P* en *kW*) et la puissance apparente (*S* en *kVA*). Un facteur proche de 1 indique une utilisation efficace de l'énergie. Un facteur faible résulte d'une mauvaise utilisation, et l'existence d'harmoniques peut réduire ce facteur.

La puissance déformable (*D*) est alors ajoutée.

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2} \quad (I.3)$$

Le facteur de puissance (*FP*) devient :

$$FP = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} \quad (I.4)$$

Où *Q* représente la puissance réactive

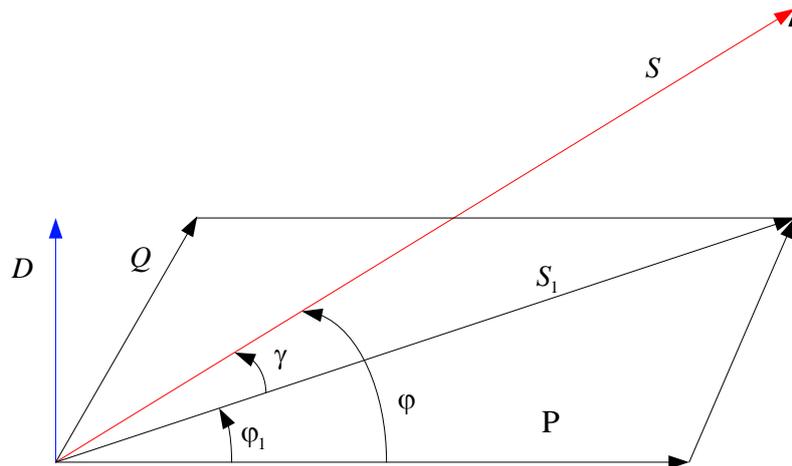


Figure I. 3:Diagramme de Fresnel des puissances.

φ : Le déphasage entre les puissances apparente et active.

φ_1 : Changement de phase entre les puissances apparente et active S_1 .

γ : La différence de phase entre la puissance apparente d'un système linéaire et celle d'un système non linéaire, il se produit un déphasage.

I.7 Solutions de dépollution des réseaux électriques

La solution la plus courante pour réduire la pollution électrique dans les réseaux est le filtrage des harmoniques. Il existe également des méthodes traditionnelles et contemporaines pour corriger la puissance réactive. On présente ici deux groupes de solutions traditionnelles et modernes pour contrer les perturbations électriques.

Il est possible de distinguer deux types de solutions pour lutter contre les perturbations : des solutions classiques (passives) fréquemment employées dans l'industrie et des méthodes modernes (filtres actifs) conçues pour compléter le manquement des filtres passifs.

I.7.1 Filtres passifs

L'un des moyens les plus pertinents pour réduire les harmoniques dans un réseau électrique est d'utiliser un filtre passif. Ce type de filtre consiste à combiner des réactances capacitatives et inductives pour bloquer la propagation des harmoniques indésirables. Il existe plusieurs configurations de filtres passifs, qui peuvent être classées selon des critères précis [19-20].

- ✓ Filtre résonant.
- ✓ Filtre amorti de 1^{er} ordre.
- ✓ Filtre amorti de 2^{ème} ordre.
- ✓ Filtre amorti de 3^{ème} ordre.

Les filtres harmoniques passifs présentent l'avantage d'améliorer le facteur de puissance en régulant la quantité de puissance réactive échangée avec le réseau. Cependant, ils comportent également certaines limitations.

L'utilisation de filtres harmoniques passifs peut entraîner des résonances en raison de la résistance du réseau. De plus, ces filtres peuvent être soumis à des charges en raison de l'absorption de courants harmoniques provenant d'autres sources. En cas de modifications dans le réseau, les filtres peuvent ne pas être en mesure de s'adapter aux nouvelles exigences de filtrage [21]. La Figure I. 4 présente la conception schématique des différentes topologies de filtres passifs.

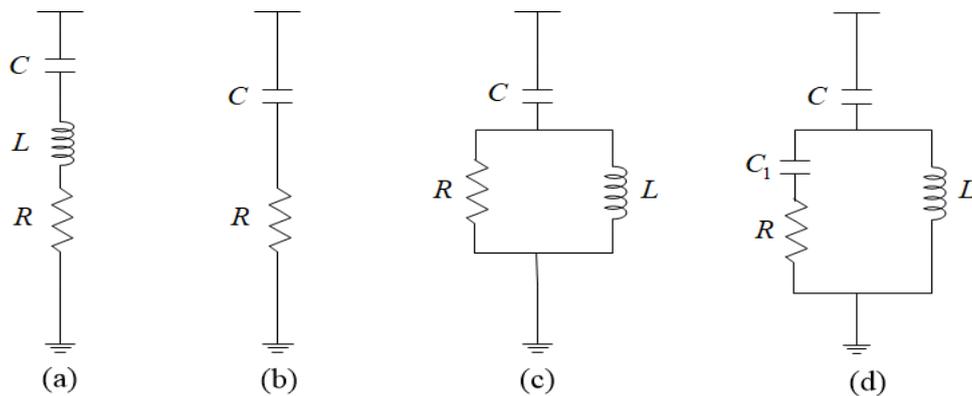


Figure I. 4: Filtre passifs : (a) filtre résonant, (b) filtre amorti de 1er ordre, (c) filtre amorti de 2ème ordre, (d) filtre amorti de 3ème ordre.

I.7.2 Filtres actifs

Pour surmonter les limitations des filtres passifs, on utilise une correction active appelée filtre actif de puissance. L'objectif de ces filtres est de générer des courants ou des tensions harmoniques pour que la tension ou le courant deviennent sinusoïdaux, compenser la puissance réactive, réguler la tension et corriger les déséquilibres triphasés du système. Les filtres actifs sont considérés comme une solution efficace pour dépolluer les réseaux électriques. Les premiers développements de filtres actifs remontent aux années 1970, avec des prototypes utilisant des thyristors pour la commutation [19-20].

Les avantages clés des filtres actifs par rapport aux filtres passifs sont :

- ✓ Un volume physique plus petit,
- ✓ Une capacité de filtrage améliorée,
- ✓ Une plus grande flexibilité et adaptabilité.
- ✓ Meilleure capacité de filtrage.

I.8 Classification des filtres actifs

Le terme "convertisseur" est plus général car il peut désigner différents types de conversion, comme la conversion DC/DC, AC/DC, AC/AC, etc. Le mot "onduleur" se réfère à un convertisseur qui transforme un courant continu en un courant alternatif. Il existe deux types de convertisseurs qui peuvent agir comme des filtres actifs.

- ✓ Onduleur de tension
- ✓ Onduleur de courant

Les deux types de convertisseurs sont représentés par la [Figure I. 5](#). Le convertisseur de tension utilise une source de tension continue provenant d'une capacité, tandis que le convertisseur de courant utilise une inductance comme source de courant.

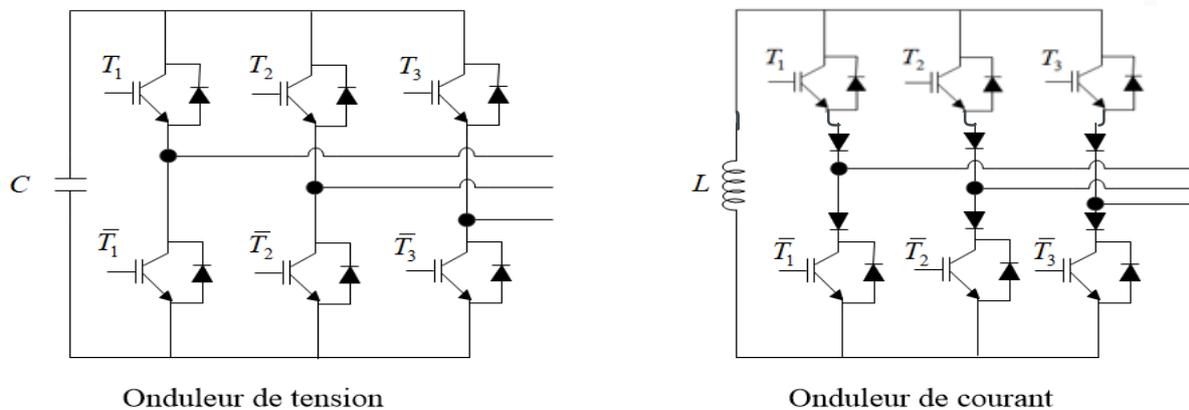


Figure I. 5: Convertisseur de puissance de tension et de courant.

Voici les principales classifications de filtres actifs :

- ✓ La classification selon les types de convertisseurs utilisés ;
- ✓ La classification en fonction de la disposition des réseaux ;
- ✓ La classification en fonction du nombre de fils utilisés.

Les trois principales catégories de filtres actifs sont les suivantes :

- Filtres actifs série (FAS) ;
- Filtres actifs parallèle (FAP) ;
- Filtres actifs hybrides (FAH).

Les filtres hybrides combinent des filtres actifs et passifs pour offrir les avantages des deux et réduire les inconvénients. Ils atténuent les résonances en série ou en parallèle avec la source ou la charge, améliorent l'efficacité des filtres actifs et limitent la dégradation des performances du filtre due aux changements d'impédance du réseau. Il existe plusieurs combinaisons de filtres hybrides [19].

- ❖ Filtre actif parallèle en parallèle avec un filtre passif parallèle ;
- ❖ Filtre actif série en série avec filtre passif parallèle ;
- ❖ Filtre actif série en parallèle avec un filtre passif parallèle.

La Figure I. 6 représente quelques topologies de filtres actifs.

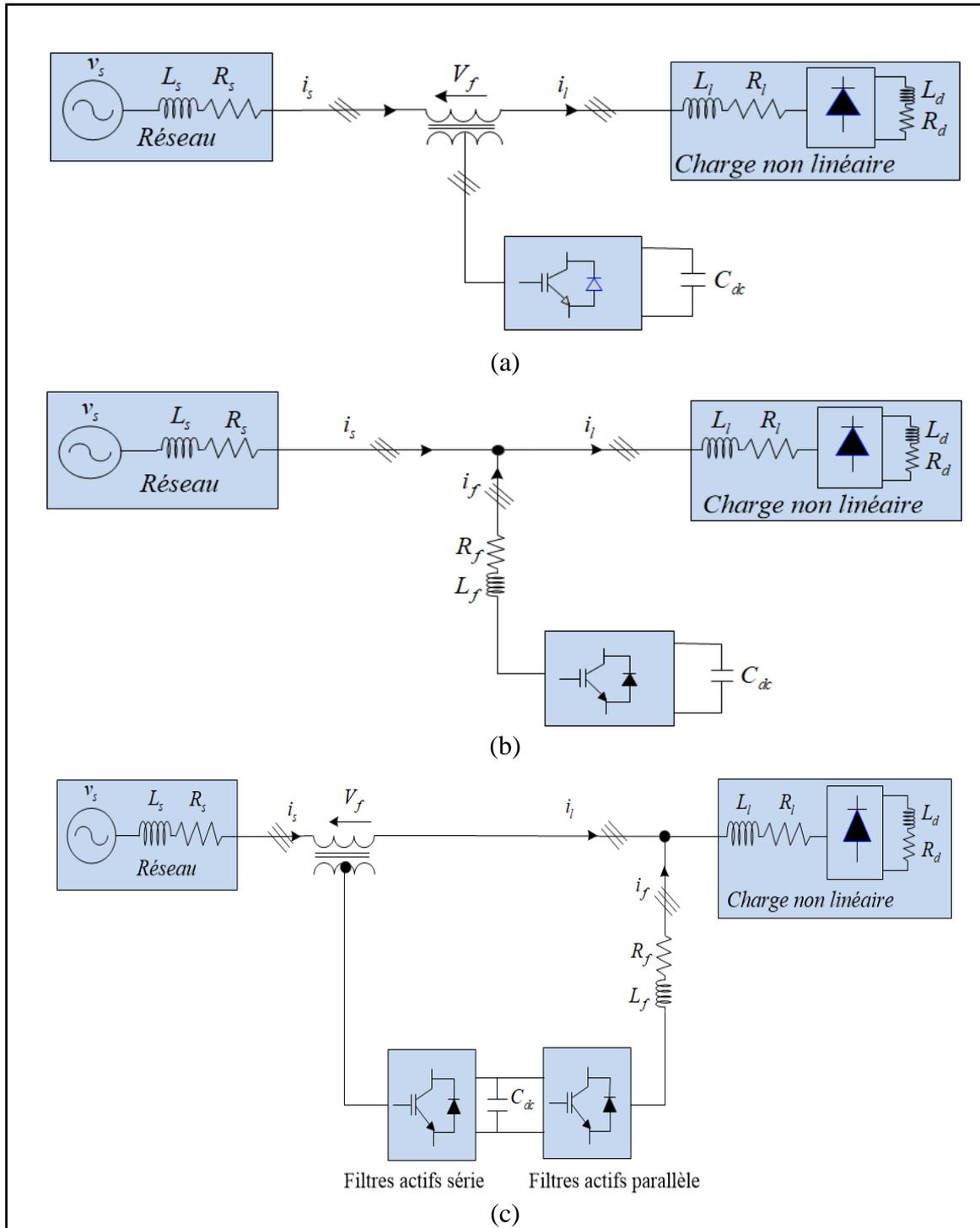


Figure I. 6: Filtre actifs : (a) Filtres actifs série, (b) Filtres actifs parallèle, (c) filtres actifs hybrides.

I.9 Comparaison entre un filtre actif et un filtre passif

Dans le [Tableau I.1](#) suivant, on résume une comparaison entre le filtre actif et le filtre passif selon différents critères [22].

[Tableau I.1](#): Comparaison entre filtrage actif et un filtre passif.

<i>Critère de comparaison</i>	<i>Filtre actif</i>	<i>Filtre passif</i>
Action sur les courants harmoniques	Agit simultanément sur plusieurs fréquences selon sa bande passante	Nécessite un filtre pour chaque harmonique
Interaction entre filtres voisins	Pas de risque	Risque de destruction du filtre accordés à des fréquences voisins (résonances)
Influence d'une variation de fréquence	Aucun risque	Efficacité réduite (le filtre est calculé pour une fréquence exacte)
Surcharge	Pas de risque	Risque de détérioration lorsque le courant harmonique à compenser dépasse ses capacités
Variation de l'impédance du réseau	Aucune conséquence	Risque d'amplification harmonique (déplacement de la fréquence d'antirésonance vers une fréquence harmonique)
Vieillessement	Pas d'influence sur les performances	Risque de dégradation des performances (dérive de la fréquence d'accord)
Raccordement	Pas d'étude préalable	Etude au cas par cas
Surveillance de fonctionnement	Réalisée par le système de contrôle commandé	Pas de surveillance
Influence d'une augmentation de courant	Aucun risque de surcharge. Mais efficacité diminuée	Risque de surcharge et de détérioration
Rajout d'équipement en aval	Pas de problème (dans la limite de la puissance du filtre)	Nécessite des modifications sur le filtre, dans certains cas
Encombrement	Faible	Important
Poids	Faible	Elevé
Coût	Coût des composants plus élevé	Coût des composants plus faible

I.10 Conclusion

Ce chapitre traite la distorsion harmonique, des divers types de perturbations altérant les formes d'onde dans le réseau électrique, ainsi que des impacts négatifs de ces perturbations sur les équipements électriques connectés, notamment la surchauffe et la réduction des performances. Ensuite, des solutions traditionnelles et modernes ont été présentées pour atténuer ces effets néfastes. Cependant, les solutions traditionnelles sont souvent inefficaces, notamment les filtres passifs qui peuvent générer des problèmes de résonance et de complexité, et qui ne parviennent pas à s'adapter aux fluctuations de charge du réseau et aux polluants.

**Chapitre II : Fonctionnement et
modélisation du filtre actif parallèle basé
sur onduleur trois niveaux de type NPC**

II.1 Introduction

L'intérêt pour les onduleurs multiniveaux s'est accru au cours des dernières décennies, surtout depuis que cette topologie de convertisseur a été préférée dans de nombreuses applications à haute tension et haute puissance. Cela s'explique notamment par la qualité élevée des formes d'ondes de sortie, les faibles pertes de commutation, les considérations liées à la haute tension, et la faible émission de compatibilité électromagnétique (CEM) [23-27].

Les critères relatifs à la diminution des harmoniques et à l'amélioration de la précision des valeurs de sortie ont également augmenté. De nombreuses topologies de conversion multiniveau existent, la première structure ayant été proposée par A. Nabac en 1981. Le filtre actif à trois niveaux de type NPC (Neutral Point Clamped) est un type de filtre actif utilisant un convertisseur de tension à trois niveaux pour atténuer les harmoniques dans le réseau électrique. Ce convertisseur fonctionne en transformant la tension d'entrée en une tension triangulaire à trois niveaux, puis en la renvoyant dans le réseau. La stratégie de commande, qu'elle soit linéaire ou non linéaire, vise à améliorer les performances du système, notamment en termes de robustesse, de temps de réponse, de facteur de puissance unitaire et de réduction des harmoniques [28-31].

Ce chapitre est dédié à explorer une stratégie de commande non linéaire rapprochée pour un filtre actif à trois niveaux. Nous analysons en détail la structure et le fonctionnement du convertisseur de tension à trois niveaux de type NPC et explorons les principes de la commande vectorielle appliquée à ce type de convertisseur [32-33]. Notre objectif est de démontrer comment cette approche de commande non linéaire peut améliorer l'efficacité du filtre actif, en optimisant la réduction des harmoniques et en augmentant la robustesse du système. La compréhension approfondie de la topologie NPC à trois niveaux et de ses mécanismes de commande vectorielle est essentielle pour développer une stratégie de commande capable de répondre aux exigences élevées des applications modernes en termes de performance et de stabilité.

II.2 Description du FAP trois niveaux

Le schéma général d'un filtre actif shunt triphasé à trois niveaux (NPC) est illustré dans la [Figure II. 1](#). Ce filtre est connecté en parallèle entre le réseau AC et une charge non linéaire à travers un filtre passif de premier ordre composé d'une inductance et d'une résistance, notées L_f, R_f . La source de pollution harmonique est représentée par un redresseur triphasé à diodes alimentant une charge RL. L'onduleur NPC triphasé à trois niveaux est constitué de quatre commutateurs bidirectionnels dans chaque bras, ainsi que d'une configuration antiparallèle de

transistor et de diode. Le bus continu comporte deux condensateurs connectés en série (C_1, C_2), qui établissent le point de référence (o) et permettent d'obtenir la tension médiane.

II.3 Modélisation du FAP

La [Figure II. 1](#) illustre la construction de l'onduleur à trois niveaux qui fonctionne en FAP, et ses formules pour les tensions PCC sont les suivantes [28]:

$$\begin{cases} v_{fa} = R_f i_{fa} + L_f \frac{di_{fa}}{dt} + v_{la} \\ v_{fb} = R_f i_{fb} + L_f \frac{di_{fb}}{dt} + v_{lb} \\ v_{fc} = R_f i_{fc} + L_f \frac{di_{fc}}{dt} + v_{lc} \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Ce qui donne :

$$\begin{cases} \frac{di_{fa}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} i_{fa} - \frac{1}{L_f} v_{la} + \frac{1}{L_f} v_{fa} \\ \frac{di_{fb}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} i_{fb} - \frac{1}{L_f} v_{lb} + \frac{1}{L_f} v_{fb} \\ \frac{di_{fc}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} i_{fc} - \frac{1}{L_f} v_{lc} + \frac{1}{L_f} v_{fc} \end{cases} \quad (\text{II. 2})$$

D'un autre côté, nous avons :

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{d}{dt}(v_{c1} + v_{c2}) \quad (\text{II. 3})$$

L'équation (II.3) peut également être exprimée comme suit :

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C}(i_{c1} + i_{c2}) \quad (\text{II. 4})$$

L'équation du côté continu (II.4) peut être liée au côté alternatif par la conservation des puissances actives suivant :

$$P_{dc} = v_{c1} i_{c1} + v_{c2} i_{c2} = v_a i_{fa} + v_b i_{fb} + v_c i_{fc} \quad (\text{II.5})$$

Où : P_{dc} est la puissance cote continue.

En considérant que les tensions des condensateurs sont équilibrées ($v_{c1} = v_{c2} = \frac{v_{dc}}{2}$), l'équation (II.4) dévient :

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{P_{dc}}{C_{eq} v_{dc}} \quad (\text{II.6})$$

Où ; $C_{eq} = \frac{C}{2}$

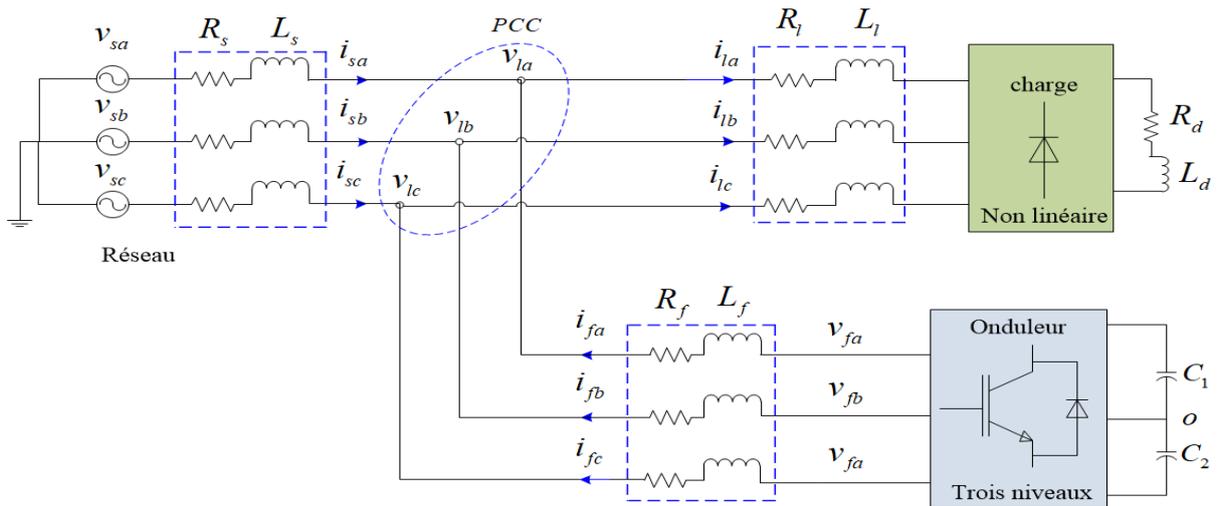


Figure II. 1: Circuit de puissance du filtre actif parallèle à trois niveaux.

II.4 Modélisation et principe de fonctionnement de l'onduleur trois niveaux

Les onduleurs multiniveaux représentent une tendance récente pour les topologies de filtres actifs [34]. Les onduleurs à trois niveaux gagnent en popularité pour diverses applications, telles que les entraînements de machines et les compensateurs de facteur de puissance [35], [36]. Ils offrent l'avantage de réduire les harmoniques générés par le filtre actif en produisant plus de niveaux de tension que les convertisseurs classiques [25]. De plus, ils permettent de réduire les tensions et courants nominaux des semi-conducteurs ainsi que les exigences de fréquence de commutation [37]. La Figure II. 2 montre la disposition du circuit de puissance de l'onduleur NPC à trois niveaux. Les deux condensateurs divisent la tension continue et créent un point neutre, appelé point "o". La branche "a" de l'onduleur comprend quatre commutateurs actifs (T_{11} , T_{21} , T_{31} et T_{41}) avec des diodes en antiparallèle, et deux diodes de blocage ($Da1$ et $Da2$).

L'ouverture ou la fermeture des interrupteurs est déterminée par un contrôle interne basé sur les courants des branches. Pour éviter une conduction simultanée des quatre interrupteurs sur un même bras, une solution classique est utilisée. Une telle situation pourrait entraîner un court-circuit aux bornes des sources de courant continu, endommager les composants semi-conducteurs et les condensateurs en raison d'une surintensité, et provoquer une défaillance des interrupteurs lors d'une ouverture simultanée [38-39]. Il est donc nécessaire de mettre en œuvre une commande complémentaire pour les interrupteurs situés sur le même bras de l'onduleur.

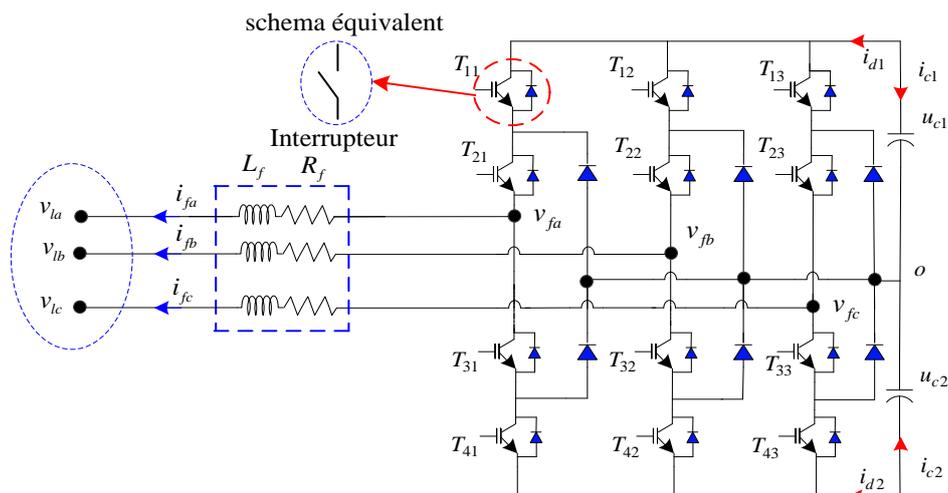


Figure II. 2: Structure de l'onduleur de tension trois niveaux fonctionnant en FAP.

II.5 Configurations et fonctionnement d'un bras de l'onduleur à trois niveaux

Le point neutre "o" et la borne de charge (a) doivent avoir une plage de valeurs déterminées pour la tension simple V_{ao} . La tension est complètement déterminée par les 4 interrupteurs du bras T_{11} , T_{21} , T_{31} et T_{41} , qui peuvent être soit 0 ou 1 [40-42]. En raison de la symétrie de l'onduleur à trois niveaux, l'étude peut être limitée à l'analyse du fonctionnement d'un seul bras (3 configurations possibles) [43-44]. La tension de sortie V_{ao} est présentée dans un [Tableau II 1](#) récapitulatif en fonction de l'état des interrupteurs.

Tableau II 1 : États de commutation pour un onduleur NPC triphasé à trois niveaux.

	Etat des interrupteurs				Tension de sortie
	T_{11}	T_{21}	T_{31}	T_{41}	
P	1	1	0	0	$V_{dc}/2$
O	0	1	1	0	0
N	0	0	1	1	$-V_{dc}/2$

II.5.1 Première configuration {1100}

La [Figure II. 3 \(a\)](#) montre que T_{11} et T_{21} sont conducteurs, tandis que T_{31} et T_{41} sont isolés, la tension simple V_{ao} est donnée par l'équation suivante.

$$V_{ao} = \frac{V_{dc}}{2} \quad (\text{II.7})$$

II.5.2 Deuxième configuration {0110}

La [Figure II. 3 \(b\)](#) montre que T_{21} et T_{31} sont en état (passant) et T_{11} et T_{41} sont en état (bloqué), le point "a" est directement connecté au point neutre "o". La tension simple V_{ao} est nulle.

$$V_{ao} = 0 \quad (\text{II.8})$$

II.5.3 Troisième configuration {0011}

La Figure II. 3 (c) montre que T_{31} et T_{41} sont en marche, T_{11} et T_{21} sont bloqués, la tension simple V_{ao} est déterminée par l'équation suivante.

$$V_{ao} = -\frac{V_{dc}}{2} \quad (II.9)$$

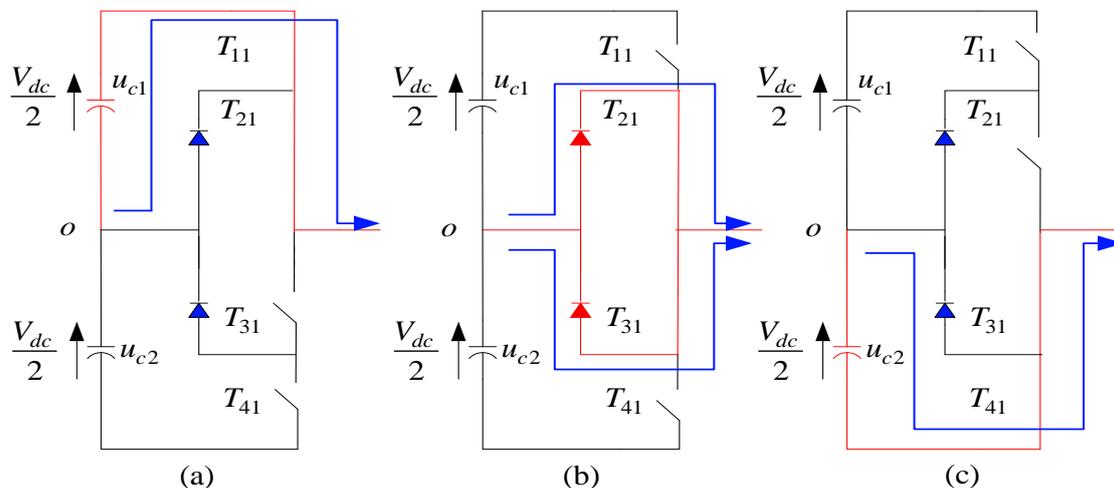


Figure II.3: Configurations d'un bras de l'onduleur à trois niveaux.

Les signaux de contrôle pour chaque interrupteur et la forme d'onde de la tension de sortie V_{ao} sont affichés sur la Figure II. 4 pour une meilleure visualisation des configurations décrites précédemment [31].

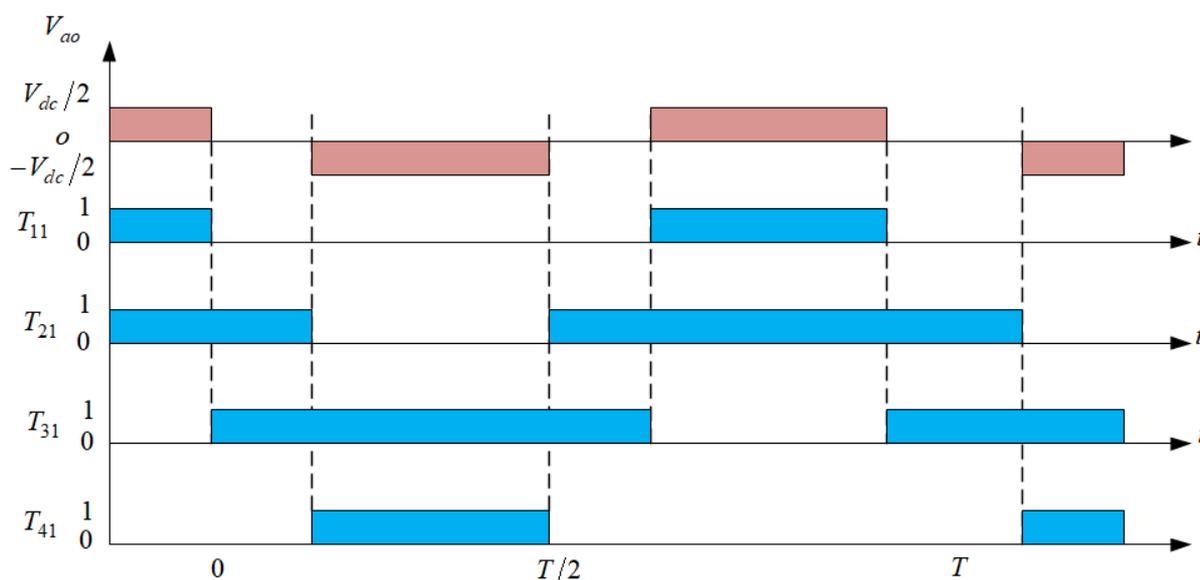


Figure II. 4: Forme d'onde de la tension de sortie d'un bras d'onduleur à trois niveaux de type NPC.

II.6 Tensions de sortie de l'onduleur à trois niveaux

Les tensions de sortie par rapport au point neutre de la source continue "o" sont exprimées par [45-46]:

$$\begin{pmatrix} V_{10} \\ V_{20} \\ V_{30} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_{c11} & F_{c21} & F_{c31} \\ F_{c12} & F_{c22} & F_{c32} \\ F_{c13} & F_{c32} & F_{c33} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{V_{dc}}{2} \\ 0 \\ -\frac{V_{dc}}{2} \end{pmatrix} \quad (\text{II.10})$$

A un instant donné, une seule des trois fonctions de connexions des bras prend la valeur

1. Ainsi, on peut avoir trois niveaux de tension pour chacune des tensions V_{10} , V_{20} et V_{30} .

Les tensions composées entre les phases de la charge sont :

$$\begin{pmatrix} V_{12} \\ V_{23} \\ V_{31} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_{10} - V_{20} \\ V_{20} - V_{30} \\ V_{30} - V_{10} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_{c11} - F_{c12} & F_{c21} - F_{c22} & F_{c31} - F_{c32} \\ F_{c12} - F_{c13} & F_{c22} - F_{c23} & F_{c32} - F_{c33} \\ F_{c13} - F_{c11} & F_{c32} - F_{c21} & F_{c33} - F_{c31} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{V_{dc}}{2} \\ 0 \\ -\frac{V_{dc}}{2} \end{pmatrix} \quad (\text{II.11})$$

Dans le cas d'une charge équilibrée, les tensions de sortie simples par rapport au neutre de la charge sont [45-46]:

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} V_{12} - V_{31} \\ V_{23} - V_{12} \\ V_{31} - V_{23} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2F_{c11} - F_{c12} - F_{c13} & 2F_{c21} - F_{c22} - F_{c23} & 2F_{c31} - F_{c32} - F_{c33} \\ 2F_{c12} - F_{c13} - F_{c11} & 2F_{c22} - F_{c23} - F_{c21} & 2F_{c32} - F_{c33} - F_{c31} \\ 2F_{c13} - F_{c11} - F_{c12} & 2F_{c32} - F_{c21} - F_{c22} & 2F_{c33} - F_{c31} - F_{c32} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{V_{dc}}{2} \\ 0 \\ -\frac{V_{dc}}{2} \end{pmatrix} \quad (\text{II.12})$$

II.7 Tensions simples

La relation suivante peut être utilisée pour obtenir les tensions de sortie simples de l'onduleur à partir des potentiels des nœuds par rapport au point central [47-48]:

$$V_a + V_b + V_c = 0 \quad (\text{II.13})$$

$$\begin{cases} V_a = \frac{(2V_{ao} - V_{bo} - V_{co})}{3} \\ V_b = \frac{(-V_{ao} + 2V_{bo} - V_{co})}{3} \\ V_c = \frac{(-V_{ao} - V_{bo} + 2V_{co})}{3} \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

II.8 Courants d'entrée

Les courants d'entrée de l'onduleur à trois niveaux (I_{d1} , I_{d2} et I_{d0}) sont calculés à l'aide des fonctions de connexion des commutateurs en fonction des courants de la charge I_A , I_B et I_C , et sont représentés comme suit [47-48] :

$$\begin{cases} I_{d1} = F_{c11} \cdot F_{c12} \cdot I_a + F_{c21} \cdot F_{c22} \cdot I_b + F_{c31} \cdot F_{c32} \cdot I_c \\ I_{d2} = F_{c11} \cdot F_{c12} \cdot I_a + F_{c23} \cdot F_{c24} \cdot I_b + F_{c33} \cdot F_{c34} \cdot I_c \\ I_{d0} = F_{c12} \cdot F_{c13} \cdot I_a + F_{c22} \cdot F_{c23} \cdot I_b + F_{c32} \cdot F_{c33} \cdot I_c \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

En utilisant les fonctions de connexion des demi bras à la place des fonctions de connexion des interrupteurs, le système (II.15) devient :

$$\begin{cases} I_{d1} = F_{c11}^b I_a + F_{c21}^b I_b + F_{c31}^b I_c \\ I_{d2} = F_{c10}^b I_a + F_{c20}^b I_b + F_{c30}^b I_c \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

La relation indique que le courant I_{d0} est fonction des courants d'entrée (I_{d1}, I_{d2}) et des courants de charge (I_a, I_b, I_c) :

$$I_{d0} + I_{d1} + I_{d2} = I_a + I_b + I_c \quad (\text{II.17})$$

$$I_{d0} = (I_a + I_b + I_c) - (F_{c11}^b \cdot F_{10})I_a - (F_{c21}^b \cdot F_{20})I_b - (F_{c31}^b \cdot F_{30})I_c \quad (\text{II.18})$$

On aboutit à la forme matricielle suivante :

$$\begin{pmatrix} I_{d1} \\ I_{d2} \\ I_{d0} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_{c11} & F_{c21} & F_{c31} \\ F_{10} & F_{20} & F_{30} \\ 1 - F_{c11} - F_{10} & 1 - F_{c21} - F_{20} & 1 - F_{c31} - F_{30} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{pmatrix} \quad (\text{II.19})$$

II.9 Stratégie de contrôle de la largeur d'impulsion vectorielle

La stratégie de contrôle de la largeur d'impulsion vectorielle (SVM) est une méthode utilisée pour contrôler la tension de sortie d'un onduleur. Elle consiste à contrôler la largeur des impulsions des interrupteurs dans l'onduleur pour maintenir une tension de sortie stable et efficace. Cette stratégie est souvent utilisée dans les applications de conversion de puissance électrique à haute fréquence. L'objectif de la stratégie SVM est de produire une séquence déterminée d'états de l'onduleur. Cela implique plusieurs étapes clés, telles que la détermination du vecteur de tension de référence, du secteur, de la région, du temps de commutation, des séquences de commutation et la génération des signaux PWM [49-50]. Le [Tableau II. 2](#) montre que les trois états de commutation [P], [O] et [N] représentent le fonctionnement de la SVM. L'onduleur à trois niveaux à 27 vecteurs, dont 24 actifs divisés en 12 courts, 6 moyens, 6 longs et 3 nuls qui convergent au centre de l'hexagone. Cette zone peut être divisée en 6 secteurs (A à F), chacun comprenant quatre régions, comme indiqué sur la [Figure II. 5](#). Le vecteur tension peut appartenir à l'un des groupes suivants :

- Zéro vecteur \vec{V}_0 , représentant trois états de commutation {PPP}, {OOO} et {NNN}. Le site amplitude de \vec{V}_0 , est zéro.
- Petit vecteur (\vec{V}_1 à \vec{V}_6), ayant tous une amplitude de $\frac{V_{dc}}{3}$. Chaque petit secteur a deux états de commutation appelés (commutateurs redondants).
- Vecteurs moyens (\vec{V}_7 à \vec{V}_{12}), dont l'amplitude est $\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$.
- Grands vecteurs (\vec{V}_{13} à \vec{V}_{18}), ayant tous une amplitude de $\frac{2}{3}V_{dc}$.

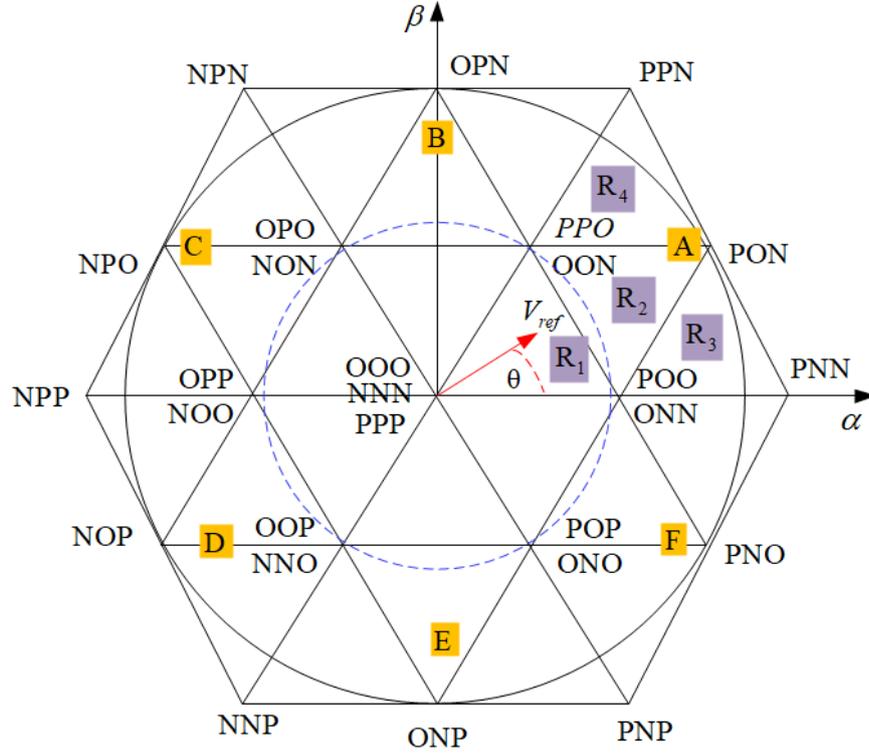


Figure II. 5:Diagramme vectoriel de l'onduleur à trois niveaux.

II.9.1 Détermination du vecteur de tension de référence

En supposant que la valeur de tension instantanée de l'onde sinusoïdale triphasée est respectivement [51]:

$$\begin{cases} V_a = V_m \sin(\omega t) \\ V_b = V_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_c = V_m \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

L'amplitude et l'angle du vecteur de rotation peuvent être déterminés grâce à l'équation de transformation de Clark (II.23).

$$\vec{V}_{ref} = V_\alpha + jV_\beta = \frac{2}{3}(V_a + aV_b + a^2V_c) \quad (\text{II.21})$$

Où $a = e^{j2\pi/3}$

$$|\vec{V}_{ref}| = \sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2}, \quad \theta = \tan^{-1}\left(\frac{V_\beta}{V_\alpha}\right) \quad (\text{II.22})$$

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.23})$$

Tableau II. 2:Résumé des 27 états de commutation avec leur amplitude vectorielle.

Vecteur	État de commutation	Classification vectorielle	L'amplitude du vecteur
\vec{V}_0	{PPP}, {OOO}, {NNN}	Zéro vecteur	0
\vec{V}_1	{OON}, {POO}	Petit vecteur	$\frac{V_{dc}}{3}$
\vec{V}_2	{OON}, {PPO}		
\vec{V}_3	{NON}, {OPO}		
\vec{V}_4	{NOO}, {OPP}		
\vec{V}_5	{NNO}, {OOP}		
\vec{V}_6	{ONO}, {POP}		
\vec{V}_7	{PON}		
\vec{V}_8	{OPN}		
\vec{V}_9	{NPO}		
\vec{V}_{10}	{NOP}		
\vec{V}_{11}	{ONP}		
\vec{V}_{12}	{PNO}		
\vec{V}_{13}	{PNN}	Grands vecteurs	$\frac{2}{3}V_{dc}$
\vec{V}_{14}	{PPN}		
\vec{V}_{15}	{NPN}		
\vec{V}_{16}	{NPP}		
\vec{V}_{17}	{NNP}		
\vec{V}_{18}	{PNP}		

II.9.2 Détermination du secteur

La sortie assignée désirée, V_{ref} , parcourt tous les secteurs en tournant à une vitesse angulaire égale à la fréquence de la tension alternative souhaitée en sortie [52]. Pour déterminer le temps de commutation et la séquence de commutation, le secteur contenant V_{ref} est localisé, et le temps de période pour chaque vecteur du secteur identifié est calculé pour chaque échantillon de temps [53]. L'angle θ est calculé, puis le secteur où se trouve le vecteur de commande V_{ref} est déterminé.

- Si θ est entre $0^\circ \leq \theta < 60^\circ$ alors V_{ref} est dans le secteur **A**.
- Si θ est entre $60^\circ \leq \theta < 120^\circ$ alors V_{ref} est dans le secteur **B**.
- Si θ est entre $120^\circ \leq \theta < 180^\circ$ alors V_{ref} est dans le secteur **C**.
- Si θ est entre $180^\circ \leq \theta < 240^\circ$ alors V_{ref} est dans le secteur **D**.
- Si θ est entre $240^\circ \leq \theta < 300^\circ$ alors V_{ref} est dans le secteur **E**.
- Si θ est entre $300^\circ \leq \theta < 360^\circ$ alors V_{ref} est dans le secteur **F**.

II.9.3 Détermination de la région dans le secteur

Pour trouver la région du vecteur de tension, nous nous concentrons sur le secteur A (voir Figure II. 6).

Les valeurs de m_1 et m_2 sont déterminées en utilisant les équations suivantes [54]:

$$a = m_2 = \frac{b}{\sin(\frac{\pi}{3})} = \frac{2}{\sqrt{3}}b = \frac{2}{\sqrt{3}}m_n \sin(\theta) \quad (\text{II.24})$$

$$m_1 = m_n \cos(\theta) - \left(\frac{2}{\sqrt{3}}m_n \sin(\theta)\right) \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) \quad (\text{II.25})$$

$$m_1 = m_n \left(\cos(\theta) - \frac{\sin(\theta)}{\sqrt{3}}\right) \quad (\text{II.26})$$

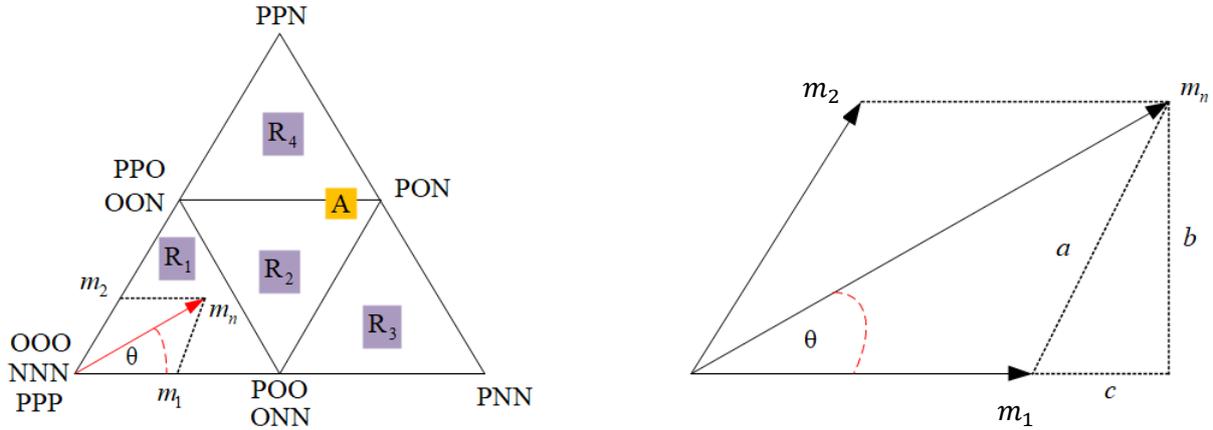


Figure II. 6: Diagramme vectoriel pour m_1 et m_2 dans le secteur A.

Et alors,

- Si m_1 et $m_2 < 0.5$ et $(m_1 + m_2) < 0.5$, alors, V_{ref} est dans la **Région 1**.
- Si m_1 et $m_2 < 0.5$ et $(m_1 + m_2) > 0.5$, alors, V_{ref} est dans la **Région 2**.
- Si $m_1 > 0.5$, alors V_{ref} est dans la **Région 3**.
- Si $m_2 > 0.5$, alors V_{ref} est dans la **Région 4**.

II.10 Calcul du temps de commutation

La méthode pour déterminer les temps de commutation est similaire dans tous les secteurs, avec des différences entre les régions dans un même secteur. Nous allons décrire la méthode pour la première région du premier secteur (voir la Figure II. 7) [53].

Pour la région 1, la reconstruction du vecteur de référence se fait en utilisant les vecteurs d'états PPP, ONN, OON, NNN, POO, PPO, OOO pendant la première moitié de la période de modulation $\left(\frac{T_m}{2}\right)$, puis en utilisant OOO, PPO, POO, NNN, OON, ONN, PPP pendant la deuxième moitié [55].

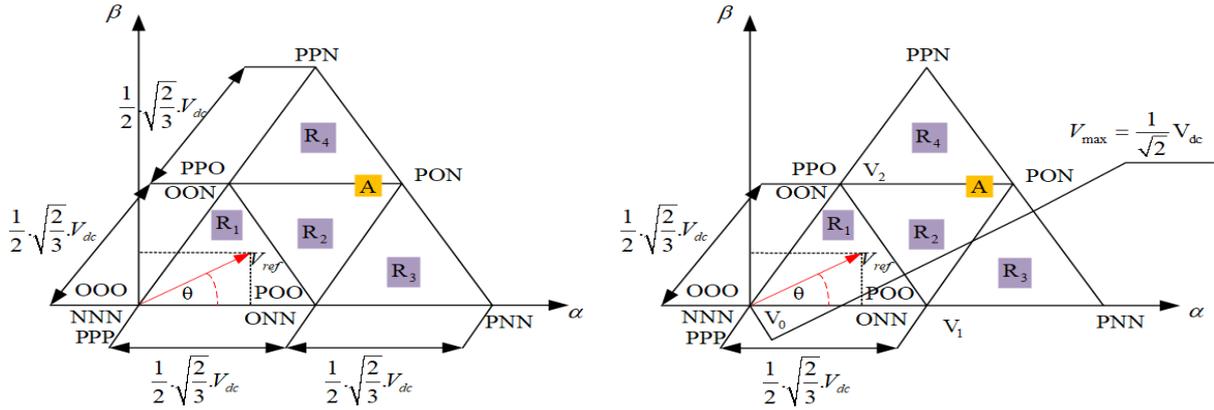


Figure II. 7: Détermination des temps de commutation dans la région 1.

Voici les temps d'application des vecteurs proches :

$$T_m = T_1 + T_2 + T_0 \quad (\text{II.27})$$

$$V_{\text{ref}} = \frac{T_1}{T_m} \cdot V_1 + \frac{T_2}{T_m} \cdot V_2 + \frac{T_0}{T_m} \cdot V_0 \quad (\text{II.28})$$

La détermination des instants T_1 et T_2 est donnée par une simple projection sur les axes α et β comme la montre sur la Figure II. 8.

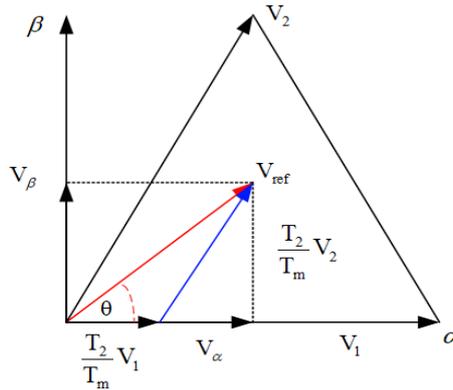


Figure II. 8: Projection du vecteur de référence (secteur 1).

On a :

$$\int_0^{T_m} V_{\text{ref}} = \int_0^{T_1} V_1 \cdot dt + \int_0^{T_1+T_2} V_2 \cdot dt + \int_{T_1+T_2}^{T_m} V_0 \cdot dt$$

$$T_m \cdot \vec{V}_{\text{ref}} = T_1 \cdot \vec{V}_1 + T_2 \cdot \vec{V}_2 + T_3 \cdot (\vec{V}_7 \text{ ou } \vec{V}_8) \quad (\text{II.29})$$

$$T_m \cdot |V_{\text{ref}}| \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \sin(\theta) \end{bmatrix} = T_1 \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} V_{\text{dc}} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_2 \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} V_{\text{dc}} \begin{bmatrix} \cos(60) \\ \sin(60) \end{bmatrix} \quad (\text{II.30})$$

- Où $0 \leq \theta \leq 60$, on aura :

$$\begin{cases} V_{\text{ref}} \cdot \cos(\theta) = \frac{1}{\sqrt{6}} \cdot V_{\text{dc}} \cdot \frac{T_1}{T_m} + \frac{1}{2 \cdot \sqrt{6}} \cdot V_{\text{dc}} \cdot \frac{T_2}{T_m} \\ V_{\text{ref}} \cdot \sin(\theta) = \frac{\sqrt{3}}{2 \cdot \sqrt{6}} V_{\text{dc}} \cdot \frac{T_2}{T_m} \end{cases} \quad (\text{II.31})$$

Ce qui nous donné :

$$T_2 = T_m \cdot \frac{2\sqrt{2}|V_{ref}|}{V_{dc}} \cdot \sin(\theta) \quad (\text{II.32})$$

Si on pose :

$$K = \frac{2\sqrt{2}|V_{ref}|}{V_{dc}} \Rightarrow T_2 = T_m \cdot K \sin(\theta) \quad (\text{II.33})$$

On remplace T_2 dans l'équation (II.31), on aura :

$$\begin{aligned} T_m \cdot V_{ref} \cdot \cos(\theta) &= \frac{1}{\sqrt{6}} \cdot V_{dc} \cdot T_1 + \frac{1}{2\sqrt{6}} \cdot V_{dc} \cdot T_m \cdot K \cdot \sin(\theta) \\ \Rightarrow T_1 &= T_m \cdot \frac{\sqrt{6}|V_{ref}|}{V_{dc}} \left(\cos(\theta) - \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \sin(\theta) \right) \\ \Rightarrow T_1 &= T_m \cdot \frac{2\sqrt{2}|V_{ref}|}{V_{dc}} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cos(\theta) - \frac{1}{2} \cdot \sin(\theta) \right) \\ \Rightarrow T_1 &= T_m \cdot \frac{2\sqrt{2}|V_{ref}|}{V_{dc}} \left(\sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \cos(\theta) - \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) \cdot \sin(\theta) \right) \end{aligned} \quad (\text{II.34})$$

Par l'équation (III.34) on trouve :

$$T_1 = T_m \cdot \frac{2\sqrt{2}|V_{ref}|}{V_{dc}} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \quad (\text{II.35})$$

Ainsi on peut déduire T_0 de cette façon :

$$\begin{aligned} T_m &= T_1 + T_2 + T_0 \Rightarrow T_0 = T_m - T_1 - T_2 \\ T_0 &= T_m \cdot \left(1 - \frac{2\sqrt{2}|V_{ref}|}{V_{dc}} \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right) \right) \end{aligned} \quad (\text{II.36})$$

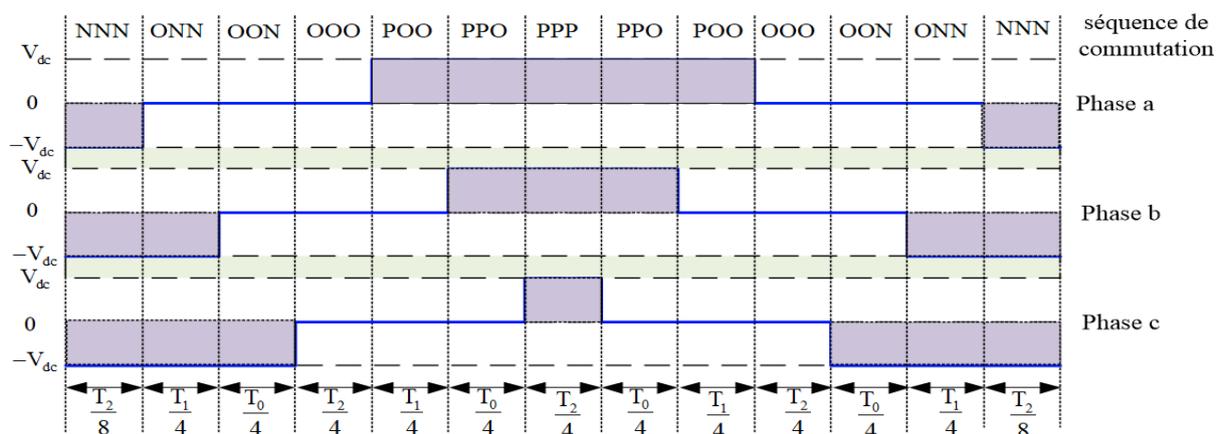
On utilise la même procédure de calcul pour déduire les temps de commutation des régions N°2, N°3 et N°4 [53]. Les temps T_1 , T_2 et T_0 sont données par le [Tableau II. 3](#) avec $K = \frac{2\sqrt{2}V_{ref}}{V_{dc}}$.

Tableau II. 3: Expression pour le calcul des temps T_1 , T_2 et T_0 .

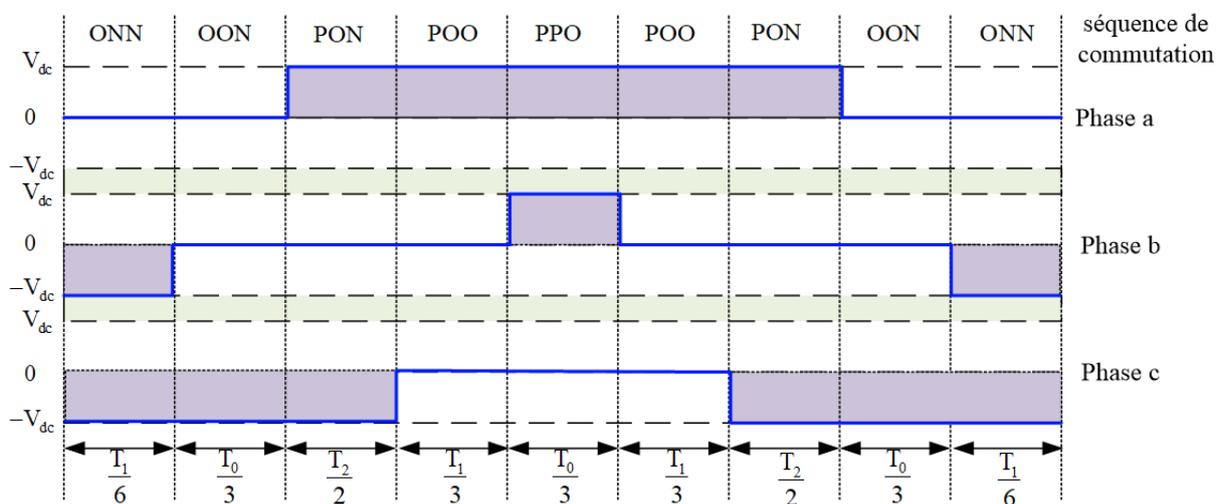
Région	T_1	T_2	T_0
1	$T_m \cdot K \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right)$	$T_m \cdot K \cdot \sin(\theta)$	$T_m \cdot \left(1 - K \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right)\right)$
2	$T_m \cdot \left(1 + K \cdot \sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right)\right)$	$T_m \cdot (1 - K \cdot \sin(\theta))$	$T_m \cdot \left(K \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right) - 1\right)$
3	$T_m \cdot K \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right)$	$T_m \cdot (K \cdot \sin(\theta) - 1)$	$T_m \cdot \left(2 - K \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right)\right)$
4	$T_m \cdot \left(K \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right) - 1\right)$	$T_m \cdot K \cdot \sin(\theta)$	$T_m \cdot \left(1 - K \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right)\right)$

II.11 Détermination des séquences des temps de commutation

Les calculs de séquences de commutation sont nécessaires une fois les espaces temporels calculés [56-57]. Cependant, certains états de commutation peuvent être présents en double dans le convertisseur. Pour éviter la répétition, optimiser le système et réduire au minimum le taux de distorsion harmonique, les séquences de commutation doivent être choisies judicieusement [58-59]. Pour ce faire, il est nécessaire de faire les mêmes calculs pour chaque secteur, puis de déterminer les largeurs d'impulsion correspondantes (durées de fermeture des interrupteurs) comme la montre sur la Figure II. 9.



Région 1



Région 2

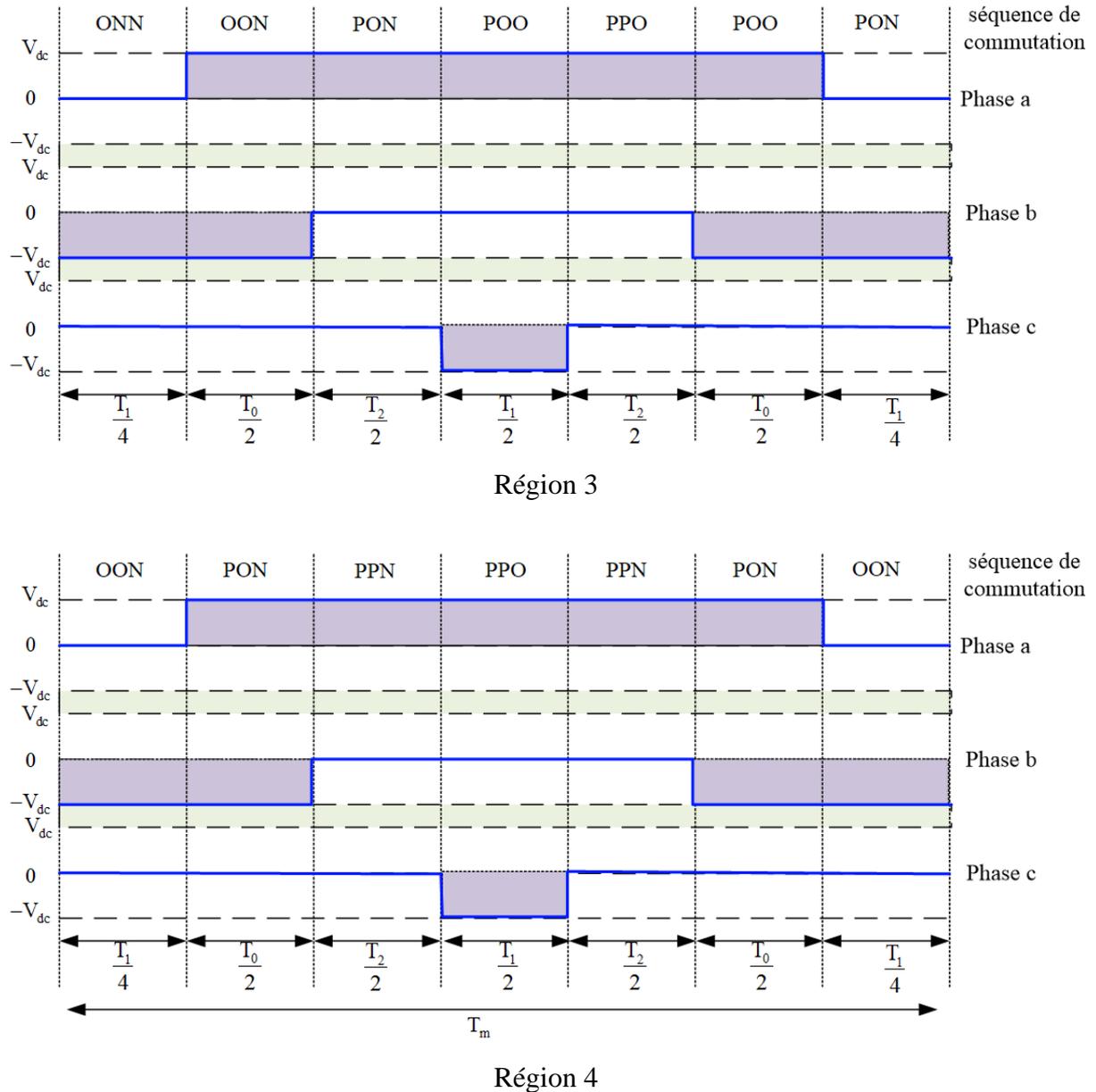


Figure II. 10: Signaux de commutation du secteur A : Région 1, Région 2, Région 3, Région 4.

II.12 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons exploré en détail le filtre actif parallèle (FAP) à trois niveaux et son fonctionnement. Nous avons commencé par une description du FAP à trois niveaux, suivie de sa modélisation et du principe de fonctionnement de l'onduleur trois niveaux de type NPC (Neutral Point Clamped). Les différentes configurations et le fonctionnement des bras de l'onduleur ont été analysés, mettant en évidence les configurations spécifiques {1100}, {0110} et {0011}.

Les tensions de sortie et les tensions simples de l'onduleur à trois niveaux ont été discutées, ainsi que les courants d'entrée. Nous avons ensuite abordé la stratégie de contrôle de la largeur d'impulsion vectorielle, qui inclut la détermination du vecteur de tension de référence, la détermination du secteur, et la détermination de la région dans le secteur.

Enfin, nous avons détaillé le calcul du temps de commutation, en nous concentrant particulièrement sur la Région 1, et avons conclu par la détermination des séquences des temps de commutation. Ces analyses permettent de comprendre les mécanismes complexes de fonctionnement et de modélisation du FAP basé sur un onduleur trois niveaux de type NPC, fournissant ainsi une base solide pour le développement et l'optimisation de ces systèmes.

**Chapitre III : Commande en courant par
PI et mode glissant d'ordre 2 du filtre
actif parallèle à trois niveaux de type
NPC**

III.1 Introduction

Pour améliorer la stabilité de la boucle de phase (PLL) face aux perturbations, nous introduisons une nouvelle structure de PLL (PLL_{FMV}) en insérant un filtre multi-variable dans la structure classique. Cela permet de découpler la sensibilité aux perturbations et les performances dynamiques. La nouvelle structure est facile à implémenter car elle utilise un simple régulateur PI avec le filtre multi-variable. Le filtre multi-variable élimine les termes indésirables de la tension tandis que le régulateur PI contrôle la dynamique [32-33]. Nous montrons les résultats obtenus avec la commande linéaire et non linéaire en suivant les étapes décrites dans ce chapitre. Nous analysons les comportements du système contrôlé par mode glissant d'ordre 2 et la méthode d'identification basée sur PLL_{FMV} pour différents types de sources de tensions : triphasées équilibrées sans harmoniques, triphasées déséquilibrées et équilibrées avec des harmoniques. Les résultats montrent une bonne réponse du système pour ces cas.

III.2 Système d'identification à base d'une PLL

La construction classique d'une PLL triphasée est illustrée à la Figure III. 1. Le détecteur de phase (PD), le filtre passe-bas (LF) et l'oscillateur (VCO) constituent ses composants.

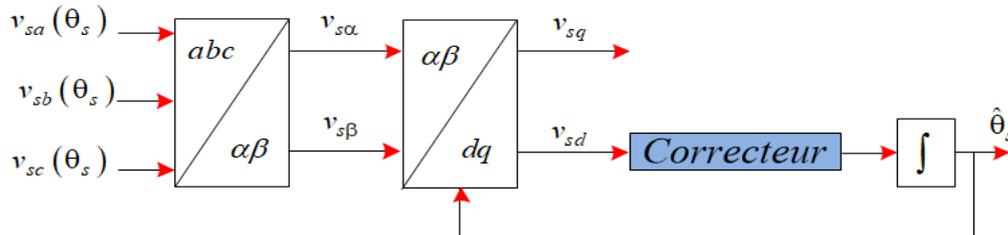


Figure III. 1: Synoptique de la P.L.L classique.

III.3 Etude des paramètres de la PLL

La Figure III. 2 présente une description complète de la PLL traditionnelle utilisée. Cette approche détermine les paramètres des composants de base $(\hat{\theta}, V_{max})$ des tensions de source fournies en résolvant l'équation (III.1) [60].

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} (\theta_s) = \sqrt{2}V \begin{bmatrix} \sin(\theta_s) \\ \sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (III.1)$$

Où V est la valeur efficace de la tension de source.

En suivant la transformation dans le repère de référence fixe, on obtient :

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} (\theta_s) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} (\theta_s) \quad (III.2)$$

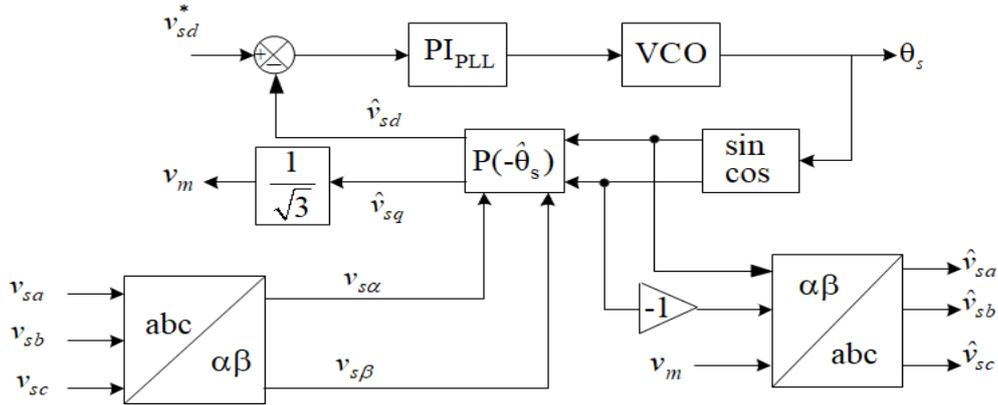


Figure III. 2:Synoptique détaillée de la PLL classique.

Après une analyse résumée, nous avons trouver :

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix}(\theta_s) = \begin{bmatrix} \sqrt{3}V \sin(\theta_s) \\ -\sqrt{3}V \sin(\theta_s) \end{bmatrix} \quad (\text{III.3})$$

Et dans le repère synchrone :

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\hat{\theta}_s) & \sin(\hat{\theta}_s) \\ -\sin(\hat{\theta}_s) & \cos(\hat{\theta}_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{III.4})$$

Avec, θ_s la position angulaire estimée du vecteur de tensions triphasées.

On obtient :

$$v_{sd} = 3\sqrt{\frac{3}{2}}V \left[\sin(\theta_s) \cos(\hat{\theta}_s) - \cos(\theta_s) \sin(\hat{\theta}_s) \right] \quad (\text{III.5})$$

$$\begin{cases} v_{sd} = \sqrt{3}V \sin(\theta_s - \hat{\theta}_s) \\ v_{sq} = -\sqrt{3}V \cos(\theta_s - \hat{\theta}_s) \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

En supposant que $(\omega t - \theta_s)$ est très petit, alors, l'expression précédente peut être exprimée par :

$$\begin{cases} v_{sd} = 3\sqrt{\frac{3}{2}}V (\theta_s - \hat{\theta}_s) \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

On voit que l'asservissement de phase est réalisé lorsque $\Delta\theta_s = (\theta_s - \hat{\theta}_s)$ est nul, alors : $\theta_s = \hat{\theta}_s$ et $v_{sd} = 0$, $v_{sq} = -\sqrt{3}V$, Le régulateur utilisé dans le PLL est de type PI.

Les paramètres du régulateur PI sont déterminés comme suit :

La pulsation angulaire estimée est donnée par :

$$\hat{\omega}_s = H_{PLL} \cdot 3\sqrt{\frac{3}{2}}V (\theta_s - \hat{\theta}_s) \quad (\text{III.8})$$

Avec H_{PLL} la fonction de transfert du régulateur PI, définie par :

$$H_{PLL} = K_{pPLL} + \frac{K_{iPLL}}{s} \quad (III.9)$$

La position angulaire est donnée par :

$$\theta_s = \frac{\omega_s}{s} \quad (III.10)$$

Le remplacement des relations (III.46) et (III.45) dans (III.44) nous donne :

$$\frac{\hat{\theta}_s}{\theta_s} = \frac{(K_{pPLL}s + K_{iPLL}) \cdot 3\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V}{s^2 + (K_{pPLL}s + K_{iPLL}) \cdot 3\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V} \quad (III.11)$$

Il ne reste maintenant qu'à calculer les gains k_p et k_i , qui sont donnés par :

$$K_{iPLL} = \frac{1}{3\sqrt{3}} \frac{(2\pi f_{cPLL})^2}{V} \quad \text{et} \quad K_{pPLL} = \frac{2\sqrt{2}}{3\sqrt{3}} \frac{2\pi f_{cPLL}\xi}{V} \quad (III.12)$$

Afin d'obtenir un bon compromis entre la stabilité et la réponse dynamique, on choisit $\xi = 0.707$ et une fréquence de coupure $f_{cPLL} = 1500\text{Hz}$.

III.4 Amélioration de la structure de PLL

Pour améliorer la stabilité de la PLL face aux perturbations, nous avons introduit une nouvelle structure PLL_{FMV} en intégrant un filtre multi-variable dans la structure classique. Cela permet de séparer la sensibilité aux perturbations des performances dynamiques [60], [61]. La nouvelle structure est montrée dans le schéma de la Figure III. et est plus facile à réaliser grâce à l'utilisation d'un simple régulateur PI dans le filtre multi-variable.

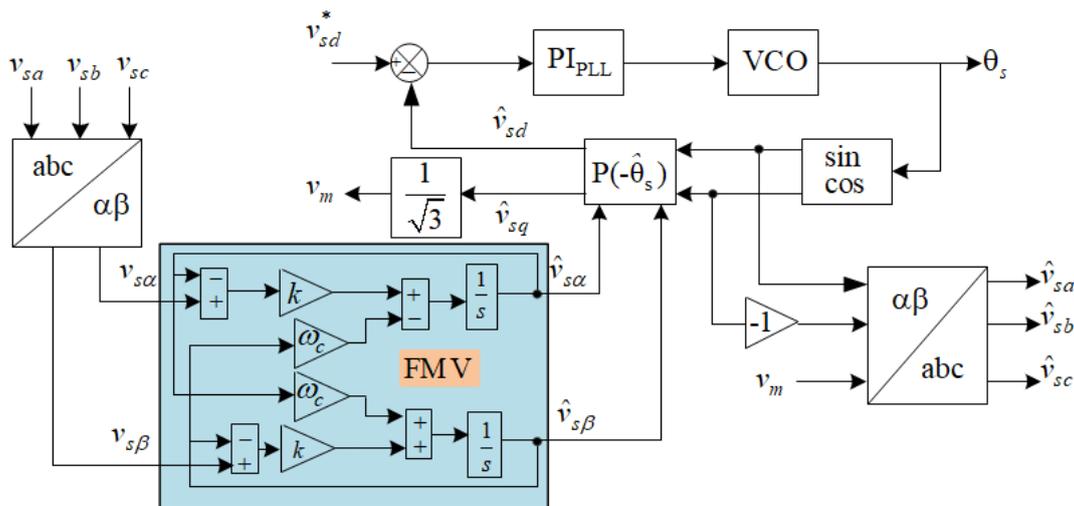


Figure III. 3: Schéma synoptique de la nouvelle structure de la PLL avec le FMV (PLL_{FMV}).

Selon les axes $\alpha\beta$, les expressions reliant les composantes $\hat{v}_{s\alpha}$ et $\hat{v}_{s\beta}$ en sortie du filtre FMV aux composantes d'entrées $v_{s\alpha}$ et $v_{s\beta}$ sont les suivantes :

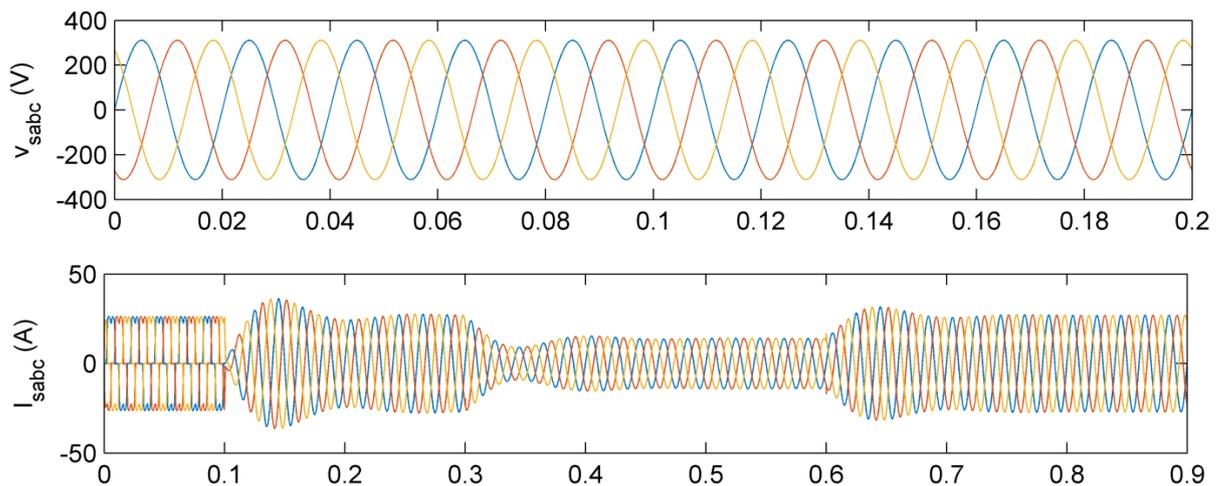
$$\hat{v}_{\alpha} = \frac{K}{s} [v_{\alpha}(s) - \hat{v}_{\alpha}(s)] - \frac{\omega_c}{s} \cdot \hat{v}_{\beta}(s) \quad (\text{III.13})$$

$$\hat{v}_{\beta} = \frac{K}{s} [v_{\beta}(s) - \hat{v}_{\beta}(s)] - \frac{\omega_c}{s} \cdot \hat{v}_{\alpha}(s) \quad (\text{III.14})$$

III.5 Résultats de simulation

III.5.1 Commande linéaire par PI

Dans cette section, les résultats importants sont présentés et discutés. Pour ce faire, un filtre de puissance actif à trois niveaux triphasés, comme montré dans la [Figure II. 1](#), avec une commande linéaire (PI), est implémenté dans MATLAB en utilisant la boîte à outils Power System. Les paramètres du système sont répertoriés dans [Annexe](#). Des tests de simulation sont effectués sur une charge non linéaire équilibrée avec une variation de charge à $t=0.3$ sec. La [Figure III. 4](#) montre les formes d'onde de tension et de courant obtenues en utilisant la commande PI, de haut en bas, la tension du réseau, le courant de la source, le courant de la charge, le courant du filtre actif, la tension et le courant dans la phase a et enfin la tension continue à borner le condensateur en fonction de temps. On peut voir que, avant et après le changement de charge, le courant du filtre actif suit correctement sa référence, ce qui assure une forme d'onde sinusoïdale pour le courant de la source.



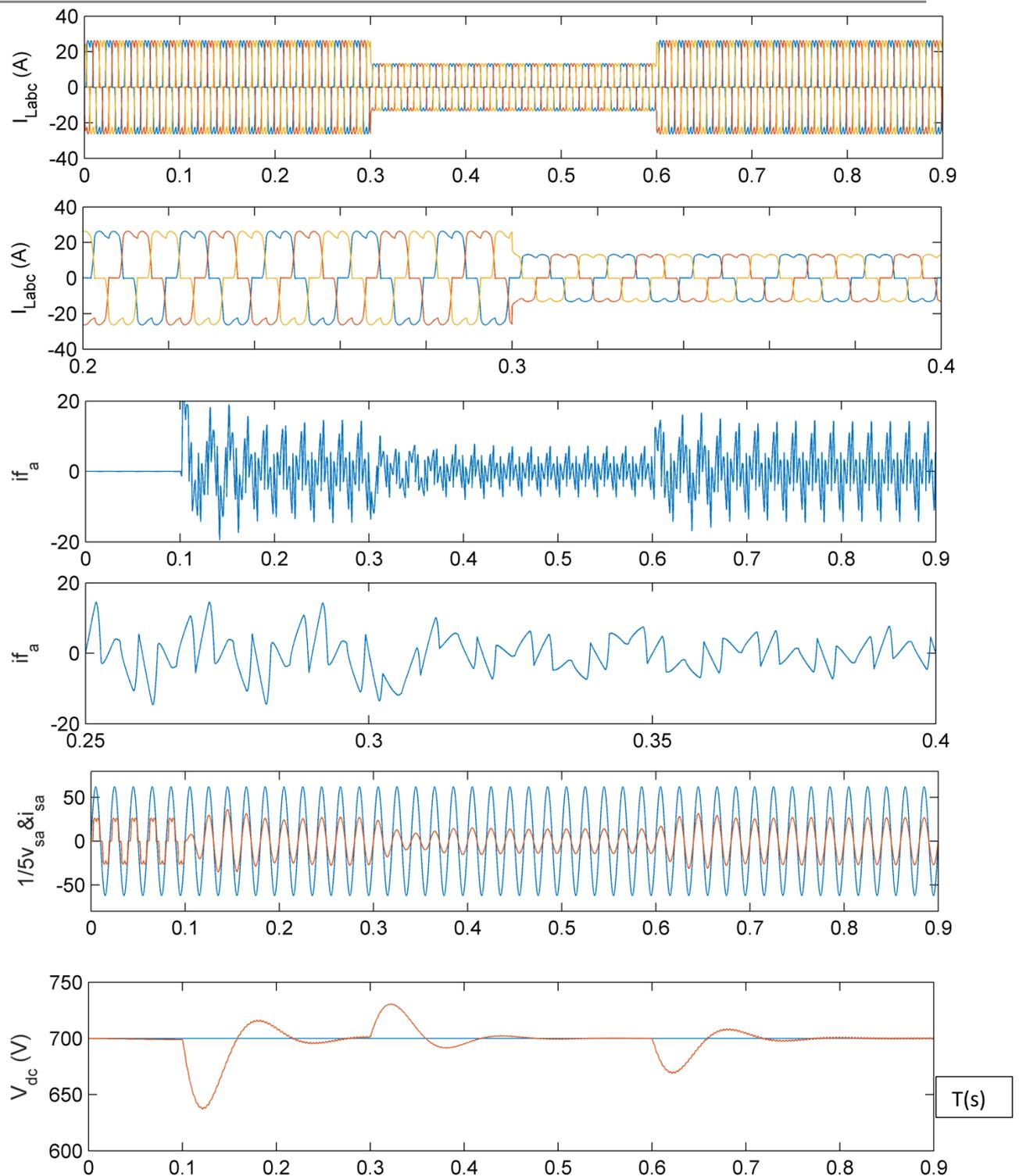
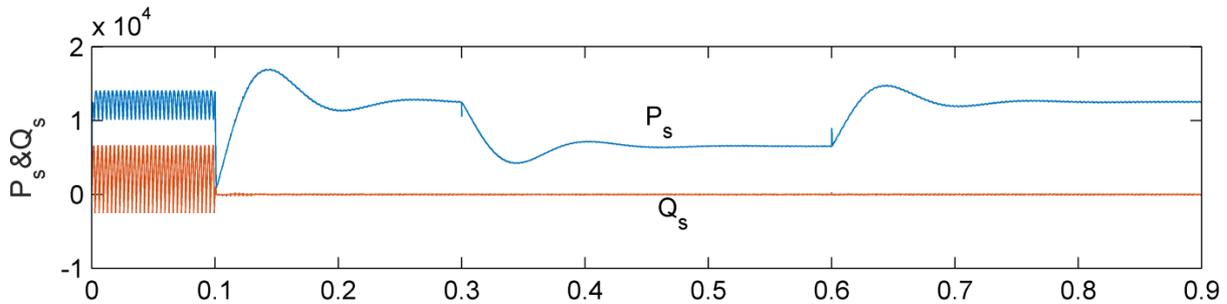


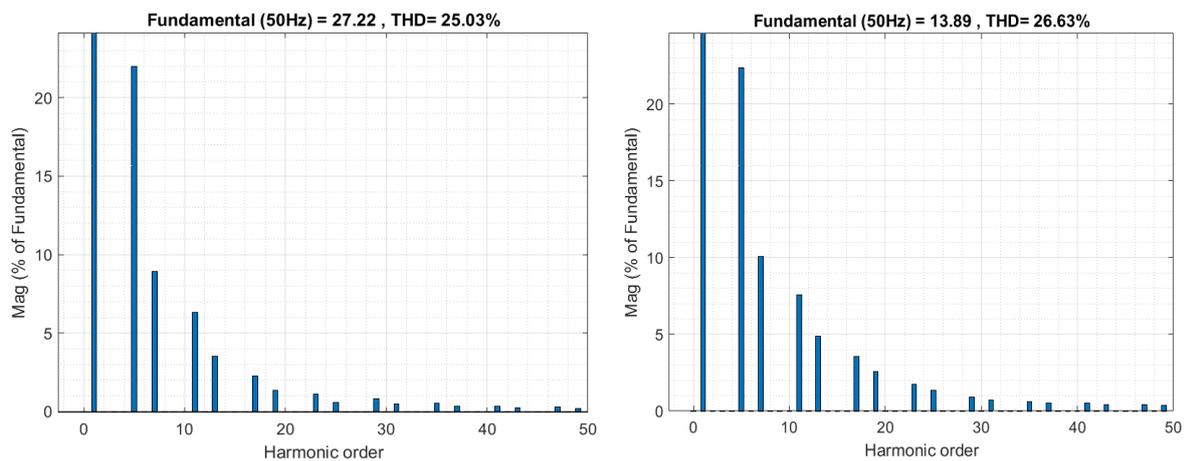
Figure III. 4: Performance d'un filtre actif à trois niveaux contrôlés par une commande PI.

La Figure III. 5 montre les formes d'onde de la puissance réelle et imaginaire instantanée à la source en fonction de temps. Le profil de la puissance réelle est presque continu avec de légères oscillations en régime permanent, tandis que la puissance imaginaire est complètement continue et maintenue à zéro pendant toute la durée de la simulation. La tension du bus continu suit précisément sa référence avec un dépassement avant et après la variation des charges, avec

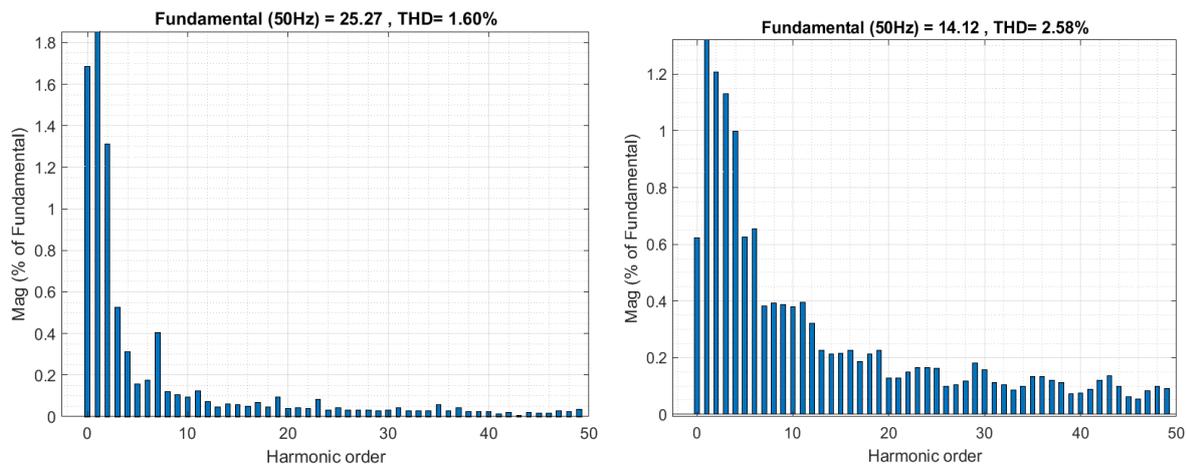
un temps de réponse de 0.13 sec. La [Figure III. 6](#) et [Figure III. 7](#) montrent le THD du courant de la source avant filtrage et avant la variation de la charge, qui est de 25.03%. Après le filtrage, le THD du courant de la source diminue à 1.60%. Après le changement de la charge polluante, le THD du courant de la source est de 26.63%. Après le filtrage, le THD du courant de la source diminue à 2.58%.



[Figure III. 5](#):Puissances réelles et imaginaires dans la source avant et après variation de charge, par la commande PI.



[Figure III. 6](#):Spectres harmoniques des courants sources avant filtrage avec variation de charge.



[Figure III. 7](#):Spectres harmoniques des courants sources après filtrage avec variation de charge.

III.5.2 Command non linéaire par mode glissant d'ordre 2

La commande directe est utilisée dans nos travaux de recherche et repose sur la comparaison entre le courant de référence (I_f^*) et le courant réel (I_f) injecté par le filtre actif. La production des impulsions de l'onduleur est contrôlée par un régulateur à mode glissant d'ordre 2. La tension du bus continu (V_{dc}) est détectée et comparée à une tension de référence (V_{dc-ref}), et la différence est utilisée pour obtenir l'amplitude du courant source de référence (I_{max}) via régulateur à mode glissant d'ordre 2. Cette amplitude est multipliée par un signal sinusoïdal unitaire délivré par la boucle de verrouillage de phase (PLL_{FMF}) pour obtenir le courant source de référence instantané (I_s^*). La différence entre le courant de ligne et le courant source de référence détermine le courant souhaité pour le filtre.

$$\begin{bmatrix} i_{sa}^* \\ i_{sb}^* \\ i_{sc}^* \end{bmatrix} = I_{max} \begin{bmatrix} \sin(\theta) \\ \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (III.15)$$

$$\begin{bmatrix} i_{fa}^* \\ i_{fb}^* \\ i_{fc}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{la} - i_{sa}^* \\ i_{lb} - i_{sb}^* \\ i_{lc} - i_{sc}^* \end{bmatrix} \quad (III.16)$$

Figure III. 8 présente la synthèse d'un régulateur par mode glissant d'ordre 2 pour le courant de filtre dans le repère stationnaire $\alpha\beta$.

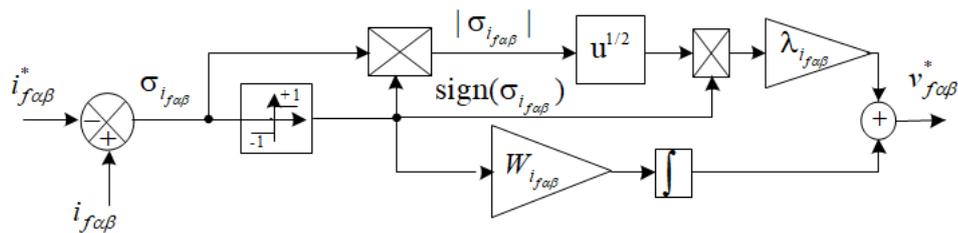


Figure III. 8:Schéma de principe de la régulation des courants par mode glissant d'ordre 2.

Le régulateur par mode glissant d'ordre 2 doit contrôler la différence entre le courant de référence (I_f^*) et le courant fourni par l'onduleur (I_f). Cette différence est nécessaire pour ajuster les ordres de commande des interrupteurs du convertisseur DC/AC du système de protection active. La Figure III. 9 représente le schéma synoptique de la loi de commande en mode glissant d'ordre 2 pour le filtre de puissance active parallèle en présence de charges non linéaires polluantes.

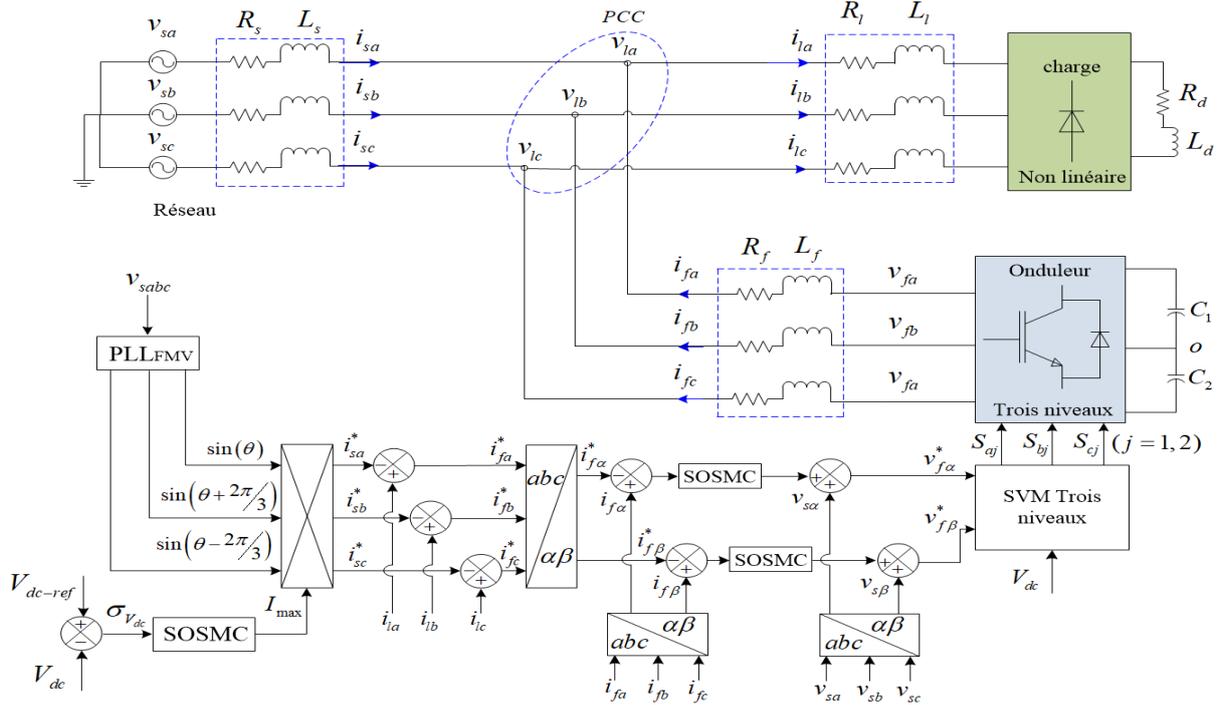


Figure III. 9: Schéma de principe de la commande par mode glissant d'ordre 2.

III.5.2.1 Cas d'un réseau triphasé équilibré

Dans cette section, nous présentons et discutons les résultats principaux. Le filtre actif shunt triphasé à trois niveaux avec la commande par mode glissant d'ordre 2, représenté sur la Figure III. 9, a été implémenté dans MATLAB avec l'aide de la boîte d'outils Power System. Les simulations ont été effectuées avec une charge non linéaire équilibrée et une variation de charge à $t=0.3s$. La Figure III. 10 montre les formes d'onde de tension et de courant obtenues avec la commande par mode glissant d'ordre 2, de haut en bas le courant de source, puis le courant de charge, la tension et enfin le courant de la phase a. La tension continue de l'unité de condensateur est également présentée en fonction de temps. On observe que le courant du filtre actif suit sa référence avant et après la variation de charge, ce qui garantit une forme d'onde sinusoïdale pour le courant de source. La tension du bus continu suit également sa référence sans dépassement, avec un temps de réponse de 0.1 seconde. La Figure III. 11 montre les formes d'onde de la puissance réelle et imaginaire instantanée à la source. La puissance réelle est presque continue avec des oscillations légères en régime permanent, tandis que la puissance imaginaire est entièrement continue et maintenue à zéro pendant toute la durée de la simulation.

La Figure III. 12 montre le spectre harmonique de courant de source filtré, avec un THD du courant source avant filtrage et avant la variation de charge à 25.03%. Après le filtrage, le THD du courant de source est réduit à 0.73%. Après la variation de charge polluante, le THD du courant de source est de 26.63%, mais il est réduit à 1.07% après le filtrage.

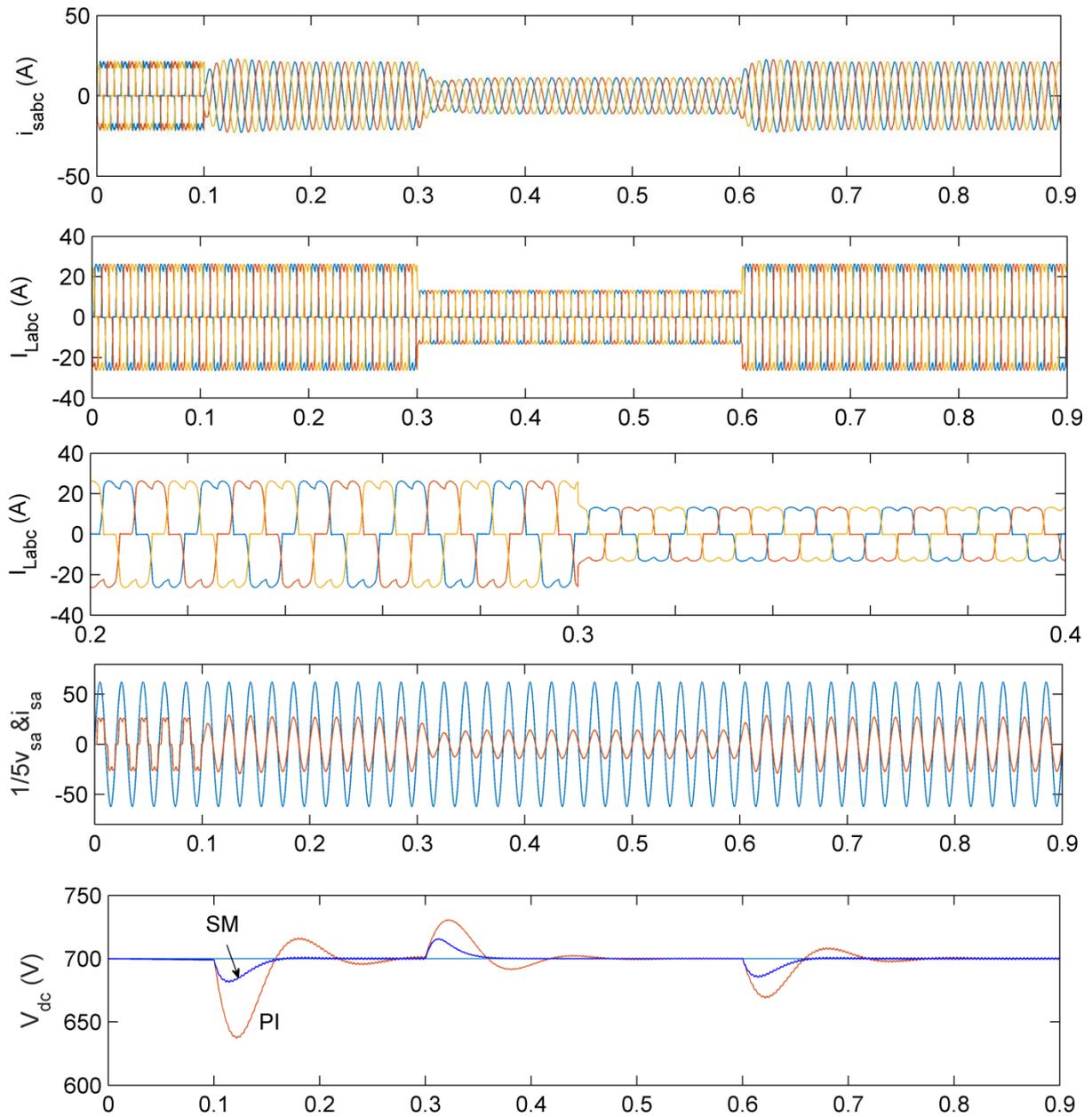


Figure III. 10: Performance d'un filtre actif à trois niveaux contrôlés par la commande mode glissant d'ordre 2.

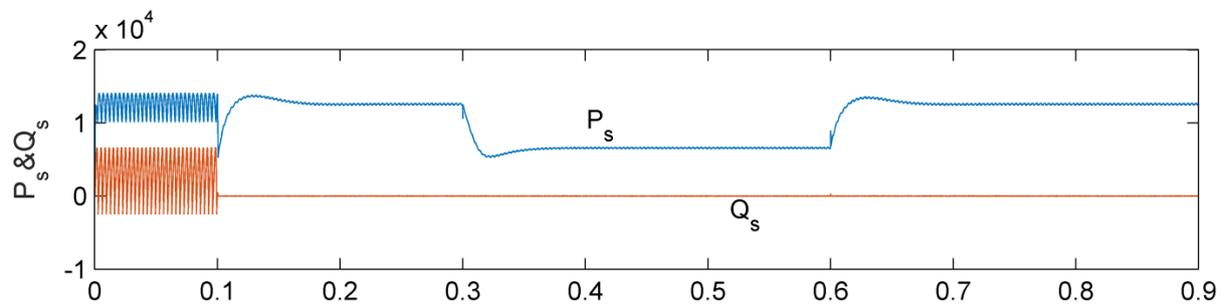


Figure III. 11: Puissances réelles et imaginaires dans la source avant et après variation de charge, par la commande mode glissant d'ordre 2.

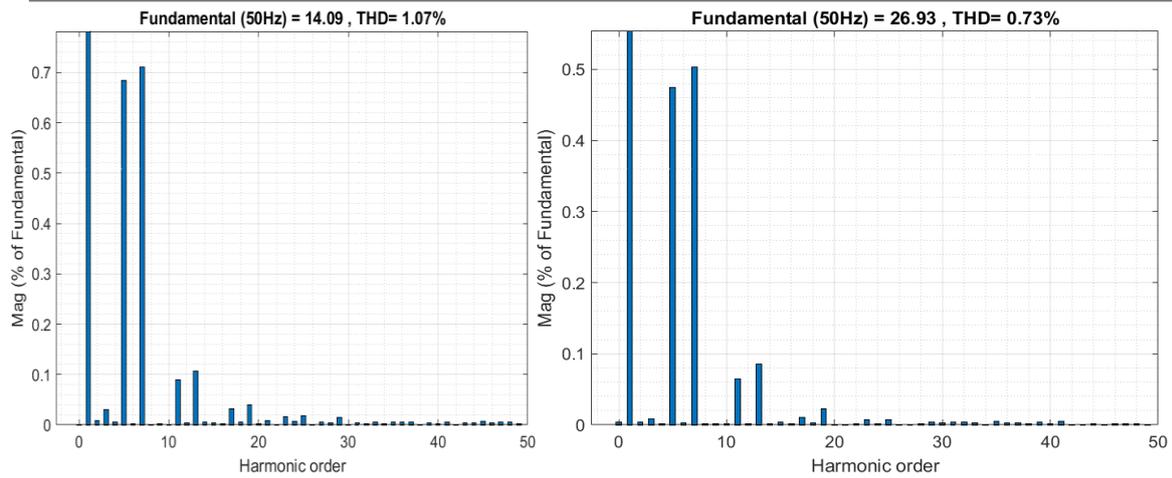


Figure III. 12: Spectres harmoniques des courants sources après filtrage avec variation de charge.

III.5.2.2 Cas d'un réseau triphasé déséquilibré

Dans cette section, nous exposons les résultats clés relatifs au filtre actif shunt triphasé à trois niveaux, en appliquant une commande par mode glissant d'ordre 2 et une commande directe du courant de filtre. Une approche multivariable est employée pour aborder le cas d'un réseau triphasé déséquilibré.

La Figure III. 13 montre les résultats des simulations effectuées dans le cas d'un réseau triphasé déséquilibré pendant la fluctuation de charges à $t = 0,3$ s. Le courant de source conserve une forme sinusoïdale en dépit de la tension déséquilibrée de l'alimentation. La tension est en phase avec le courant (phase a) et la tension de bus continue rattrape sa référence avec une ondulation de 2 V. Cela confirme l'efficacité du système dans ce cas.

La Figure III. 14 montre le courant de source filtré et son spectre harmonique. Après filtrage, le THD du courant source diminue de 25,03 % à 2,33 %. Après la variation de charge, le THD du courant source diminue de 26,63 % à 2,08 %. Cela confirme que le filtre réduit efficacement les harmoniques dans le réseau, malgré l'existence d'un réseau triphasé déséquilibré.

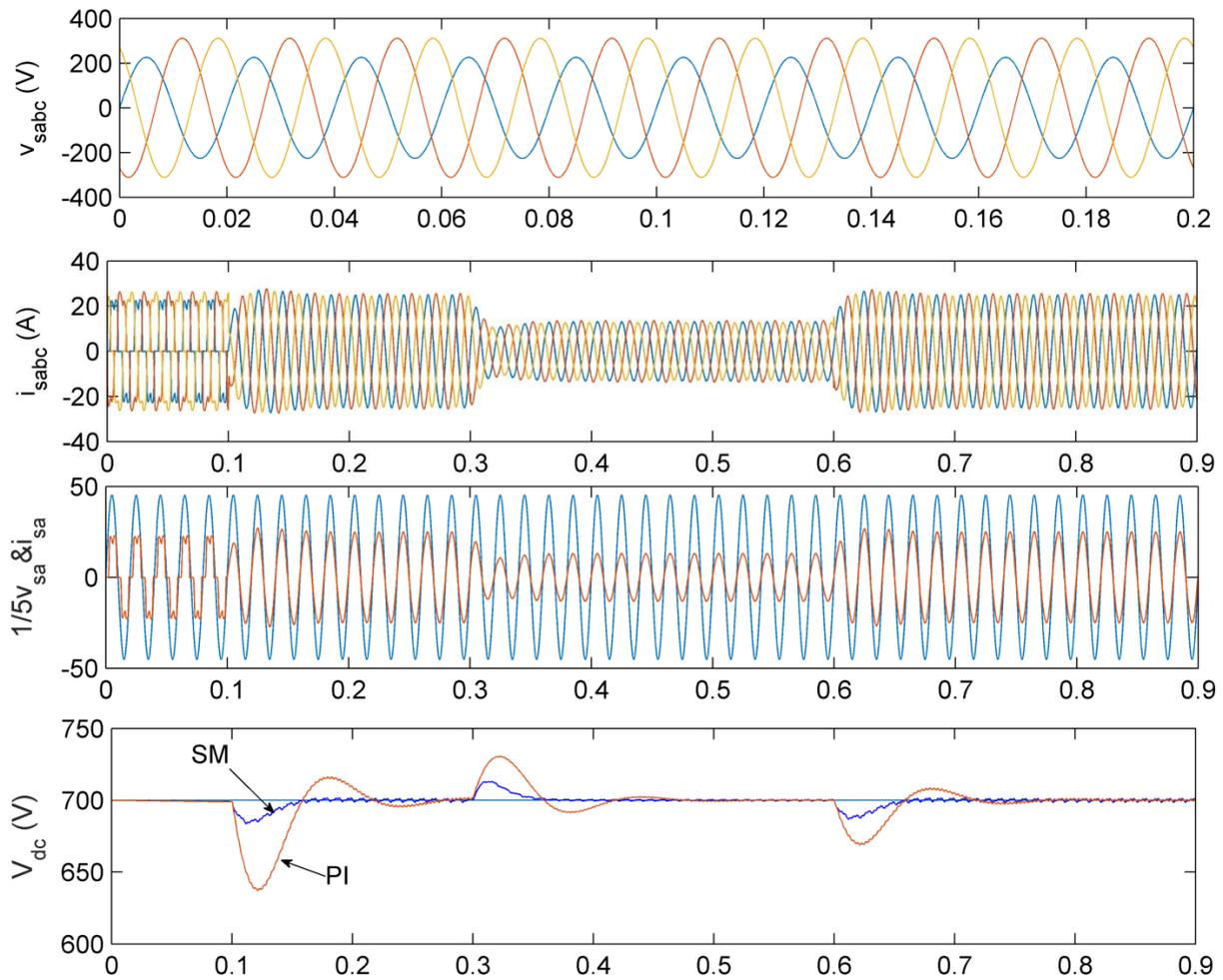


Figure III. 13: Performance d'un filtre actif à trois niveaux contrôlés par la commande mode glissant d'ordre 2, avec réseau triphasé déséquilibré.

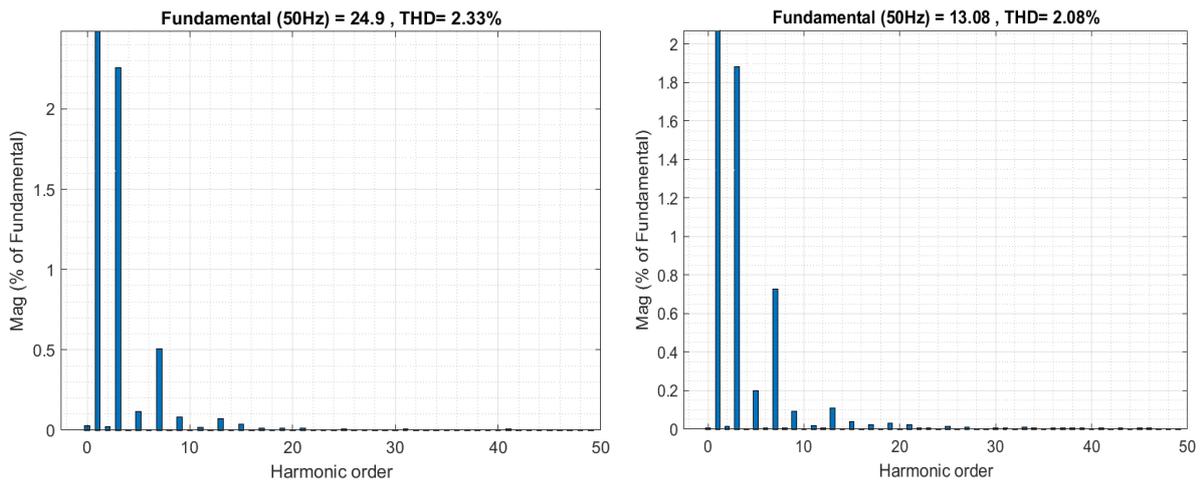


Figure III. 14: Spectres harmoniques des courants sources après filtrage avec variation de charge, avec réseau triphasé déséquilibré.

III.5.2.3 Cas d'une source de tensions équilibrées et contenant des harmoniques

Dans cette section, nous présentons les résultats principaux concernant le filtre actif shunt triphasé à trois niveaux, en utilisant une commande par mode glissant de second ordre ainsi qu'une commande directe du courant de filtre. Une approche multivariable est adoptée pour traiter le cas d'une source de tensions équilibrées contenant des harmoniques.

Les [Figure III. 15](#) montre les résultats des simulations effectuées pour un réseau triphasé équilibrées lors de la variation de charge à $t=0.3s$. On remarque que le courant de source reste sinusoïdal même si la tension de la source alimentation est déséquilibrée et comporte des harmoniques. La tension est en phase avec le courant (phase a), et la tension du bus continu se rapproche de sa référence avec une oscillation de 1.7V.

La [Figure III. 16](#) montre le spectre harmonique du courant de source après filtrage. Après le filtrage, le THD du courant de source diminue à partir de 25.10 % à 1.81%. Après la variation de charge, le THD du courant de source baisse à partir de 26.67 % à 2.08%. Cela confirme que le filtre fait son travail de réduction des harmoniques dans le réseau, malgré l'existence d'une source de tensions équilibrées et contenant des harmoniques.

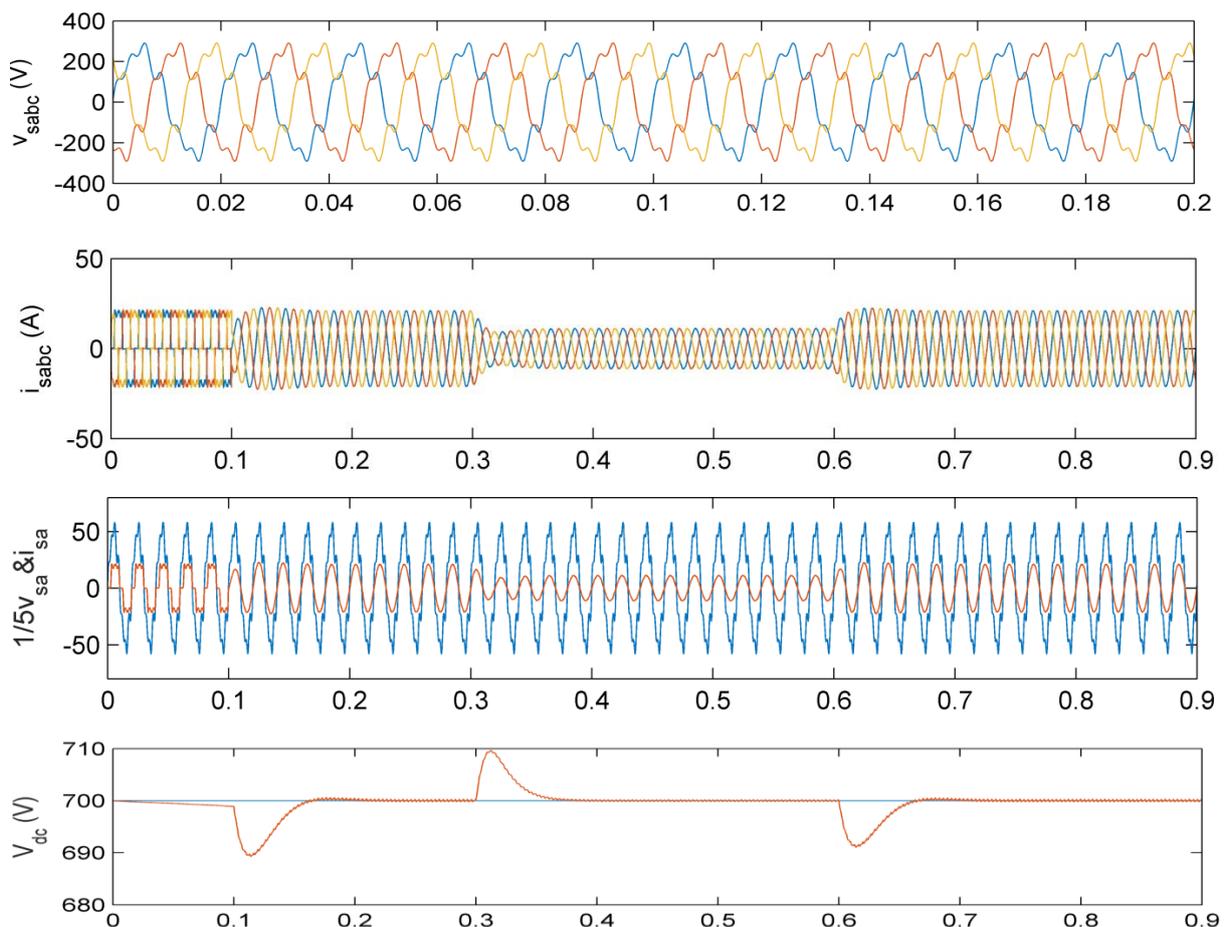


Figure III. 15: Performance d'un filtre actif à trois niveaux contrôlés par la commande mode glissant d'ordre 2, avec réseau triphasé équilibrées et contenant des harmoniques.

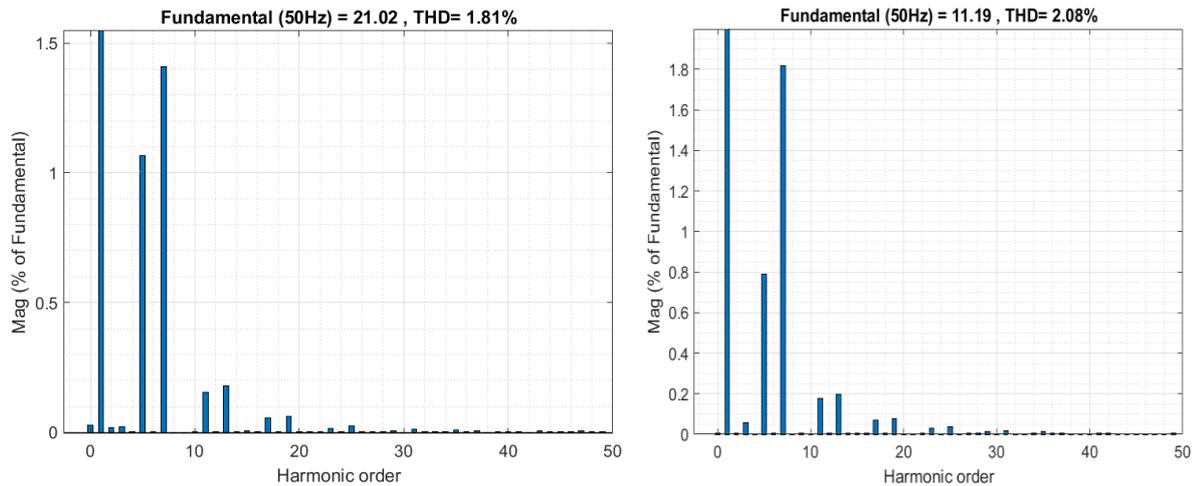


Figure III. 16: Spectres harmoniques des courants sources après filtrage avec variation de charge, avec réseau triphasé équilibrées et contenant des harmoniques.

III.6 Étude comparative

Le [Tableau III. 1](#) présente les valeurs des différents paramètres de comparaison obtenus pour les techniques de commande décrites dans ce chapitre (commande linéaire PI et mode glissant d'ordre 2) en les comparant à ceux de la commande non linéaire par mode glissant [62]. Ce tableau montre que les performances du filtre actif shunt à trois niveaux ont été améliorées par rapport à celles du filtre actif shunt à deux niveaux.

Tableau III. 1: Comparaison entre les deux techniques de commande pour deux types de filtre :(Filtre actif shunt à deux niveaux et Filtre actif shunt à trois niveaux).

Type de filtre	Filtre actif shunt à deux niveaux		Filtre actif shunt à trois niveaux	
	PI	SOSMC	PI	SOSMC
THD Avant variation de charge et Avant filtrage	28.59 %		25.03	
THD après variation de charge et Avant filtrage	29.15 %		26.63	
THD de courant source, avant filtrage et variation de charge	2.13%	1.25%	1.60%	0.73%
THD de courant source, après filtrage et variation de charge	2.92%	1.27%	2.58%	1.07%
Durée de transitoire de V_{dc} lors de l'enclenchement du filtre	0.17s	0.12s	0.13s	0.1s
Oscillations de puissance réactive (K var)	0.12	0.65	0.1	0.46

III.7 Conclusion

Ce chapitre a démontré l'efficacité des techniques de commande linéaire et non linéaire appliquées au filtre actif shunt à trois niveaux. Tout d'abord, nous avons utilisé la commande linéaire ainsi que la commande non linéaire pour réguler les courants harmoniques et la tension aux bornes du condensateur du filtre actif à trois niveaux. Les résultats obtenus sont satisfaisants tant en termes de performances temporelles que de robustesse. Ensuite, nous avons présenté les résultats de simulation d'un filtre actif shunt à trois niveaux, contrôlé par mode glissant d'ordre 2 basé sur PLL_{FMV}, et avons testé son efficacité face à des sources de tensions déséquilibrées et équilibrées avec harmoniques. Les résultats montrent que le système répond bien dans ces situations, en maintenant les proportions d'harmoniques dans le réseau conformes aux normes internationales.

Conclusion générale et perspectives

Conclusion générale et perspectives

Au cours des dernières années, le problème de la pollution harmonique causée par les charges non linéaires s'est amplifié chez les consommateurs d'énergie électrique. Ce phénomène est devenu un défi majeur pour la distribution d'énergie, en raison de la nature de plus en plus imprévisible de ces charges et des risques accrus d'interactions. Les solutions passives étant souvent insuffisantes, il existe des solutions de dépollution qui se basent sur des filtres actifs. Notre recherche s'est concentrée sur le contrôle de ces filtres actifs, abordé en trois parties principales :

- L'identification des courants de compensation ;
- Le contrôle des courants compensateurs ;
- Le contrôle de la tension aux bornes du bus continu.

Dans ce mémoire, nous avons analysé les dispositifs de dépollution des réseaux électriques à l'aide de filtres actifs. Nous avons spécifiquement étudié le filtre actif parallèle à trois niveaux, en comparant ses performances en matière de réduction de la pollution harmonique dans le réseau électrique.

Dans le premier chapitre, nous avons abordé les perturbations harmoniques causées par les charges non linéaires connectées aux réseaux électriques. Nous avons également examiné les sources et les conséquences négatives de ces perturbations. Ensuite, nous avons donné un aperçu des solutions de filtrage traditionnelles et modernes, telles que les filtres passifs, les filtres actifs et la combinaison des deux.

Dans le deuxième chapitre, nous avons étudié la modélisation et la méthode de contrôle du filtre actif basé sur un onduleur à trois niveaux, avec application de la stratégie de contrôle SVM pour produire une séquence déterminée d'état de l'onduleur, avec une explication approfondie de ce contrôle.

Dans le but d'améliorer les performances du filtre actif basé sur un onduleur à trois niveaux, dans le troisième chapitre, nous avons d'abord utilisé un contrôleur linéaire pour compenser les courants harmoniques dans le réseau électrique et contrôler la tension aux bornes du bus DC. Ensuite, nous avons amélioré la boucle de verrouillage de phase (PLL) en y

intégrant un filtre multivarié (FMV) conçu pour extraire les harmoniques. Les résultats en matière de réduction de la proportion d'harmoniques et de compensation de la puissance réactive étaient acceptables.

Les simulations du système avec une commande en SOSMC ont montré que le filtre actif peut fonctionner efficacement même en présence de perturbations de tension telles que des harmoniques et des sources déséquilibrées. Ces résultats indiquent que le système est robuste et capable de maintenir des performances optimales malgré des conditions électriques défavorables.

Pour poursuivre notre recherche, nous proposons d'approfondir l'optimisation des paramètres des régulateurs de type PI et SOSMC. L'objectif est de garantir une réponse dynamique rapide et une stabilité améliorée du système en toutes circonstances. En parallèle, nous envisageons de remplacer le convertisseur multiniveau actuellement utilisé par un convertisseur matriciel, l'utilisation de techniques de commande intelligente (logique floue, réseaux de neurones), l'intégration de systèmes photovoltaïques et l'implémentation pratique des algorithmes de commande. Ce changement vise à améliorer l'efficacité énergétique et à réduire la complexité du système.

Bibliographies

- [1] S. Ouchen, A. Betka, S. Abdeddaim, and R. Mechouma, “Design and experimental validation study on direct power control applied on active power filter,” 2nd Int. Conf. Intell. Energy Power Syst., pp. 1–5, Jun. 2016.
- [2] A. Kot, W. Nowak, W. Szpyra, and R. Tarko, “Analysis of impact of nonlinear loads on losses in power network elements,” *Przełąd Elektrotechniczny, Rok*, vol. 88, pp. 327–330, 2012.
- [3] J. Pou, D. Boroyevich, and R. Pindado, “Effects of imbalances and nonlinear loads on the voltage balance of a neutral-point-clamped inverter,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, no. 1, pp. 123–131, 2005.
- [4] A. Kalair, N. Abas, A. R. Kalair, Z. Saleem, and N. Khan, “Review of harmonic analysis, modeling and mitigation techniques,” *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 78, pp. 1152–1187, 2017.
- [5] Z. Huang, Y. Chen, S. Shi, and L. Luo, “Study on characteristic parameters of short-circuit impedance for a four-winding inductive filtering transformer in power system supplying nonlinear loads,” *IEEE Access*, vol. 7, pp. 115273–115280, 2019.
- [6] M-S. Koor « Amélioration de la qualité de l’énergie à l’aide de compensateurs actifs : série, parallèle ou conditionneurs unifiés de réseaux électriques », Thèse de doctorat de l’école Polytechnique de l’université de Nantes, Nantes, 2006.
- [7] A. Ullah, I. U. H. Sheikh, S. Arshad, and F. Saleem, “Digital active power filter controller design for current harmonics in power system,” in *2019 16th International Bhurban Conference on Applied Sciences and Technology (IBCAST)*, 2019, pp. 384–388.
- [8] D. Li, T. Wang, W. Pan, X. Ding, and J. Gong, “A comprehensive review of improving power quality using active power filters,” *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 199, p. 107389, 2021.
- [9] A. K. Mishra, S. R. Das, P. K. Ray, R. K. Mallick, A. Mohanty, and D. K. Mishra, “PSO-GWO optimized fractional order PID based hybrid shunt active power filter for power quality improvements,” *IEEE Access*, vol. 8, pp. 74497–74512, 2020.
- [10] H. Awad and M. H. J. Bollen, “Power electronics for power quality improvements,” *2003 IEEE Int. Symp. Ind. Electron. (Cat. No.03TH8692)*, vol. 2, no. Rio de Janeiro, June 9–11, pp. 1129–1136, 2003.
- [11] L. L. de Souza, N. Rocha, D. A. Fernandes, R. P. R. De Sousa, and C. B. Jacobina, “Grid

- harmonic current correction based on parallel three-phase shunt active power filter,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 37, no. 2, pp. 1422–1434, 2021.
- [12] Z. Kherakheria, “Qualité de l’énergie électrique en moyenne tension,” 2019.
- [13] H. Sakkou, “Conception d’une compensatrice active multifonction corrigeant toutes les perturbations en tension générées par les charges non linéaires et les fours à arc”, mémoire de maîtrise en génie électrique, Ecole de technologie supérieure, Université du Québec, 09 Janvier 2007.
- [14] A. Bouafia, “Techniques de commande prédictive et floue pour les systèmes d’électronique de puissance : application aux redresseurs à MLI.” 2014.
- [15] F. De La Rosa, *Harmonics and power systems*, vol. 13. CRC press Boca Raton, 2006.
- [16] R.-P. Bouchard and G. Olivier, *Electrotechnique*. Presses inter Polytechnique, 1999.
- [17] K. Mann and J. Rösche, “Sleep under exposure to high-frequency electromagnetic fields,” *Sleep Med. Rev.*, vol. 8, no. 2, pp. 95–107, 2004.
- [18] M. Shafiee Khor, “Amélioration de la qualité de l’énergie à l’aide de compensateurs actifs : série, parallèle ou conditionneurs unifiés de réseaux électriques.” Nantes, 2006.
- [19] S. D. Swain, P. K. Ray, and K. B. Mohanty, “Design of passive power filter for hybrid series active power filter using estimation, detection and classification method,” *Int. J. Emerg. Electr. Power Syst.*, vol. 17, no. 3, pp. 363–375, 2016.
- [20] M. Milovanović, J. Radosavljević, D. Klimenta, and B. Perović, “GA-based approach for optimal placement and sizing of passive power filters to reduce harmonics in distorted radial distribution systems,” *Electr. Eng.*, vol. 101, no. 3, pp. 787–803, 2019.
- [21] W. U. K. Tareen and S. Mekhielf, “Three-Phase Transformerless Shunt Active Power Filter With Reduced Switch Count for Harmonic Compensation in Grid-Connected Applications,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 6, pp. 4868–4881, 2018, doi: 10.1109/TPEL.2017.2728602.
- [22] M. Magraoui, “Validation de techniques de commande d’un filtre actif parallèle,” *Thèse de doctorat, École de technologie supérieure, Université du Québec, 2007.*
- [23] L.-J. Sheng P.-F. Zheng, « Multilevel Converters-A new Breed of Power Converters », *IEEE Trans on Industry Applications*, vol ; 32, no3, pp ; 509–517, 1996.
- [24] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, J.-K. Pedersen, E. Cengelci, S.-U. Sulistijo, B.-O. Woo, P. Enjeti, « Multilevel Converter - A Survey », in *Proceeding of European Conference on Power Electronics and Application (EPE’99)*, Lausanne, Switzerland, 1999.

-
- [25] M. N. Raju, J. Sreedevi, R. P Mandi, and K. S. Meera, “Modular multilevel converters technology: a comprehensive study on its topologies, modelling, control and applications,” *IET Power Electron.*, vol. 12, no. 2, pp. 149–169, 2019.
- [26] L-A. Serpa « Current Control Strategies for Multilevel Grid Connected Inverters»
Thèse de doctorat en Sciences, Swiss Federal Institute of Technology Zurich Brazil, 2007.
- [27] J. Rodriguez, Lai Jih-Sheng, and Peng Fang Zheng, « Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls, and Applications», *IEEE Trans on Industrial Electronics*, vol; 49, no4, pp ; 724–738, 2002.
- [28] P. Qian, X. Ma, G. Liu, and Z. Chen, “Reducing neutral-point voltage fluctuation in NPC three-level active power filters,” *Electr. Eng.*, vol. 100, pp. 721–732, 2018.
- [29] M. Kashif, M. J. Hossain, F. Zhuo, and S. Gautam, “Design and implementation of a three-level active power filter for harmonic and reactive power compensation,” *Electr. power Syst. Res.*, vol. 165, pp. 144–156, 2018.
- [30] D. Florica, E. Florica, and G. Gateau, “Three-level active NPC converter: PWM strategies and loss distribution,” in *2008 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, 2008, pp. 3333–3338.
- [31] C. Attaianese, M. Di Monaco, and G. Tomasso, “Three-Phase Three-Level active NPC converters for high power systems,” in *SPEEDAM 2010*, 2010, pp. 204–209.
- [32] A. Chebabhi, M. K. Fellah, A. Kessal, and M. F. Benkhoris, “Power quality improvement using a four leg SAPF based on phase locked loop with multi variable filter under unbalanced source voltages and loads,” *Bull Eng*, vol. 5, 2012.
- [33] H. Pan, Z. Li, and T. Wei, “A novel phase-locked loop with improved-dual adaptive notch filter and multi-variable filter,” *IEEE Access*, vol. 7, pp. 176578–176586, 2019.
- [34] B. N. Rao, Y. Suresh, A. K. Panda, B. S. Naik, and V. Jammala, “Development of cascaded multilevel inverter based active power filter with reduced transformers,” *CPSS Trans. Power Electron. Appl.*, vol. 5, no. 2, pp. 147–157, 2020.
- [35] F. Ucar, R. Coteli, and B. Dandil, “Three level inverter based shunt active power filter using multi-level hysteresis band current controller,” *Electr. Rev.*, vol. 88, no. 11A, pp. 227–231, 2012.
- [36] V. Aburto, M. Schneider, L. Moran, and J. Dixon, “An active power filter implemented

- with a three-level NPC voltage-source inverter,” in *PESC97. Record 28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Formerly Power Conditioning Specialists Conference 1970-71. Power Processing and Electronic Specialists Conference 1972, 1997*, vol. 2, pp. 1121–1126.
- [37] S. Khomfoi and L. M. Tolbert, “Multilevel power converters,” in *Power electronics handbook*, Elsevier, 2011, pp. 455–486.
- [38] P. Qashqai, A. Sheikholeslami, H. Vahedi, and K. Al-Haddad, “A review on multilevel converter topologies for electric transportation applications,” in *2015 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, 2015, pp. 1–6.
- [39] A. Chebabhi, M-K Fellah, M-F Benkhoris, A. Kessal « Three Level Four Leg Shunt Active Power Filter Based a New Three-Dimensional Space Vector Modulation strategy in the $\alpha\beta 0$ -axes» *Journal of Electrical Engineering*, (Accepter le 10/08/15).
- [40] H. Buhler « réglage par mode glissant », 1986.
- [41] A. Farag « commande non linéaire dans les systèmes de forage pétrolier : contribution à la suppression du phénomène de « stick-slip » », Thèse de docteur de l’université Paris XI UFR scientifique d’Orsay, 2006.
- [42] L. Zhang *et al.*, “Evaluation of different Si/SiC hybrid three-level active NPC inverters for high power density,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 35, no. 8, pp. 8224–8236, 2019.
- [43] R. S. Kanchan, P. N. Tekwani, M. R. Baiju, K. Gopakumar, and A. Pittet, “Three-level inverter configuration with common-mode voltage elimination for induction motor drive,” *IEE Proceedings-Electric Power Appl.*, vol. 152, no. 2, pp. 261–270, 2005.
- [44] P-E. Vidal « Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation », Thèse docteur de l'institut national polytechnique de Toulouse spécialité : génie électrique. 14 décembre 2004.
- [45] C. I. Odeh, A. Lewicki, M. Morawiec, and D. Kondratenko, “Three-level F-type Inverter,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 36, no. 10, pp. 11265–11275, 2021.
- [46] N-Y. Dai, M-C. Wong, Y-D. Han « Application of a Three-level NPC Inverter as a Three-Phase Four-Wire Power Quality Compensator by Generalized 3DSVM », *IEEE Trans on Power Electronics*, vol; 21, no2, March 2006.
- [47] T. Abdelkrim, E. M. Berkouk, K. Aliouane, K. Benamrane, and T. Benslimane, “Etude et réalisation d’un onduleur à trois niveaux commandés par MLI vectorielle,” *J. Renew.*

- Energies*, vol. 14, no. 2, pp. 211–217, 2011.
- [48] A. Kessal, L. Rahmani « Expérimental Design of a Fuzzy Controller for Improving Power Factor of Boost Rectifier », *International journal of electronics*, Taylor & Francis, vol; 99, no12, pp ;1-11, 2012.
- [49] C. Xia, H. Shao, Y. Zhang, and X. He, “Adjustable proportional hybrid SVPWM strategy for neutral-point-clamped three-level inverters,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 10, pp. 4234–4242, 2012.
- [50] W. Jiang *et al.*, “A novel virtual space vector modulation with reduced common-mode voltage and eliminated neutral point voltage oscillation for neutral point clamped three-level inverter,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 67, no. 2, pp. 884–894, 2019.
- [51] N. Shanmugasundaram, S. P. Kumar, and E. N. Ganesh, “Modelling and analysis of space vector pulse width modulated inverter drives system using MatLab/Simulink,” *Int. J. Adv. Intell. Paradig.*, vol. 22, no. 1–2, pp. 200–213, 2022.
- [52] V. Jayakumar, B. Chokkalingam, and J. L. Munda, “A comprehensive review on space vector modulation techniques for neutral point clamped multi-level inverters,” *IEEE Access*, vol. 9, pp. 112104–112144, 2021.
- [53] S. Saidi, R. Abbassi, and S. Chebbi, “Fuzzy logic controller for three-level shunt active filter compensating harmonics and reactive power,” *Int. J. Adapt. Control Signal Process.*, vol. 30, no. 6, pp. 809–823, 2016.
- [54] Y. Ayachi Amor, F. Hamoudi, A. Kheldoun, G. Didier, and Z. Rabiai, “Fuzzy logic enhanced control for a single-stage grid-tied photovoltaic system with shunt active filtering capability,” *Int. Trans. Electr. Energy Syst.*, vol. 31, no. 10, p. e13008, 2021.
- [55] W. Ahmed and S. M. U. Ali, “Comparative study of SVPWM (space vector pulse width modulation) & SPWM (sinusoidal pulse width modulation) based three phase voltage source inverters for variable speed drive,” in *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*, 2013, vol. 51, no. 1, p. 12027.
- [56] T-D. Rachmildha, A. Llor, M. Fadel, P-A. Dahono, Y. Haroen « Comparison of Direct Power Control with Hybrid Approach on 3-Phase 4-Wire Active Power Filter between p-q-0 and p-q-r Power Theory », IEEE, International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), pp; 2270 – 2275, 2008.

-
- [57] B. Fan, Z. Fu, J. Fu, and L. Liu, “Midpoint potential compensation balance control method based on virtual space vector pulse-width modulation for NPC three-level inverter,” *Int. Trans. Electr. Energy Syst.*, vol. 29, no. 9, p. e12044, 2019.
- [58] R. Zhang, V. H. Prasad, B. Dushan. « Three-dimensional space vector modulation for four-leg voltage-source converters ». *IEEE Transactions on Power Electronics*, 17(3) : 314–324, 2002.
- [59] S. K. Mondal, B. K. Bose, V. Oleschuk, and J. O. P. Pinto, “Space vector pulse width modulation of three-level inverter extending operation into overmodulation region,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, no. 2, pp. 604–611, 2003.
- [60] A. Chebabhi, K. Abdelhalim, F. M. K. Fellah, and A. Fayssal, “Self tuning filter and fuzzy logic control of shunt active power filter for eliminates the current harmonics constraints under unbalanced source voltages and loads conditions,” *J. Power Technol.*, vol. 98, no. 1, p. 1, 2018.
- [61] A. Benyamina, S. Moulahoum, H. Houassine, and N. Kabache, “Advanced PLL with multivariable filter and fuzzy logic controller-based shunt active power filter,” in *2015 20th international conference on methods and models in automation and robotics (MMAR)*, pp. 364–369, 2015.
- [62] Brahim DEFFAF « Contribution à l'amélioration de la commande d'un filtre actif par les techniques non linéaires », Thèse de doctorat de l'université de A. Mira-Bejaia 2023.

Annexes

Tableau A.1. Paramètres du filtre.

Paramètres	Valeurs
Valeur efficace de la tension de phase	220 V
Fréquence fondamentale	50 Hz
Impédance de la source R_s, L_s	0.1 Ω , 3 μ H
Impédance du filtre R_f, L_f	5m Ω , 3mH
Impédance de ligne R_L, L_L	1.2m Ω , 2mH
Charge du redresseur à diodes R_d, L_d	40 Ω , 10mH
Référence de tension du bus continue	700V
Condensateur du bus continue C_{dc}	6mF