

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  
Laboratoire ou unité de recherche de rattachement : Laboratoire de  
Maîtrise des Energies Renouvelables

**THÈSE**  
**EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME DE**  
**DOCTORAT**

Domaine : Sciences et Technologies    Filière : Electrotechnique  
Spécialité : Electrotechnique industrielle

Présentée par  
Brahim DEFFAF

*Thème*

**Contribution à l'amélioration de la commande d'un filtre actif par les  
techniques non linéaires**

Soutenue le : 25 juin 2023

Devant le Jury composé de :

Nom et Prénom	Grade		
Mr Salah TAMALOUZT	MCA	Univ. de Bejaia	Président
Mr Farid HAMOUDI	Prof	Univ. de Bejaia	Rapporteur
Mr Slimane MEDJMADJ	MCA	Univ. de BBA	Co-Rapporteur
Mme Radia ABDELLI	MCA	Univ. de Bejaia	Examineur
Mr Elkheir MERABET	Prof	Univ. de BBA	Examineur

Année Universitaire : 2022/2023

## 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 cette thèse.

Ensuite, je tiens à exprimer ma reconnaissance la plus sincère à nos superviseurs de projet, le **Pr. Farid HAMOUDI** et le Co-superviseur **Dr. Slimane MEDJMADJ**, pour leurs judicieux conseils, leur aide constante et les précieuses suggestions qu'ils m'ont prodiguées durant tout le déroulement de ma thèse jusqu'à sa conclusion.

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

Je tiens également à remercier mes camarades doctorants : **Naamane DEBDOUCHE, Mehdi BOUKHARI, Ismail BERRABAH, Badr Eddine BEHIR, Ahmed AISSAOUI.**

De plus, je remercie **Dr. AMMARI** pour son encouragement et ses précieux conseils.

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.

**Brahim DEFFAF**

## 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.*

*Pour mon meilleur ami, qui a partagé les bons et les mauvais moments avec moi et m'a toujours apporté son soutien inconditionnel.*

*À mes professeurs, pour leur guidance et leur enseignement précieux.*

*À tous ceux qui ont participé directement ou indirectement à la réalisation de cette thèse.*

## Table des matières

Remerciements.....	I
Dédicaces .....	II
Table des matières .....	III
Liste des Figures .....	VII
Liste des Tableaux .....	XII
Liste des symboles et Acronymes.....	XIII
Introduction Générale .....	1
Chapitre I : Perturbation des réseaux électriques et solutions de dépollution .....	6
I.1 Introduction.....	6
I.2 Qualité de l'énergie électrique .....	6
I.3 Les perturbations harmoniques .....	6
I.4 Surtensions temporaires .....	7
I.5 Creux de tension .....	7
I.6 Fluctuation de l'amplitude de la tension.....	7
I.7 Déséquilibres des systèmes triphasés.....	8
I.8 Fluctuation de fréquence.....	8
I.8.1 Sources des harmoniques .....	8
I.9 Charges non-linéaires types source de courants harmoniques.....	9
I.10 Charges non-linéaires types source de tensions harmoniques .....	10
I.11 Effets des harmoniques .....	10
I.11.1 Caractéristiques des perturbations harmoniques .....	11
I.12 Le Taux de Distorsion Harmonique (THD).....	11
I.13 Normes standard en courant et tension harmonique .....	11
I.14 Facteur de puissance .....	13
I.15 Solutions de dépollution des réseaux électriques.....	14
I.15.1 Filtres passifs.....	14
I.15.2 Filtres actifs .....	15
I.16 Classification des filtres actifs .....	16
I.16.1 Convertisseur.....	16
I.16.2 Filtres actifs série .....	17
I.16.3 Filtres actifs parallèle .....	17
I.16.4 Filtrage universel.....	17
I.16.5 Filtres actifs hybrides .....	18
I.17 Comparaison entre un filtre actif et passif .....	20
I.18 Conclusion .....	21

Chapitre II : Commande du filtre actif parallèle basé sur onduleur deux niveaux .....	21
II.1 Introduction .....	21
II.2 Description et modélisation du filtre actif parallèle triphasé constitue d'un onduleur a deux niveaux .....	21
II.3 Modèle du filtre actif parallèle dans un repère triphasé .....	23
II.4 Modèle du filtre actif dans le repère synchrone (de Park).....	24
II.5 Modèle du filtre actif dans le repère stationnaire .....	24
II.6 Estimation des paramètres d'un filtre actif parallèle triphasé a deux niveaux .....	25
II.6.1 Filtre de couplage.....	25
II.6.2 Système de stockage d'énergie .....	26
II.7 Stratégies de contrôle du filtre actif parallèle à structure tension.....	28
II.8 Principe d'identification des perturbations harmoniques .....	28
II.9 Identification dans le domaine fréquentiel .....	28
II.10 Identification dans le domaine temporel .....	29
II.10.1 Théorie des puissances instantanées $pq$ .....	29
II.10.2 Méthode du référentiel synchrone .....	31
II.10.3 Système d'identification à base d'une PLL .....	33
II.11 Génération des signaux de contrôle.....	34
II.11.1 Génération des signaux de contrôle par hystérésis .....	34
II.11.2 Générations des signaux de contrôle par MLI sinusoïdale .....	34
II.11.3 Générations des signaux de contrôle par MLI vectorielle. ....	35
II.12 Commande linéaire du filtre actif parallèle .....	35
II.12.1 Régulation de la tension continue par un correcteur PI .....	35
II.12.2 Contrôle du courant du filtre par un correcteur PI.....	36
II.13 Résultats de simulation et interprétations.....	37
II.14 Commande par mode glissant d'un filtre actif parallèle à deux niveaux .....	40
II.15 Principe de la commande par mode glissant .....	40
II.15.1 Choix de la surface de glissement.....	40
II.15.2 Conditions d'existence et de convergence .....	41
II.15.3 Détermination de la loi de commande .....	41
II.15.4 Commande équivalente.....	41
II.15.5 Commande discontinue.....	42
II.16 Mode de glissement avec effet intégrale .....	42
II.17 Synthèse des régulateurs.....	43
II.17.1 Contrôle du courant du filtre actif $i_{fd}, i_{fq}$ .....	43
II.18 Régulateur de la tension continues $V_{dc}$ .....	46
II.19 Résultats de simulation.....	46

II.20	Commande par mode glissant d'ordre 2 d'un filtre actif parallèle à deux niveaux.....	49
II.20.1	Contrôle du courant du filtre actif $i_{fd}, i_{fq}$ .....	50
II.20.2	Régulateur de la tension continue $V_{dc}$ .....	52
II.20.3	Résultats de simulation .....	52
II.21	Conclusion.....	54
Chapitre III : Commande du filtre actif parallèle basé sur onduleur trois niveaux de type NPC		
.....		55
III.1	Introduction .....	55
III.2	Description du FAP trois niveaux .....	55
III.3	Modélisation du FAP .....	56
III.4	Modélisation et principe de fonctionnement de l'onduleur trois niveaux.....	57
III.5	Configurations et fonctionnement d'un bras de l'onduleur à trois niveaux.....	58
III.5.1	Première configuration {1100} .....	58
III.5.2	Deuxième configuration {0110} .....	58
III.5.3	Troisième configuration {0011}.....	58
III.6	Tensions de sortie de l'onduleur à trois niveaux .....	60
III.7	Tensions simples .....	60
III.8	Courants d'entrée .....	60
III.9	Stratégie de contrôle de la largeur d'impulsion vectorielle .....	61
III.9.1	Détermination du vecteur de tension de référence .....	62
III.9.2	Détermination du secteur.....	63
III.9.3	Détermination de la région dans le secteur.....	64
III.10	Calcul du temps de commutation .....	65
III.10.1	Région 1.....	65
III.11	Détermination des séquences des temps de commutation .....	67
III.12	Système d'identification à base d'une PLL.....	69
III.13	Etude des paramètres de la PLL.....	69
III.13.1	Les paramètres du régulateur PI.....	70
III.14	Amélioration de la structure de PLL.....	71
III.15	Résultats de simulation.....	72
III.15.1	Command linéaire par PI.....	72
III.15.2	Command non linéaire par mode glissant .....	74
III.16	Command non linéaire par mode glissant d'ordre 2.....	75
III.16.1	Cas d'un réseau triphasé équilibré.....	77
III.16.2	Cas d'un réseau triphasé déséquilibré .....	78
III.16.3	Cas d'une source de tensions équilibrées et contenant des harmoniques.....	79
III.17	Étude comparative.....	81

---

---

III.18 Conclusion.....	81
Chapitre IV : Association d'un FAP avec un Générateur PV.....	83
IV.1 Introduction.....	83
IV.2 Modélisation de la chaîne de conversion photovoltaïque .....	83
IV.2.1 Modélisation du générateur PV .....	83
IV.3 Caractéristiques I-V et P-V d'un module PV.....	86
IV.4 Effets de la température et de l'éclairement.....	86
IV.5 Modélisation du Convertisseur DC-DC (boost).....	87
IV.5.1 Première étape .....	88
IV.5.2 Deuxième étape .....	88
IV.6 Suivi de la puissance maximale du PV .....	89
IV.6.1 Principe du MPPT .....	90
IV.7 Méthodes MPPT proposées .....	90
IV.7.1 Algorithme MPPT basé sur le Mode glissant.....	90
IV.7.2 Algorithme MPPT basé sur le Mode glissant d'ordre 2 (STSMC).....	92
IV.8 Association du générateur PV au filtre actif .....	93
IV.9 Résultats et discussions.....	94
IV.10 Etude comparative.....	99
IV.11 Conclusion .....	100
Conclusion générale.....	101
Bibliographies.....	103
Annexes .....	113
Résumé.....	113

## Liste des Figures

### Chapitre I : Perturbation des réseaux électriques et solutions de dépollution.

Figure I .1: Type de 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). .....	9
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). .....	10
Figure I .3: Diagramme de Fresnel des puissances. ....	14
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. ....	15
Figure I .5: Convertisseur de puissance de tension et de courant. ....	16
Figure I .6: Topologie d'un filtre actif série. ....	17
Figure I .7: Topologie d'un filtre actif parallèle. ....	18
Figure I .8: Topologie d'un filtre actif universel. ....	18
Figure I .9: Topologie d'un filtre actif parallèle Filtre avec Filtre passif parallèle. ....	19
Figure I .10: Filtre actif série en série avec un filtre passif parallèle. ....	19
Figure I .11: Filtre actif série en parallèle avec un filtre passif parallèle. ....	20
<b>Chapitre II : Commande du filtre actif parallèle basé sur onduleur deux niveaux.</b>	
Figure II. 1: Filtre actif parallèle à deux niveaux pour un réseau triphasé. ....	22
Figure II. 2: Les tensions délivrées par le convertisseur à deux niveaux sont représentées de manière vectorielle. ....	23
Figure II. 3: Méthodes d'identifications d'harmoniques dans les domaines temporel et fréquentiel. ....	29
Figure II. 4: Méthode d'identification des puissances active et imaginaire instantanées. ....	31
Figure II. 5: Génération des courants de référence par la méthode SRF. ....	33
Figure II. 6: Synoptique de la P.L.L classique. ....	33
Figure II. 7: Schéma de commande par hystérésis. ....	34
Figure II. 8: Principe de commande du courant par MLI. ....	35
Figure II. 9: Boucle de régulation de la tension continue. ....	36
Figure II. 10: Schéma de principe de la régulation des courants ( $ifdq$ ) par des régulateurs PI .....	37



Figure II. 11: Tensions triphasées, courants de charges, Courants de source, courants du filtre actif et leurs références, et tension de la 1 <sup>ère</sup> phase et le courant correspondant. ....	38
Figure II. 12: Tension $V_{dc}$ aux bornes du condensateur. ....	38
Figure II. 13: Allures des puissances instantanées p, q.....	39
Figure II. 14: Spectre harmonique du courant source sans compensation, avant la variation des charges et après la variation des charges. ....	39
Figure II. 15: Spectre harmonique du courant source avec compensation, avant la variation des charges et après la variation des charges. ....	39
Figure II. 16: Système de modification de structure variable et de changement de structure. ....	41
Figure II. 17: Schéma de principe de la régulation des courants par mode glissant.....	45
Figure II. 18: Schéma de principe de la régulation de la tension continue $V_{dc}$ aux bornes du condensateur par mode glissant. ....	46
Figure II. 19: Tensions triphasées, courants de charges, Courants de source, courants du filtre actif et leurs références, et tension de la 1 <sup>ère</sup> phase et le courant correspondant, commandée par mode glissant. ....	47
Figure II. 20: Tension $V_{dc}$ aux bornes du condensateur. ....	48
Figure II. 21: Allures des puissances instantanées p, q.....	48
Figure II. 22: Spectre harmonique du courant source avec compensation, avant la variation des charges et après la variation des charges, par mode glissant. ....	48
Figure II. 23: la structure du contrôleur par mode glissant d'ordre 2. ....	49
Figure II. 24: Convergences de mode glissant d'ordre 2.....	50
Figure II. 25: Contrôle des courants $ifd$ et $ifq$ par mode glissant d'ordre 2. ....	51
Figure II. 26: Contrôler la tension DC en utilisant mode glissant d'ordre 2. ....	52
Figure II. 27 : Tensions triphasées, courants de charges, Courants de source, courants du filtre actif et leurs références, et tension de la 1 <sup>ère</sup> phase et le courant correspondant, par la commande Mode glissant d'ordre 2.....	53
Figure II. 28 : Tension $V_{dc}$ aux bornes du condensateur. ....	53
Figure II. 29 : Allures des puissances instantanées p, q.....	53
Figure II. 30 : Spectre harmonique du courant source avec compensation, avant la variation des charges et après la variation des charges, par la commande Mode glissant d'ordre 2. ....	54
<b>Chapitre III : Commande du filtre actif parallèle basé sur onduleur trois niveaux de type NPC.</b>	
Figure III. 1: Circuit de puissance du filtre actif parallèle à trois niveaux. ....	57

Figure III. 2: Structure de l'onduleur de tension trois niveaux fonctionnant en FAP.....	58
Figure III. 3: Les trios configuration d'un bras de l'onduleur à trois niveaux.....	59
Figure III. 4:Forme d'onde de la tension de sortie d'un bras d'onduleur à trois niveaux de type NPC.....	59
Figure III. 5: Diagramme vectoriel de l'onduleur à trois niveaux.....	62
Figure III. 6: Diagramme vectoriel pour $m_1$ et $m_2$ dans le secteur A.....	64
Figure III. 7: Détermination des temps de commutation dans la région 1.....	65
Figure III. 8: Projection du vecteur de référence (secteur 1). ....	65
Figure III. 9: Signaux de commutation du secteur A : Région 1, Région 2, Région 3, Région 4.....	68
Figure III. 10:Synoptique de la P.L.L classique. ....	69
Figure III. 11:Synoptique détaillée de la PLL classique.....	69
Figure III. 12:Schéma synoptique de la nouvelle structure de la PLL avec le FMV ( $PLL_{FMV}$ ). ....	71
Figure III. 13: Performance d'un filtre actif à trois niveaux contrôlés par une commande PI. 72	
Figure III. 14: Puissances réelles et imaginaires dans la source avant et après variation de charge, par la commande PI.....	73
Figure III. 15:Spectres harmoniques des courants sources avant filtrage avec variation de charge.....	73
Figure III. 16:Spectres harmoniques des courants sources après filtrage avec variation de charge.....	73
Figure III. 17:Performance d'un filtre actif à trois niveaux contrôlés par la commande mode glissant. ....	74
Figure III. 18:Puissances réelles et imaginaires dans la source avant et après variation de charge, par la commande mode glissant. ....	75
Figure III. 19:Spectres harmoniques des courants sources après filtrage avec variation de charge.....	75
Figure III. 20:Schéma de principe de la régulation des courants par mode glissant d'ordre 2.76	
Figure III. 21: Schéma de principe de la commande par mode glissant d'ordre 2. ....	76
Figure III. 22:Performance d'un filtre actif à trois niveaux contrôlés par la commande mode glissant d'ordre 2. ....	77
Figure III. 23: Puissances réelles et imaginaires dans la source avant et après variation de charge, par la commande mode glissant d'ordre 2. ....	78

Figure III. 24: Spectres harmoniques des courants sources après filtrage avec variation de charge.....	78
Figure III. 25: Performance d'un filtre actif à trois niveaux contrôlés par la commande mode glissant d'ordre 2, avec réseau triphasé déséquilibré. ....	79
Figure III. 26: Spectres harmoniques des courants sources après filtrage avec variation de charge, avec réseau triphasé déséquilibré. ....	79
Figure III. 27: 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. ....	80
Figure III. 28: Spectres harmoniques des courants sources après filtrage avec variation de charge, avec réseau triphasé équilibrées et contenant des harmoniques.....	80
<b>Chapitre IV : Association d'un FAP avec un Générateur PV</b>	
Figure IV. 1: Modèle d'une cellule PV.....	83
Figure IV. 2: Caractéristiques I-V et P-V d'un module PV dans les conditions standards. ....	86
Figure IV. 3: Effet de l'éclairement sur la courbe I-V (a) et P-V (b) à 25°C.....	87
Figure IV. 4: Effet de la température (T) sur la courbe I-V et P-V à 1000 W/m <sup>2</sup> . ....	87
Figure IV. 5: Schéma de base d'un Boost associé au GPV. ....	88
Figure IV. 6: Circuit électrique équivalent de la première étape. ....	88
Figure IV. 7: Circuit électrique équivalent de la deuxième étape.....	89
Figure IV. 8: Chaîne de conversion d'énergie solaire comprenant une commande MPPT.....	90
Figure IV. 9: Principe de la commande MPPT par mode glissant.....	91
Figure IV. 10: Schéma fonctionnel du contrôleur du convertisseur DC-DC en utilisant un MPPT basé sur le ST-SMC.....	93
Figure IV. 11: Schéma de principe de la méthode ST-SMC proposée pour le PV-SAPF.....	93
Figure IV. 12: Respectivement, l'irradiation solaire, la tension de sortie PV et la puissance PV par ST-SMC. ....	94
Figure IV. 13: Respectivement, la tension de sortie PV et la puissance PV par SMC.....	95
Figure IV. 14: Performance du système contrôlé par ST-SMC.....	96
Figure IV. 15: Performance du système contrôlé par SMC.....	96
Figure IV. 16: Courant de réseau avec spectre basé sur le contrôle ST-SMC après et avant le filtrage. ....	97
Figure IV. 17: Courant de réseau avec spectre basé sur les contrôles ST-SMC et SMC après introduction du PV à G=1000W/m <sup>2</sup> .....	97
Figure IV. 18: Tension DC avec contrôle ST-SMC. ....	98

Figure IV. 19: Tension DC avec contrôle SMC. ....98

Figure IV. 20: Puissances actives et imaginaires dans la source en utilisant la commande ST-SMC. ....98

Figure IV. 21: Puissances actives et imaginaires dans la source en utilisant la commande SMC. ....98

Figure IV. 22: Puissances actives et puissance de sortie PV sous changement de charge en  $t = 0,8$  s, en utilisant le ST-SMC. ....99

Figure IV. 23: Tension de source et courant sous changement de charge dans un  $t = 0,8$  s, en utilisant ST- SMC. ....99

## Liste des Tableaux

<b>Tableau I 1:</b> Limites des tensions harmoniques selon IEEE-519. ....	12
<b>Tableau I 2:</b> Niveaux de compatibilité pour les tensions harmoniques, IEC 61000-2-2. ....	13
<b>Tableau I 3:</b> Limites d'émission de courants harmoniques des appareils, IEC 61000-3-2. ....	13
<b>Tableau I 4:</b> Limites des émissions des courants harmoniques selon la norme IEC 61000-3-4. .....	13
<b>Tableau I 5:</b> Comparaison entre filtrage actif et passif. ....	20
<b>Tableau II 1:</b> Les tensions de sortie du filtre actif découlent d'un convertisseur de tension à deux niveaux à trois bras. ....	23
<b>Tableau III. 1 :</b> États de commutation pour un onduleur NPC triphasé à trois niveaux. ....	59
<b>Tableau III. 2 :</b> Résumer les 27 états de commutation avec leur amplitude vectorielle. ....	63
<b>Tableau III. 3 :</b> Calcul des temps $T1$ , $T2$ et $T0$ . ....	67
<b>Tableau III. 4 :</b> Comparaison entre les trois techniques de commande pour les deux types de filtre. ....	81
<b>Tableau IV. 1 :</b> Comparaison des performances entre les commandes ST-SMC et SMC. ....	100

## Liste des symboles et Acronymes

$i_s$	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
$i_\alpha, i_\beta$	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.
$\alpha\beta$	Repère stationnaire.
S	La puissance apparent.
P	La puissance Active.
Q	La puissance réactive.
D	La puissance déformante.
FP	Facteur de puissance
$C_{dc}$	Condensateur de stockage d'énergie.
$V_{dc}^*$	La 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.
$K_{i_{dc}}, K_{p_{dc}}$	Les constants du régulateur PI de la tension continue.
$K_{i_{(dq)}}, K_{p_{(dq)}}$	Les constants du régulateur PI des courants.
$\xi$	Coefficient d'amortissement.
$\sigma(x)$	La surface de glissement.
$V(x)$	La fonction de Lyapunov.
$u$	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.
$p_L, q_L$	Puissances instantanées réelle et imaginaire de la charge.
$\bar{p}_L, \bar{q}_L$	Valeurs moyennes des puissances réelle et imaginaire de la charge.
$\tilde{p}_L, \tilde{q}_L$	Valeurs oscillatoires des puissances réelle et imaginaire de la charge.

$P_{ref}$	Puissance de compensation des pertes dans le filtre actif
$I_{sc}$	Courant du court-circuit du panneau PV
$V_{oc}$	Tension de circuit ouvert du panneau PV
$I_{mpp}$	Courant optimum du panneau PV
$V_{mpp}$	Tension optimale du panneau PV
$P_{mpp}$	Puissance maximale du panneau PV

## Liste des Acronymes

FAP	Filtre Actif Parallèle.
FAS	Filtre Actif Série.
FPB	Filtre Passe Bas.
FPP	Filtre Passif Parallèle.
IGBT	Insulated-Gate Bipolar Transistor.
PI	Correcteur Proportionnel Intégral.
PLL	Phase-Locked Loop ou boucle a verrouillage de phase.
MLI	Modulation de la largeur d'impulsion.
SMC	Contrôle par mode de glissement (Sliding Mode Control).
SOSMC	Contrôle par mode de glissement d'ordre 2.
SVM	Modulation de largeur d'impulsion vectorielle (Space Vector Modulation).
PV	Photovoltaïque.
MPP	Point de puissance maximal (Maximum Power Point).
MPPT	Suivi du point de puissance maximale (Maximum Power Point Tracker).
ST-SMC	Contrôle du mode glissement base l'algorithme de super-twisting Super.

# **Introduction générale**

*Introduction générale*



## Introduction Générale

L'utilisation croissante de charges non linéaires basées sur l'électronique de puissance ces dernières années, a entraîné une forte augmentation de la propagation des courants harmoniques dans les réseaux de distribution d'énergie électrique et de la consommation d'énergie réactive [1], [2]. Ces courants peuvent provoquer des perturbations harmoniques et des tensions déséquilibres dans le réseau électrique, néfaste pour les équipements électriques, les dispositifs de contrôle et de surveillance, les circuits de protection et les charges sensibles aux harmoniques [3], [4]. Les compagnies d'électricité doivent donc respecter les normes pour prévenir ces perturbations, selon les recommandations de la Commission électrotechnique internationale (IEC61000) et de l'IEEE Std. 519-1992 [5].

Il existe diverses manières d'amoindrir ou éliminer ces perturbations pour améliorer la qualité de l'électricité distribuée : réduire l'impédance de court-circuit, altérer la topologie ou la gestion du convertisseur perturbateur, ou utiliser la technologie de filtrage pour intervenir directement à la source des perturbations harmoniques [6]. Des filtres passifs résonnants ou amortis peuvent prévenir la propagation des courants harmoniques dans les réseaux électriques. Ils peuvent aussi compenser la puissance réactive. Cependant, le filtrage passif a des limites, telles qu'une adaptation limitée aux variations de l'impédance du réseau et de la charge, et une résonance potentielle avec l'impédance du réseau [7]. Dans des conditions défavorables, cette résonance peut provoquer une tension harmonique élevée et un courant harmonique important dans le filtre et le réseau. Ainsi, cette méthode présente un inconvénient important qui peut être intolérable selon les situations.

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 contraire à celui des harmoniques [8]. 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 [9] [10].

La stratégie et la technique de commande sont d'une importance pour la qualité d'un filtrage actif ; elles sont à la fois déterminantes sur les performances statiques et dynamiques. Cette thèse s'inscrit particulièrement dans cet axe, et a pour objectif d'intégrer des techniques de contrôle non linéaire pour renforcer les performances du filtre actif parallèle. A cause de ses performances reconnues dans différent domaine, la stratégie basée sur le mode glissant a eu un intérêt particulier dans nos travaux de thèse.

Ce mémoire étudie la réduction de la pollution harmonique grâce à un filtre actif basé sur un onduleur à deux et 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 3 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 3 facteurs qui seront l'objectif principal de la thèse.

Pour les systèmes linéaires, la méthode 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 difficultés du contrôle linéaire peuvent être surmontées grâce à des approches de contrôle non linéaires, telles que la commande par mode glissant du second ordre et la commande non linéaire par mode glissant. Ces techniques ont montré leur efficacité sur divers systèmes (robustesse, stabilité, suivi de trajectoire, vitesse de réponse, rejet de perturbations, échange de puissance bidirectionnel, facteur de puissance unitaire et réduction des harmoniques dans le réseau électrique, linéarisation de la commande).

Dans cette thèse, 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 pour maximiser le nombre d'onduleurs en fonction de la puissance des charges connectées.

En plus de la commande, la structure de du filtre actif prend également une partie non négligeable dans nos travaux. A cet effet, nous avons présenté l'essentiel de nos résultats à la fois avec une structure à deux niveaux et une structure à trois niveaux.

Le présent manuscrit est organisé en quatre chapitres comme suit :

Le premier chapitre est consacré à une revue des perturbations rencontrées dans les réseaux électriques basse tension, leurs sources et leurs impacts, ainsi que les normes visant à les

réduire. Les stratégies de dépollution harmonique, notamment, que ce soit les stratégies classiques ou modernes sont également exposées dans ce chapitre.

Le deuxième chapitre est consacré à l'analyse et la modélisation du filtre actif à base d'un onduleur à deux niveaux. Nous présenterons dans ce chapitre, les algorithmes de génération des signaux de référence (l'algorithme basé sur les puissances réelle et imaginaire instantanées dit « pq », et l'algorithme du référentiel lié au synchronisme appelé « SRF »). Nous verrons également plusieurs techniques de modulation pour l'onduleur triphasé à deux niveaux. Nous détaillerons les structures de commande du filtre actif parallèle. Nous montrerons comment les courants du filtre et la tension continue sont contrôlés par de régulateur PI. La commande non linéaire par mode glissant fera l'objet de la seconde partie de ce chapitre ; nous allons développer et appliquer la commande du filtre actif par mode glissant du premier ordre, mais aussi par un mode glissant de deuxième ordre dans un deuxième lieu. Les résultats de simulations seront donnés en comparaison des trois commandes utilisées.

Dans le troisième chapitre, nous analyserons et modéliserons le filtre actif à onduleur à trois niveaux. La stratégie de modulation de la largeur d'impulsion vectorielle (SVM) fera l'objet des détails d'une bonne partie de ce chapitre. La deuxième partie de ce chapitre sera consacrée à la commande linéaire et non linéaire du filtre actif trois niveaux. Tout comme le deuxième chapitre, la commande par mode glissant de premier, puis de deuxième degrés sera développée et appliquée au filtre actif trois niveaux, et les résultats de simulation seront donnés en comparaison avec la commande linéaire. Nous comparerons enfin dans ce chapitre les résultats de simulations obtenus par les structures à deux et trois niveaux.

Dans le quatrième chapitre, le filtre actif trois niveaux est introduit dans un système photovoltaïque (PV) connecté au réseau. Ce filtre actif joue l'intermédiaire entre la source photovoltaïque et le réseau et assure un rôle multifonctionnel, c'est-à-dire adapter et injecter la puissance photovoltaïque, et assurer un filtrage actif d'harmonique pouvant venir à la fois du réseau ou du système photovoltaïque lui-même. Nous avons proposé un contrôle par mode glissant d'ordre 2 (super-twisting sliding mode, STSMC). Cette dernière est utilisée pour améliorer la qualité de l'alimentation côté réseau et pour ajouter la puissance produite par le PV au réseau. On trouvera dans ce chapitre tous les détails concernant les modélisations des différentes parties du système (PV, convertisseur DC-DC), et l'algorithme MPPT, lui-même basée sur un mode glissant de second degré. Le chapitre commence par la modélisation d'un champ solaire et utilise un convertisseur DC-DC boost pour appliquer deux algorithmes MPPT (mode glissant et mode glissant d'ordre. La liaison entre la chaîne photovoltaïque et MPPT est

montrée. Les résultats obtenus dans le cadre de cette application, ont démontré la multifonctionnalité avec des performances très satisfaisantes à la fois en régime dynamique et statique, de la commande proposée. Une comparaison avec un contrôleur classique montre l'avantage du contrôle par mode glissant d'ordre 2 dans tous les aspects.

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

# **Chapitre I : Perturbation des réseaux électriques et solutions de dépollution**

## I.1 Introduction

L'objectif principal des réseaux de distribution d'électricité est de distribuer l'énergie électrique sous la forme d'un système triphasé à tensions sinusoïdales parfaitement continu. La fréquence, l'amplitude et la forme d'onde sont les propriétés distinctives de ce système. L'utilisation croissante de charges non linéaires et d'électronique de puissance dans l'industrie ces dernières années a causé de sérieux problèmes de perturbation dans le réseau de distribution électrique. De plus, le réseau électrique doit aujourd'hui fonctionner dans un environnement de plus en plus hostile, rendant cet objectif idéal mais jamais simple à atteindre [11].

Pour trouver les meilleures solutions pour assurer la qualité de l'énergie, il est crucial de comprendre les caractéristiques, les causes et les conséquences des différentes perturbations. Au cours de ce chapitre, nous exposerons les principales perturbations affectant la qualité du champ électrique, comme les sources harmoniques, ainsi que leur origine. Ensuite, nous aborderons les méthodes efficaces pour neutraliser les réseaux électriques, notamment le filtrage actif [12].

## 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 [13].

- 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) des grosses coupures (supérieures à trois minutes). Équilibre parfait de l'amplitude et de la symétrie des phases.
- 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 son gestionnaire de réseau ou son fournisseur déterminera la qualité de l'énergie.

## I.3 Les perturbations harmoniques

Les perturbations sont tous les phénomènes qui peuvent temporairement ou définitivement modifier l'onde de tension dans un réseau électrique. Les harmoniques sont des signaux industriels à plusieurs fréquences qui sont produits par des charges non linéaires, causant une distorsion du courant et de la tension. Certains appareils ne présentent pas une impédance

constante pendant la fluctuation sinusoïdale de la tension à 50 Hz. Il existe trois grandes catégories de perturbations qui peuvent être classées en fonction de leur manifestation et de leurs effets sur les grandeurs électriques. [14].

- Augmentations temporaires.
- Les fluctuations de l'amplitude de la tension.
- Le déséquilibre des systèmes triphasés.
- Les distorsions harmoniques.
- Surtensions temporaires.
- Creux de tension et coupures.
- Variations de la fréquence d'alimentation.
- Fluctuations de tension.

#### **I.4 Surtensions temporaires**

Les surtensions temporaires sont des variations brusques et transitoires de la tension électrique qui dépassent généralement 10% de la valeur nominale. Ce phénomène peut survenir en l'espace de quelques millisecondes à une minute et est souvent causé par des défauts techniques, des erreurs de charge ou des phénomènes de résonance. Les surtensions temporaires peuvent causer des dommages aux équipements électroniques et perturber le fonctionnement normal des systèmes électriques [15].

#### **I.5 Creux de tension**

Une brusque baisse de la tension d'alimentation  $U_f$  est appelée un creux de tension. Ce phénomène se produit lorsque la tension tombe temporairement à un niveau compris entre 90% et 10% de la tension nominale  $U_n$ , avant de revenir à sa valeur initiale.

Les causes des creux de tension peuvent être classées en deux catégories :

- Les perturbations causées par l'utilisation des réseaux, telles que la surcharge des transformateurs ou l'entrelacement de condensateurs.
- Les phénomènes erratiques tels que les décharges électriques ou les coupures de circuits.

Les creux de tension peuvent affecter le bon fonctionnement de certaines industries, en causant des perturbations dans les machines rotatives, en activant les contacteurs ou en provoquant des pannes intempestives [16].

#### **I.6 Fluctuation de l'amplitude de la tension**

Les variations de tension sont des changements périodiques ou aléatoires de la valeur de la tension. Ces oscillations se situent dans la plage normale de variation de la tension ou dans une tolérance de 10% autour de la tension nominale [17]. Il existe plusieurs formes de

fluctuations de tension, comme les pointes de tension rectangulaires et périodiques d'amplitude constante, les séries d'oscillations irrégulières, les variations de tension distinctes mais non simultanées, et les séries d'oscillations aléatoires ou de tensions permanentes. Les effets des variations de tension peuvent inclure des impacts négatifs sur l'accouplement et la vitesse de rotation des machines, ainsi que l'inconfort physique causé par les changements dans l'intensité de l'éclairage (appelé "flicker") [18].

### **I.7 Déséquilibres des systèmes triphasés**

Dans ce cas, les trois contraintes ne sont pas de même magnitude et/ou ne sont pas espacées de  $120^\circ$  les unes des autres. Les principales causes de ce déséquilibre sont les asymétries des impédances dans les lignes du réseau, les asymétries des impédances des charges, ainsi que la présence de circuits monophasés ou biphasés [19].

Les conséquences de ce type de perturbation sont principalement des surchauffements des machines tournantes causés par les couples inverse.

### **I.8 Fluctuation de fréquence**

Les fluctuations de fréquence, bien qu'elles soient peu fréquentes et peu observées, peuvent être détectées par des modifications de la valeur nominale de la fréquence fondamentale du réseau (50 ou 60 Hz), causées par des variations de la vitesse des alternateurs [20].

#### **I.8.1 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 [21].

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 [22]. 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 ;



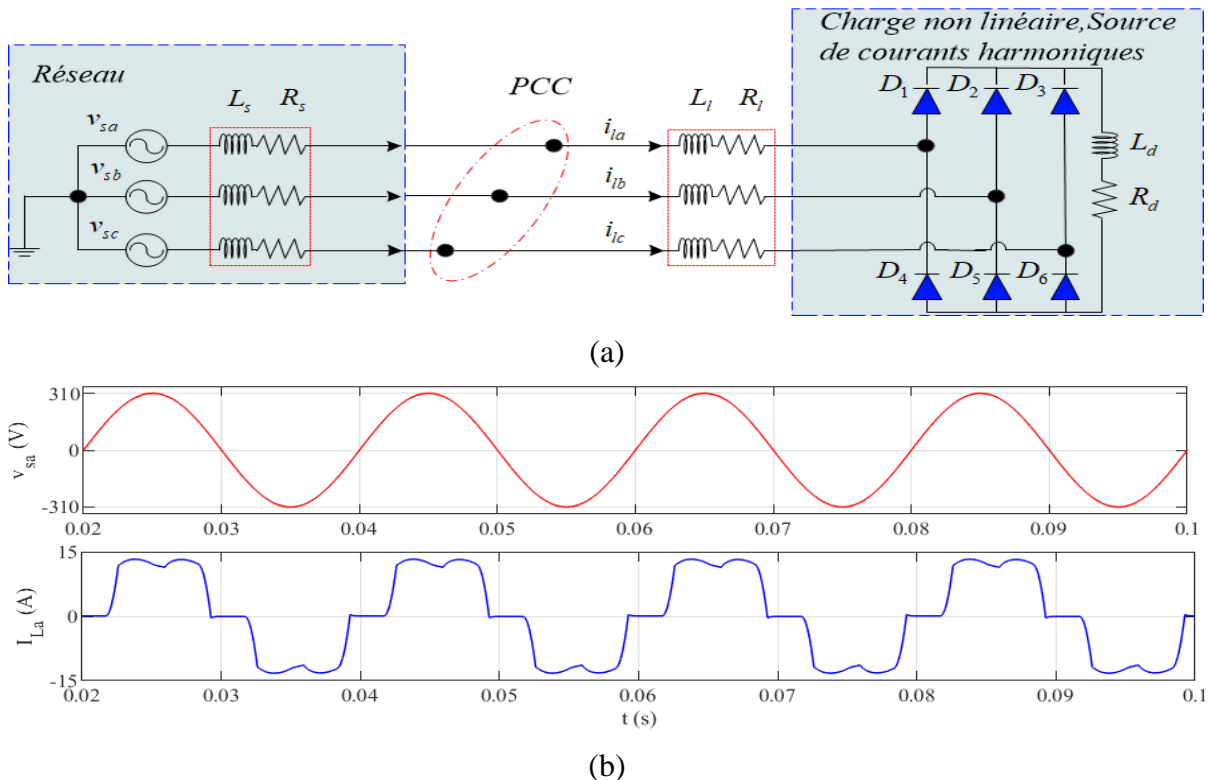
Il est important de se rappeler que les charges non linéaires sont souvent classées en deux types :

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

### I.9 Charges non-linéaires types source de courants harmoniques

Les harmoniques de courant sont principalement causées par des charges appelées non linéaires. Les charges les plus courantes sont les démarreurs ou variateurs de moteurs ou de machines tournantes qui sont fabriqués à partir de composants électroniques de puissance [23]. Les charges non linéaires sont représentées sur la **Figure I.1 (a)** avec un niveau d'entrée à base de thyristor ou de diode et une inductance de lissage à la sortie.

La **Figure I.1 (b)** montre les formes d'onde courante ( $i_{La}$ ) et de tension ( $v_{sa}$ ) typiques au début de la charge. La charge non linéaire agit en tant que 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:**Type de 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.10 Charges non-linéaires types source de tensions harmoniques

Le 2ème ensemble de charges polluantes est formé de charges non-linéaires avec un pont de diodes en entrée et un condensateur en sortie. La Figure I.2 (a) les montre. La Figure I.2 (b) montre les formes d'onde de la tension de base  $v_{La}$  en phase (a) et de la tension combinée  $v_{Lab}$  en phase (a et b) au point de raccordement, ainsi que le courant de charge  $i_{La}$  en phase a. [23].

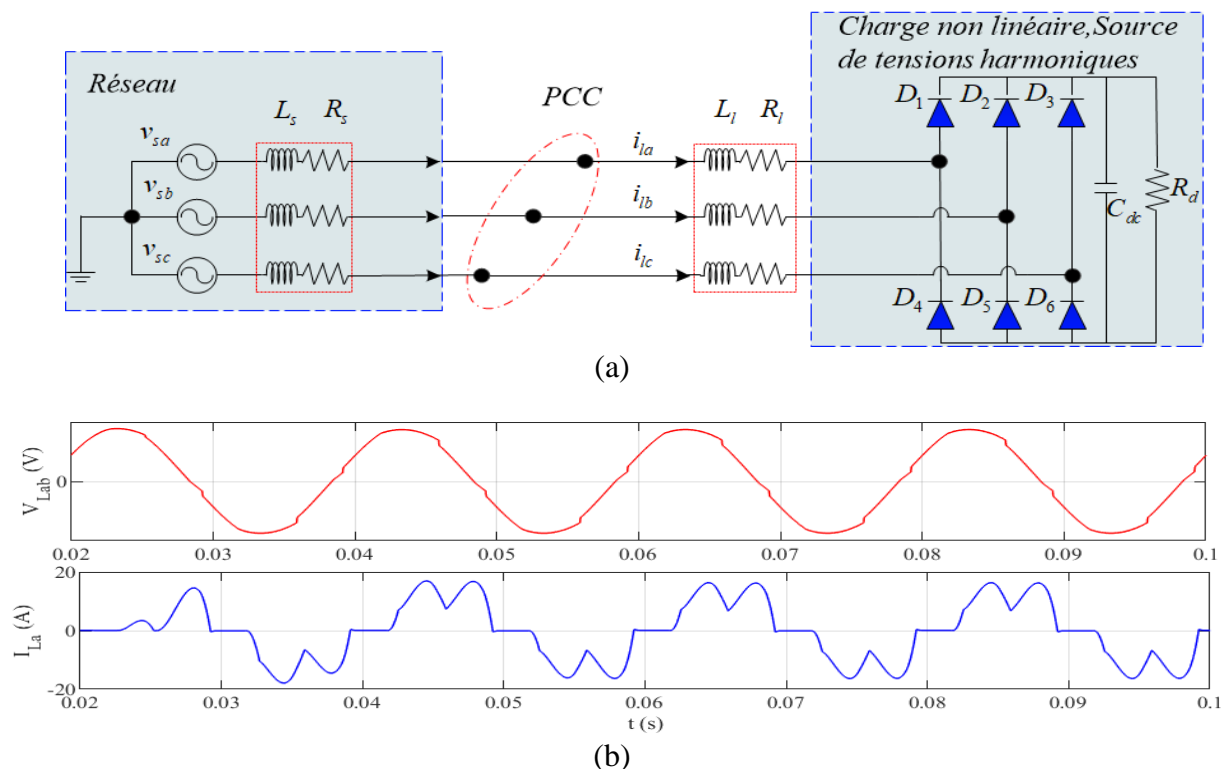


Figure I.2: Charge non-linéaire type source de tensions harmoniques. (a) Circuit de base d'un pont à six diodes débitant sur une charge capacitive coté continu, (b) Formes d'ondes de la tension simple et du courant de la phase (a).

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.11 Effets des harmoniques

Même si les systèmes électriques sont alimentés par une tension sinusoïdale, ils peuvent générer des courants non sinusoïdaux provenant de charges non linéaires. Ceux-ci produisent des courants harmoniques à des fréquences multiples ou fractionnées de la fréquence fondamentale [24].

- ✓ 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.11.1 Caractéristiques des perturbations harmoniques

Les perturbations harmoniques sont des courants ou des tensions qui ont des fréquences multiples ou des fractions de la fréquence fondamentale. Elles sont générées par des charges électriques non linéaires et peuvent avoir des impacts négatifs sur le système électrique, tels que l'augmentation des pertes d'énergie, le bruit, les interférences et le couple vibratoire. Il est important de minimiser leur présence pour maintenir une bonne qualité de l'électricité [25].

Le taux de distorsion harmonique (*THD*) est un indicateur général pour mesurer les perturbations harmoniques dans la tension ou le courant. Il est fréquemment utilisé pour quantifier la quantité d'harmoniques présents dans des signaux déformés et pour évaluer à quel point ces harmoniques dévient le signal d'une onde sinusoïdale. Le facteur de puissance (*FP*) est généralement utilisé pour calculer la consommation de puissance réactive.

### I.12 Le Taux de Distorsion Harmonique (*THD*)

Le *THD* est une mesure de la qualité de la transformation d'un signal dans un appareil. Il est exprimé en pourcentage et se calcule comme la somme des valeurs efficaces des harmoniques sur la fondamentale divisée par la valeur efficace de la fondamentale. Il peut être défini pour les signaux de tension et de courant [25].

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

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

### I.13 Normes standard en courant et tension harmonique

Les consommateurs et les fournisseurs d'électricité sont conscients de l'importance d'avoir des normes réglementaires pour gérer les problèmes de contamination harmonique. La norme principale est la norme IEEE 519 :1992, qui établit les procédures pour contrôler les

harmoniques sur le réseau électrique et établit des limites recommandées pour la pollution harmonique générée par les clients et la distorsion harmonique totale sur le réseau. Cette norme établit des normes efficaces qui peuvent être classées comme suit [26].

❖ Niveaux de conformité harmonique par rapport à la référence commune :

✓ IEEE 519-1992

✓ IEC 61000-2-2

❖ Limitations des émissions harmoniques de l'équipement :

✓ IEC 61000-3-2

✓ IEC 61000-3-4

**IEEE 519-1992** : est une norme réglementaire qui traite les problèmes de contamination ionisante en électricité. Elle établit la procédure de contrôle des harmoniques présentes sur le réseau électrique et impose des limites recommandées pour la pollution harmonique générée par les clients et la distorsion harmonique totale sur le réseau. Cette norme crée des normes efficaces pour garantir la qualité de l'alimentation électrique. [Tableau I 1\[27\]](#).

**IEC 61000-2-2** : est une norme internationale qui définit les limites pour les émissions harmoniques générées par des équipements électriques utilisés dans les réseaux électriques domestiques et industriels. Elle est élaborée par l'Organisation Internationale de Normalisation Electrotechnique (IEC) et est destinée à aider les producteurs d'équipements à concevoir des produits qui satisfont aux exigences en matière de qualité de l'alimentation électrique [Tableau I 2.\[28\]](#)

**IEC 61000-3-2** : La norme internationale spécifie les limites maximales des courants harmoniques de la deuxième à la quarante et unième harmonique inclus, dans le [Tableau I 3](#), connue sous le nom "Limites définies pour les émissions de courant harmonique (courant d'entrée de l'équipement de 16 A par phase)".

**IEC 61000-3-4** : Cette norme établit les limites pour les émissions de courant harmonique des équipements individuels dont l'intensité nominale est comprise entre 16 et 75 ampères, selon les spécifications du [Tableau I 4](#).

**Tableau I 1** : Limites des tensions harmoniques selon IEEE-519.

Tension au jeu de barres	Composante harmonique individuelle maximale (%)	THD maximal (%)
69 kV et moins	3.0	5.0
115kV à 161 kV	1.5	2.5
Plus de 161 kV	1.0	1.5

**Tableau I 2:** Niveaux de compatibilité pour les tensions harmoniques, IEC 61000-2-2.

Harmoniques impairs non multiples de 3		Harmoniques impairs multiples de 3		Harmoniques pairs	
Rang harmonique h	Tension harmonique %	Rang harmonique h	Tension harmonique %	Rang harmonique h	Tension harmonique %
5	6	3	5	2	2
7	5	9	1.5	4	1
11	3.5	15	0.3	6	0.5
13	3	21	0.2	8	0.5
17	2	>21	0.2	10	0.5
19	1.5			12	0.2
23	1.5			>12	0.2
25	1.5				
>25	0.2+12.5/h				

**Tableau I 3:** Limites d'émission de courants harmoniques des appareils, IEC 61000-3-2.

Rang harmoniques	Courant harmonique maximal autorisé (A)
2	1.08
3	2.30
4	0.43
5	1.14
6	0.30
7	0.77
$8 \leq h \leq 40$	$0.23 \cdot 8/h$
9	0.40
11	0.33
13	0.21
$15 \leq h \leq 39$	$0.15 \cdot 15/h$

**Tableau I 4:** Limites des émissions des courants harmoniques selon la norme IEC 61000-3-4.

Rang harmonique h	Courant harmonique en % du fondamental	Rang harmonique h	Courant harmonique en % du fondamental
3	21,6	23	0,9
5	10,7	25	0,8
7	7,2	27	$\leq 0,6$
9	3,8	29	0,7
11	3,1	31	0,7
13	2,0	$\geq 33$	$\leq 0,6$
15	0,7	19	1,1
17	1,2	21	$\leq 0,6$

### I.14 Facteur de puissance

Le facteur de puissance est la relation entre la puissance réelle ( $P$  en kW) et la puissance perçue ( $S$  en kV). 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.

$$D = 3V_1 \sqrt{\sum_{h=2}^{50} I_h^2} \quad (I.3)$$

Le facteur de puissance ( $FP$ ) devient :

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

Où  $Q$  représente la puissance réactive

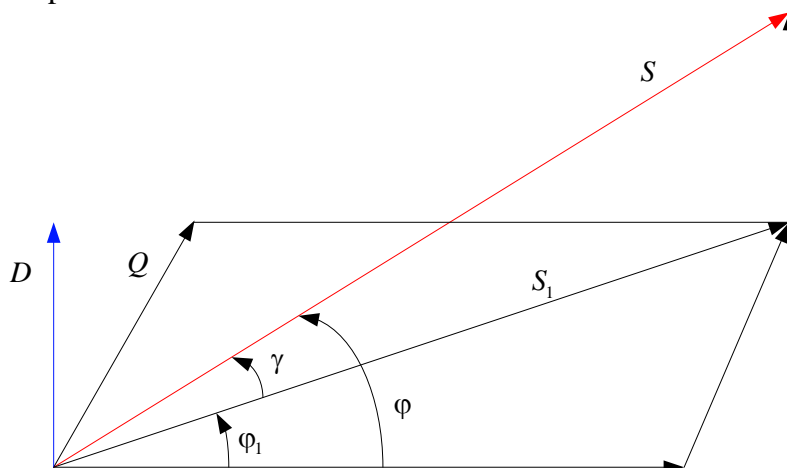


Figure I.3: Diagramme de Fresnel des puissances.

$\varphi$  : La différence entre les puissances apparente et active  $S$ .

$\varphi_1$  : Changement de phase entre les puissances apparente et active  $S_1$ .

$\gamma$  : entre la puissance apparente d'un système linéaire et celle d'un système non linéaire, il se produit un déphasage.

## I.15 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 résoudre les problèmes des filtres passifs.

### I.15.1 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 [29], [30].

- ✓ Filtre résonant ;
- ✓ Filtre amorti de 1<sup>er</sup> ordre ;
- ✓ Filtre amorti de 2<sup>ème</sup> ordre ;
- ✓ Filtre amorti de 3<sup>ème</sup> 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 [31].

La Figure I.4 présente la conception schématique des différentes topologies de filtres passifs.

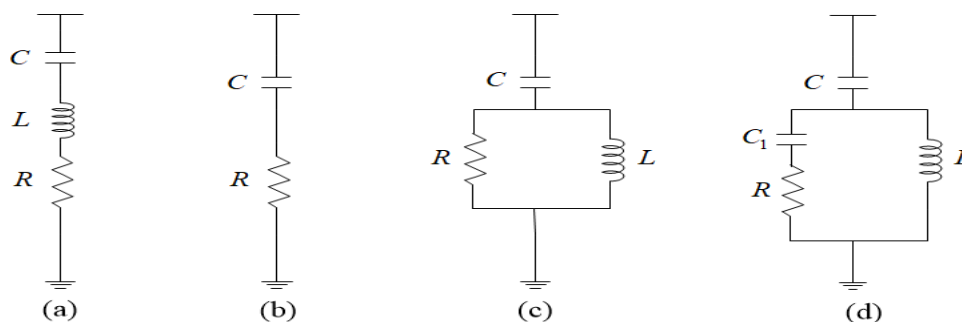


Figure I.4: Filtre passifs : (a) Filtre résonant, (b) Filtre amorti de 1er ordre, (c) Filtre amorti de 2ème ordre, (d) Filtre amorti de 3ème ordre.

### I.15.2 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 [29], [30]. Cependant, l'utilisation d'onduleurs à base de thyristors a soulevé des problèmes d'injection involontaire de composants à la fréquence de commutation. Au fil des années 1980, les progrès en matière de semi-conducteurs ont permis le développement de nouveaux composants de puissance combinant une puissance

élevée et des fréquences de commutation élevées. Grâce à ces avancées et au développement de dispositifs de coupure de puissance tels que GTO et IGBT, plusieurs inducteurs de puissance contrôlés par MLI ont pu être mis au point pour répondre aux exigences industrielles en matière de conception de filtres de puissance actifs [32]–[34].

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.

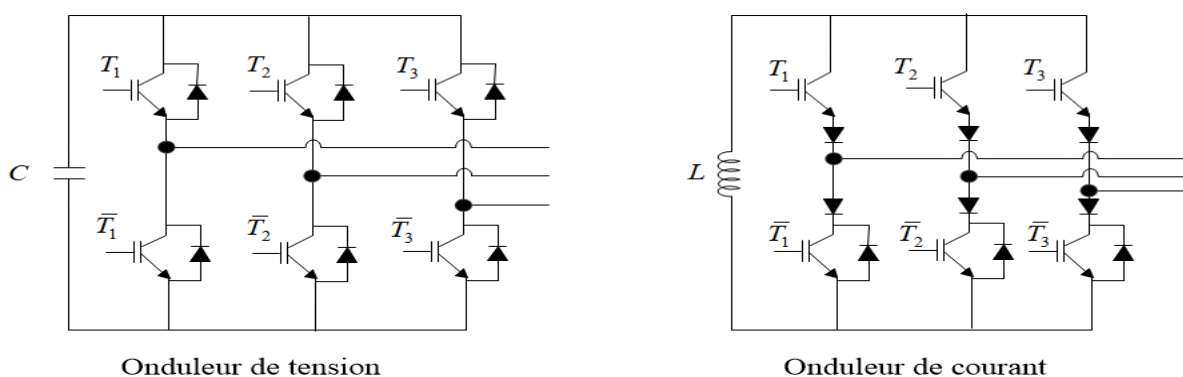
## I.16 Classification des filtres actifs

### I.16.1 Convertisseur

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 sur 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 trois principales catégories 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).

### I.16.2 Filtres actifs série

Le filtre actif série agit en tant que source de tension pour contrer les tensions générées par la source et les tensions causées par les courants perturbateurs circulant à travers les interférences du réseau. Le schéma de base est montré sur la [Figure I.6](#). Le filtre actif en série (FAS) est connecté en série entre la source et la charge non linéaire pour garantir une forme d'onde de tension de qualité et obliger le courant de la source à être sinusoïdal [29].

### I.16.3 Filtres actifs parallèle

Le filtre actif en parallèle est composé d'un convertisseur de tension et d'une inductance de sortie. Il est connecté en parallèle au point d'entrée du réseau électrique et à la charge polluante. Comme montré sur la [Figure I.7](#), il injecte dans le réseau des courants perturbateurs qui sont égaux à ceux absorbés par la charge polluante [33].

### I.16.4 Filtrage universel

Le filtre actif unifié pour la qualité de l'énergie, appelé UPQC, combine des filtres actifs en parallèle et en série [35]. Il a pour objectif simultanément d'isoler les perturbations harmoniques entre la source et la charge et de compenser divers types de perturbations. Son fonctionnement de base est représenté dans la [Figure I.8](#).

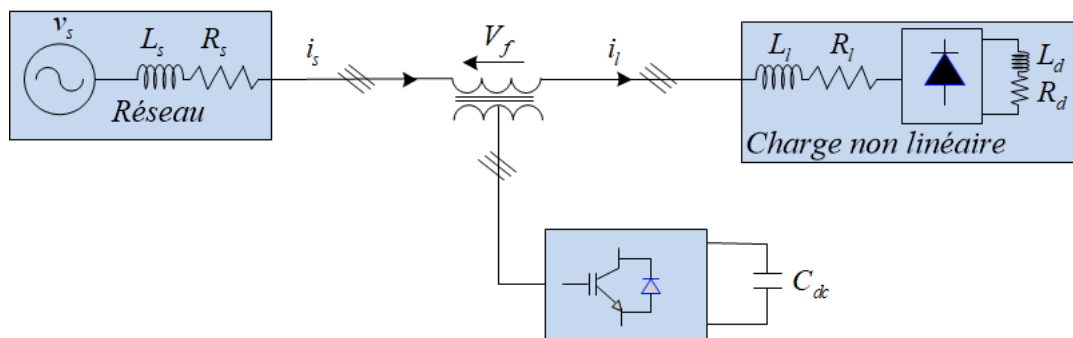


Figure I.6: Topologie d'un filtre actif série.

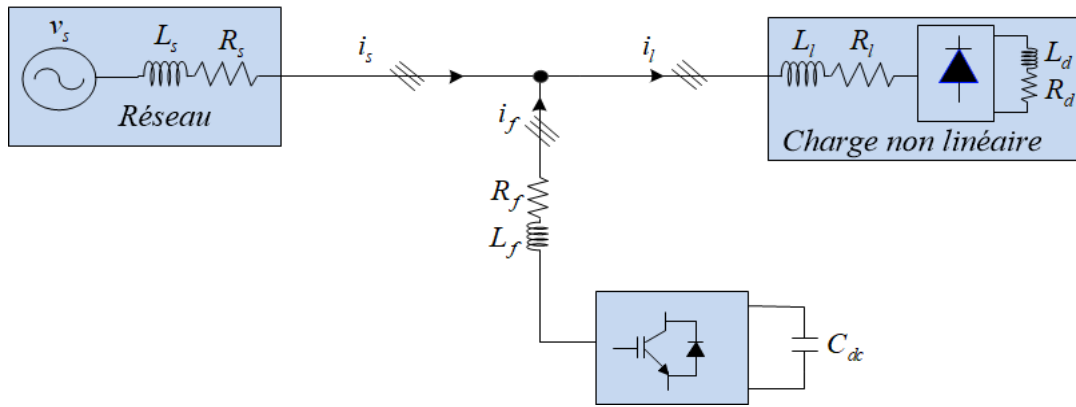


Figure I.7: Topologie d'un filtre actif parallèle.

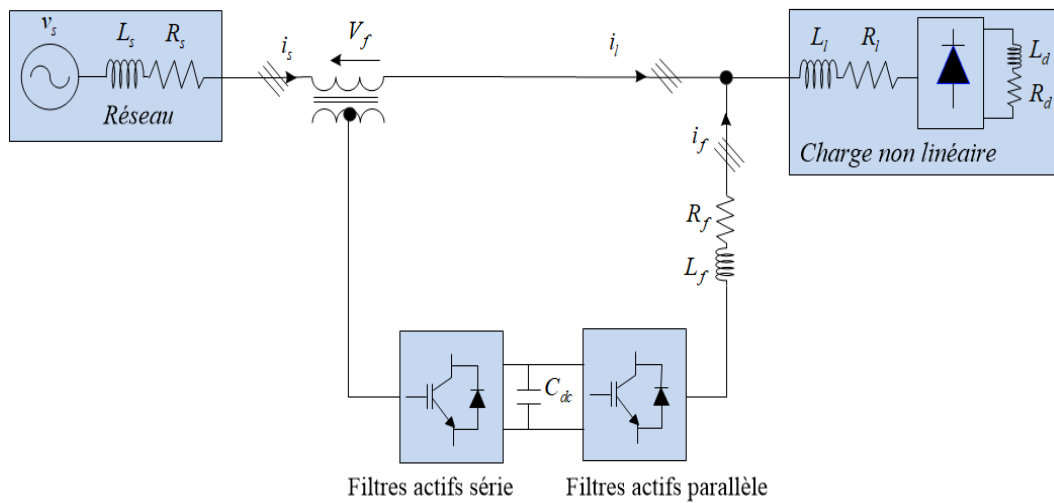


Figure I.8: Topologie d'un filtre actif universel.

### I.16.5 Filtres actifs hybrides

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 [29].

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

#### I.16.5.1 Filtre actif parallèle avec Filtre passif parallèle

Le filtre actif parallèle a pour fonction de compenser les courants harmoniques à basse fréquence générés par la charge polluante, comme illustré par la Figure I.9. Les harmoniques à haute fréquence, y compris ceux produits par le filtre actif parallèle, sont éliminées par le filtre passif réglé pour une fréquence élevée.

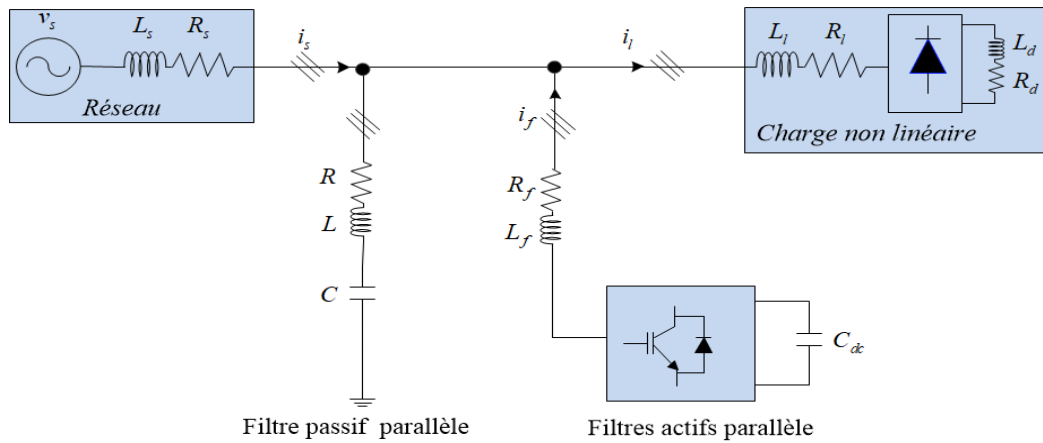


Figure I.9: Topologie d'un filtre actif parallèle Filtre avec Filtre passif parallèle.

### I.16.5.2 Filtre actif série en série avec filtre passif parallèle

La configuration représentée sur la Figure I.10 est similaire à celle de la Figure I.9, avec un avantage supplémentaire : la taille du filtre actif série est réduite encore plus car le courant qui le traverse est moins important.

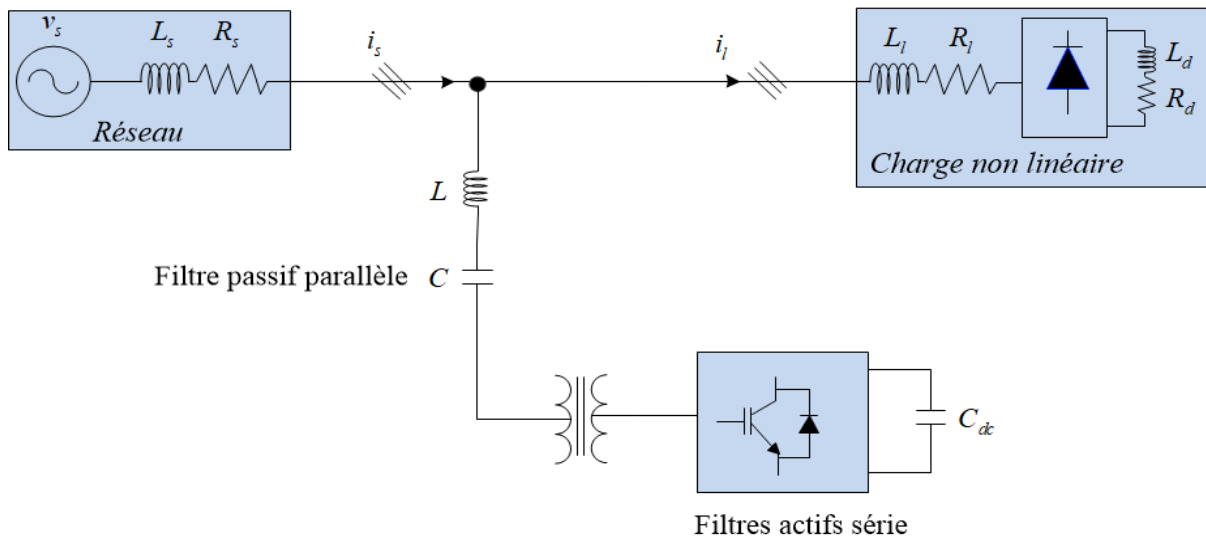


Figure I.10: Filtre actif série en série avec un filtre passif parallèle.

### I.16.5.3 Filtre actif série en parallèle avec un filtre passif parallèle

Le but du filtre actif en série dans cette configuration est de diriger les courants harmoniques vers les filtres passifs correspondants à leurs fréquences, tel que représenté sur la Figure I.11.

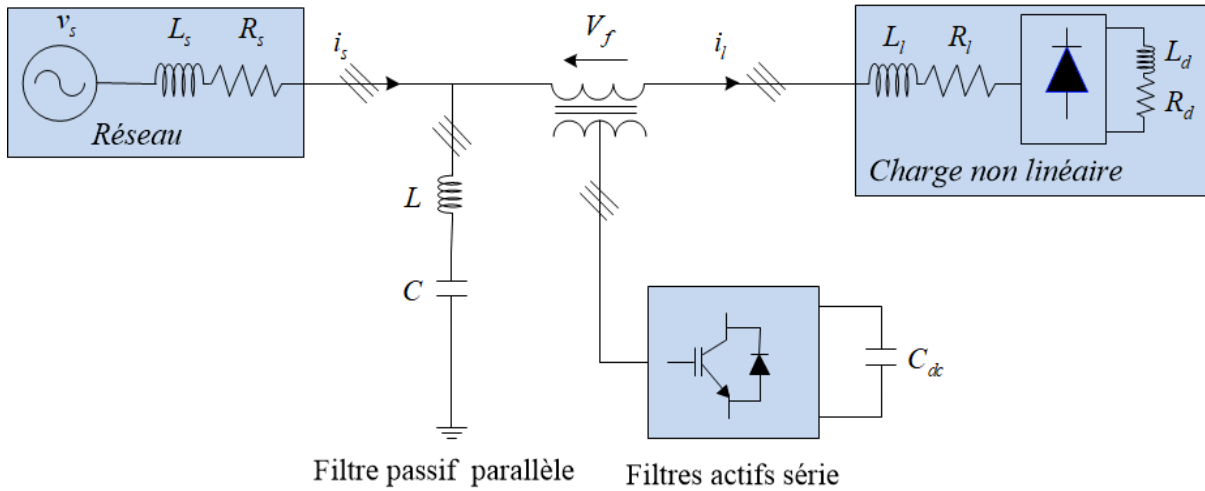


Figure I.11 : Filtre actif série en parallèle avec un filtre passif parallèle.

### I.17 Comparaison entre un filtre actif et passif

Le [Tableau I 1](#) suivant résume une comparaison entre les filtres actifs et passifs basée sur de nombreux critères

Tableau I 5: Comparaison entre filtrage actif et passif.

Critère de comparaisons	Filtre actif	Filtre passif
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)
Surveillance de fonctionnement	Réalisée par le système de contrôle commandé	Pas de surveillance

## **I.18 Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons étudié la distorsion harmonique, les différents types de perturbations qui altèrent la forme d'onde dans le réseau électrique, et les conséquences négatives de ces perturbations sur les équipements électriques qui y sont connectés. Ces perturbations causent une surchauffe et une baisse de performance des équipements. Ensuite, nous avons présenté des solutions classiques et modernes pour atténuer les effets de ces harmoniques. Les solutions classiques ne sont pas très efficaces et les technologies utilisées, comme les filtres passifs, peuvent entraîner des problèmes de résonance et de complexité, en plus de ne pas s'adapter aux variations de charge du réseau et des polluants.

## **Chapitre II : Commande du filtre actif parallèle basé sur onduleur deux niveaux**

## II.1 Introduction

Depuis des décennies, la recherche s'intéresse au filtrage actif pour corriger les courants harmoniques produits par les charges électriques liées à la pollution [34].

D'abord, on prévoit d'intégrer les commandes PI et non-linéaires (mode glissant et mode glissant d'ordre 2) à un filtre actif à deux niveaux. On les utilisera pour commander la tension et le courant d'un filtre actif à deux niveaux, afin d'évaluer leur validité et leurs performances. On résumera d'abord le régulateur, puis présentera les résultats de simulation obtenus avec ces deux méthodes de commande.

L'objectif de l'étude sera de commander un filtre actif triphasique parallèle à deux niveaux après avoir décrit, modélisé et estimé ce dernier. La commande sera divisée en deux parties.

- La première étape de l'étude se concentre sur la reconnaissance des courants harmoniques générés par les charges non linéaires. Cette étape est importante car une reconnaissance incorrecte des courants harmoniques limitera l'efficacité de la compensation active.
- La deuxième étape consiste à générer les signaux de commande pour l'onduleur à deux niveaux.

## II.2 Description et modélisation du filtre actif parallèle triphasé constitué d'un onduleur a deux niveaux

Le système du filtre actif triphasé en étoile à deux niveaux est présenté dans la [Figure II. 1](#) Il est conçu pour réduire les courants harmoniques et les effets causés par les charges non linéaires formées par le redresseur triphasé. Le filtre passif de premier ordre ( $L_f, R_f$ ) relie directement l'adaptateur secteur au réseau électrique. La capacité du condensateur  $C_{dc}$  influence la qualité de compensation du filtre actif tandis qu'une tension élevée  $V_{dc}$  améliore sa dynamique. Les courants de source  $i_{sabc}$  incluent les courants du filtre  $i_{fabc}$  et les courants de charge  $i_{labc}$ .

Le filtre actif shunt triphasé à deux niveaux est constitué de 6 commutateurs de courant bidirectionnels. Les interrupteurs doivent être capables de conduire le courant dans les deux sens et de soutenir une tension unidirectionnelle. Pour contrôler l'ouverture et la fermeture des interrupteurs, on utilise les diodes reliées en parallèle aux composants semi-conducteurs de l'onduleur [36]. Pour éviter les courts-circuits, le fonctionnement de l'onduleur est conçu de manière à ce que les semi-conducteurs d'un même bras ne soient jamais fermés en même temps. Les formules indiquent comment les signaux de commande ( $S1, S2, S3$ ) influencent l'ouverture et la fermeture des interrupteurs du filtre actif.

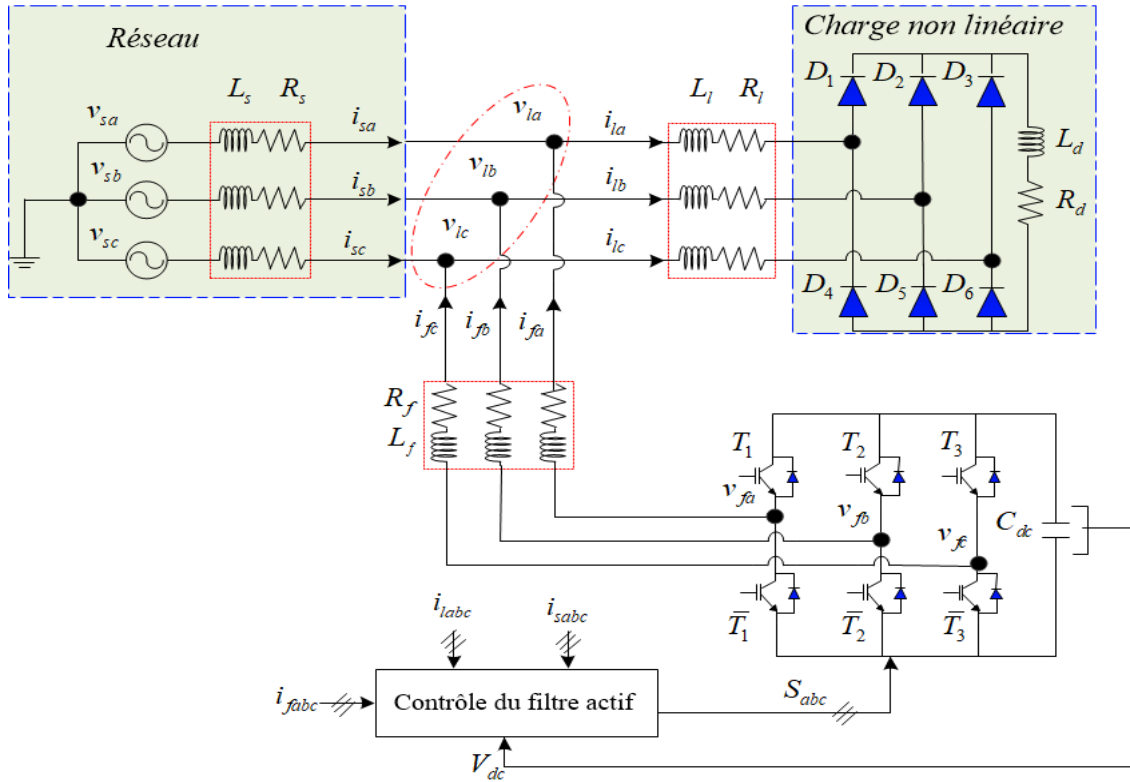


Figure II. 1: Filtre actif parallèle à deux niveaux pour un réseau triphasé.

$$S_1 = \begin{cases} 1 & T_1 \text{ fermé et } \bar{T}_1 \text{ ouvert} \\ 0 & T_1 \text{ ouvert et } \bar{T}_1 \text{ fermé} \end{cases}$$

$$S_2 = \begin{cases} 1 & T_2 \text{ fermé et } \bar{T}_2 \text{ ouvert} \\ 0 & T_2 \text{ ouvert et } \bar{T}_2 \text{ fermé} \end{cases}$$

$$S_3 = \begin{cases} 1 & T_3 \text{ fermé et } \bar{T}_3 \text{ ouvert} \\ 0 & T_3 \text{ ouvert et } \bar{T}_3 \text{ fermé} \end{cases}$$

Les tensions de l'onduleur sont calculées en utilisant :

$$\begin{bmatrix} v_{f1} - v_{f2} \\ v_{f2} - v_{f3} \\ v_{f3} - v_{f1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_1 - S_2 \\ S_2 - S_3 \\ S_3 - S_1 \end{bmatrix} \frac{V_{dc}}{2}$$

Les tensions de sortie de l'onduleur, notées (x = a, b, c), sont calibrées par rapport au neutre du réseau et servent à vérifier l'équation suivante.

$$v_{fx} = v_{sx} + L_f \frac{di_{fx}}{dt} + R_f i_{fx} \quad (\text{II.1})$$

Nous obtenons :

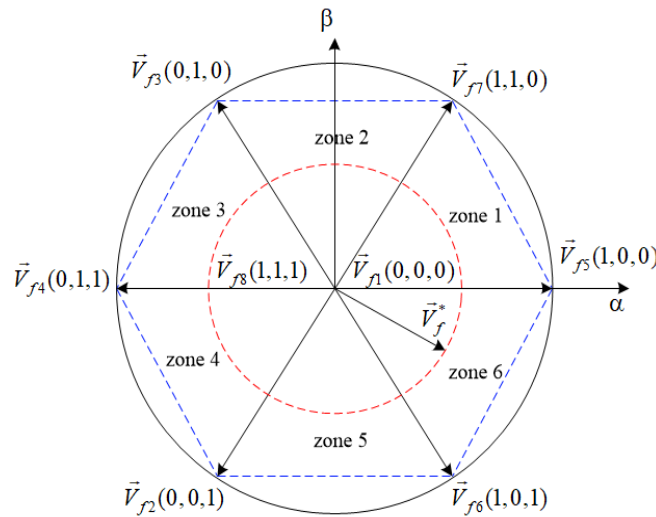
$$\begin{bmatrix} v_{f1} \\ v_{f2} \\ v_{f3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2S_1 & -S_2 & -S_3 \\ -S_1 & 2S_2 & -S_3 \\ -S_1 & -S_2 & 2S_3 \end{bmatrix} \frac{V_{dc}}{3}$$



Ainsi, nous pouvons établir huit scénarios différents pour la tension de sortie  $V_f$  du filtre actif (appelée "neutre de la source" dans le [Tableau II 1](#)). Les vecteurs de tension représentés par  $V_f$  sont ce que l'onduleur doit produire pour générer les tensions de référence, mais cela ne peut être possible que si le vecteur qu'ils créent reste à l'intérieur de l'hexagone de la [Figure II. 2](#).

**Tableau II 1:** Les tensions de sortie du filtre actif découlent d'un convertisseur de tension à deux niveaux à trois bras.

N	S1	S2	S3	$V_{fa}$	$V_{fb}$	$V_{fc}$
1	0	0	0	0	0	0
2	0	0	1	$2U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$
3	0	1	0	$-U_{dc}/3$	$2U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$
4	0	1	1	$U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	$-2U_{dc}/3$
5	1	0	0	$-U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	$2U_{dc}/3$
6	1	0	1	$U_{dc}/3$	$-2U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$
7	1	1	0	$-2U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$
8	1	1	1	0	0	0



**Figure II. 2:** Les tensions délivrées par le convertisseur à deux niveaux sont représentées de manière vectorielle.

### II.3 Modèle du filtre actif parallèle dans un repère triphasé

La représentation du filtre actif parallèle à deux niveaux dans un repère triphasé se trouve dans la [Figure II. 1](#). Ce système est décrit comme suit dans un référentiel triphasé (abc) [37].

$$\begin{cases}
 v_{fa} = R_f i_{fa} + L_f \frac{di_{fa}}{dt} + v_{la} \\
 v_{fb} = R_f i_{fb} + L_f \frac{di_{fb}}{dt} + v_{lb} \\
 v_{fc} = R_f i_{fc} + L_f \frac{di_{fc}}{dt} + v_{lc} \\
 i_{dc} = C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = S_a i_{fa} + S_b i_{fb} + S_c i_{fc}
 \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Dans ce modèle, les tensions ( $v_{sabc}$ ), ( $v_{labc}$ ), et ( $v_{fabc}$ ) représentent respectivement les tensions de la source, les tensions du point de connexion appelé point de couplage commun (PCC), et les tensions du filtre. L'équation (II.3) divise les courants de source en courants de filtre ( $i_{fabc}$ ) et courants de charge ( $i_{labc}$ ).

$$i_{sabc} = i_{fabc} + i_{labc} \quad (\text{II.3})$$

## II.4 Modèle du filtre actif dans le repère synchrone (de Park)

Nous obtenons le modèle de l'onduleur dans le repère synchrone  $dq$  en utilisant la transformée de Park sur le système (II.2) [38].

$$\begin{cases} v_{fd} = R_f i_{fd} + L_f \frac{di_{fa}}{dt} + L_f \omega i_{fq} + v_{ld} \\ v_{fq} = R_f i_{fq} + L_f \frac{di_{fq}}{dt} + L_f \omega i_{fd} + v_{lq} \\ i_{dc} = C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = -S_d i_{fd} + S_q i_{fq} \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

Avec

$$\begin{aligned} S_d &= S_\alpha \cos(\omega t) + S_\beta \sin(\omega t) \\ S_q &= -S_\alpha \sin(\omega t) + S_\beta \cos(\omega t) \end{aligned} \quad (\text{II.5})$$

$$\begin{aligned} S_\alpha &= \frac{1}{\sqrt{6}}(2S_a - S_b - S_c) \\ S_\beta &= \frac{1}{\sqrt{2}}(S_b - S_c) \end{aligned} \quad (\text{II.6})$$

## II.5 Modèle du filtre actif dans le repère stationnaire

Lorsqu'on utilise la transformée de Concordia sur le modèle du filtre actif dans le repère triphasé, on obtient le modèle de l'onduleur dans le repère stationnaire, selon [37]:

$$\begin{cases} v_{f\alpha} = R_f i_{f\alpha} + L_f \frac{di_{f\alpha}}{dt} + v_{l\alpha} \\ v_{f\beta} = R_f i_{f\beta} + L_f \frac{di_{f\beta}}{dt} + v_{l\beta} \\ i_{dc} = C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = S_\alpha i_{f\alpha} + S_\beta i_{f\beta} \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

Où les courants, les tensions du réseau et les tensions du filtre sont fournis par :

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \end{bmatrix} V_{dc} \quad (\text{II.9})$$

$$\begin{bmatrix} i_{f\alpha} \\ i_{f\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{fa} \\ i_{fb} \\ i_{fc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

## II.6 Estimation des paramètres d'un filtre actif parallèle triphasé a deux niveaux

### II.6.1 Filtre de couplage

L'onduleur est relié au réseau par un filtre passif appelé filtre de couplage qui est conçu pour satisfaire les deux critères suivants [39].

- ✓ Assurez-vous que la dynamique du courant du filtre, telle que décrite par :

$$\frac{di_f}{dt} = \frac{di_l}{dt} \quad (\text{II.11})$$

Où  $i_f$  : Courant du Filtre

$i_l$ : Courant de la charge

Le filtre de couplage est utilisé pour connecter l'onduleur au réseau électrique. Il est conçu pour prévenir la propagation des composants de commutation sur le réseau et utilise un filtre de premier ordre constitué d'une inductance  $L_f$  et d'une résistance interne  $R_f$ . Une faible valeur d'inductance assure la dynamique du courant, tandis qu'une valeur élevée empêche les composantes de commutation de se propager. En négligeant la résistance de ce filtre de couplage, on obtient des résultats [39].

$$\left( \frac{di_f}{dt} \right)_{\max} = \frac{v_{f\max} - v_{s\max}}{L_f} \quad (\text{II.12})$$

Avec  $v_{f\max}$  : la tension à la sortie de l'onduleur à deux niveaux à sa valeur la plus élevée.

$v_{s\max}$ : Valeur maximale de la tension unique au point de raccordement au réseau du filtre.

Nous utilisons la tension la plus élevée possible ( $v_{f\max} = \sqrt{2/3}V_{dc}$ .) et la tension de réseau la plus élevée possible, avec des modifications minimales du courant du filtre, pour découvrir :

$$\left( \frac{\Delta i_f}{\Delta T} \right)_{\max} = \frac{\sqrt{\frac{2}{3}}V_{dc} - v_{s\max}}{L_f} \quad (\text{II.13})$$

Avec,  $\Delta T = \frac{1}{f_{ond}}$  la durée de la fluctuation du courant du filtre.

La valeur de l'inductance de couplage est fixée lorsque la fluctuation maximale du courant du filtre atteint 25% de la valeur maximale du courant du réseau.

$$L_f = \frac{\sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} - v_{s\max}}{0.25 i_{s\max} f_{ond}} \quad (\text{II.14})$$

## II.6.2 Système de stockage d'énergie

Un condensateur  $C_{dc}$ , servant de source de tension continue  $V_{dc}$ , est souvent utilisé pour stocker l'énergie côté DC. La sélection de  $V_{dc}$  et  $C_{dc}$  influe sur la dynamique et la qualité de compensation du filtre actif parallèle. Une tension  $V_{dc}$  élevée améliore la dynamique du filtre mais les ondulations du courant du filtre limitées par  $C_{dc}$  peuvent affecter sa capacité de compensation. Ces oscillations du courant du filtre à grande amplitude et basse fréquence sont plus significatives, il est donc présumé que seules les premières harmoniques sont considérées pour les spécifications du système de stockage [37], [39], [40]. Deux techniques peuvent être utilisées pour démontrer cela, nous utilisons une approche simple qui calcule l'énergie fournie par le filtre actif et la charge polluante.

La valeur efficace du courant de charge sur le côté AC triphasé est :

$$I_{leff} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d \quad (\text{II.15})$$

Où  $I_d$  est le courant de charge DC.

La base du courant de charge est fournie par :

$$I_{l.fon.eff} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d \quad (\text{II.16})$$

La différence entre la valeur carrée de la valeur fondamentale et de la valeur efficace du courant alternatif de la charge est due à la présence de courants harmoniques produits par celle-ci. Ces courants sont issus de [39], [40].

$$I_{L.har} = \sqrt{I_{leff}^2 - I_{l.fon.eff}^2} = \sqrt{\frac{2}{3} I_d^2 - \frac{6}{\pi^2} I_d^2} = 0.2423 I_d \quad (\text{II.17})$$

La puissance requise par les harmoniques générées par la charge doit être fournie par le filtre actif. Voici la relation entre la puissance du filtre actif et la charge polluante :

$$\frac{S_f}{S_l} = \frac{S_{l.har}}{S_l} = \frac{3 I_{l.har} \cdot V_{sa.eff}}{3 I_{leff} \cdot V_{sa.eff}} = \frac{I_{l.har}}{I_{leff}} = \frac{0.24 I_d}{\sqrt{\frac{2}{3}} I_d} = 0.2968 \quad (\text{II.18})$$

Ainsi, en utilisant la charge polluante comme fonction, nous pouvons exprimer la puissance apparente du filtre de la manière suivante :

$$S_f = 0.2968S_l \quad (\text{II.19})$$

La puissance active, réactive et de distorsion constitue la puissance perçue de la charge. Elle est fournie par la relation illustrée ci-dessous :

$$S_l^2 = P_l^2 + Q_l^2 + D_l^2 \quad (\text{II.20})$$

Lors de la compensation des harmoniques et de la puissance réactive en même temps, la puissance du filtre est déterminée par :

$$S_f^2 = Q_l^2 + D_l^2 \quad (\text{II.21})$$

$$\Rightarrow S_l^2 = P_l^2 + S_f^2 \quad (\text{II.22})$$

La puissance du filtre peut être décrite en fonction de la puissance active de la charge polluante par la relation donnée par les relations (II.19 et II.22) :

$$S_f = 0.3108P_l \quad (\text{II.23})$$

Un déplacement d'énergie égal ou supérieur à l'équivalent énergétique de  $0,3108P_l$  doit être produit par le condensateur de filtrage. La capacité énergétique du condensateur est donnée par :

$$E_{\min} = \frac{1}{2} C_{dc} V_{dc.\min}^2 \quad (\text{II.24})$$

$$E_{\max} = \frac{1}{2} C_{dc} V_{dc.\max}^2$$

La puissance fournie par le filtre actif doit être suffisante pour couvrir la variation d'énergie du condensateur pendant une période d'oscillation de la tension continue (T). Cela peut être décrit par les expressions  $E_{\min}$  et  $E_{\max}$  représentant respectivement le niveau minimal et maximal de l'énergie du condensateur. [35], [39], [41]

$$E_{\max} - E_{\min} = \frac{1}{2} C_{dc} V_{dc.\max}^2 - \frac{1}{2} C_{dc} V_{dc.\min}^2 \geq 0.3108P_l \Delta T \quad (\text{II.25})$$

Nous pouvons déterminer la période d'ondulation de la tension en la choisissant six fois plus petite que la tension du système électrique [41]:

$$C_{dc} \geq \frac{2 * 0.3108P_l}{6f_s (V_{dc.\max}^2 - V_{dc.\min}^2)} \quad (\text{II.26})$$

Avec  $f_s$  : la fréquence de base du réseau électrique.

On peut écrire ce qui suit si l'ondulation de la tension continue est fixée à  $\Delta V_{dc} = 2\%V_{dc}$ :

$$V_{dc.max(min)} = V_{dc} \pm \frac{\Delta V_{dc}}{2} \quad (\text{II.27})$$

## II.7 Stratégies de contrôle du filtre actif parallèle à structure tension

Nous allons maintenant examiner différentes commandes de filtres actifs parallèles pour détecter les harmoniques du courant provenant des charges non linéaires, après avoir présenté les différents modèles de filtres actifs à deux niveaux. [37]

La commande d'un filtre actif de puissance doit accomplir les tâches suivantes :

- La production de consignes pour l'onduleur requiert souvent un processus d'élimination des harmoniques de la charge ;
- Envoyer des commandes aux commutateurs de l'onduleur pour contrôler le courant du filtre actif de puissance en parallèle avec sa référence ;
- Contrôler la tension de l'onduleur côté DC.

La détection des courants harmoniques est la première étape clé dans le contrôle d'un filtre actif. Pour éliminer les harmoniques produits par les charges non linéaires et garantir des courants sinusoïdaux côté source, l'onduleur doit injecter des courants de référence en opposition de phase [42]. La détection est nécessaire pour le calcul des courants de référence. Pour éviter les erreurs de phase, plusieurs stratégies basées sur le filtrage continu sont utilisées pour cette détection. Nous allons examiner en détail trois techniques appréciées d'identification par filtrage actif.

- La méthode de puissances instantanées ;
- La méthode des courants dans le référentiel  $pqr$  ;
- La méthode des courants dans le référentiel synchrone.

## II.8 Principe d'identification des perturbations harmoniques

L'identification de perturbations consiste à isoler une partie souhaitée du signal global pour en extraire des informations. C'est une étape fondamentale pour le calcul des courants de référence pour l'onduleur. Les deux méthodes de base pour identifier les perturbations sont la stratégie d'identification dans le domaine fréquentiel et la stratégie d'identification dans le domaine temporel (Figure II. 3).

## II.9 Identification dans le domaine fréquentiel

Le schéma de contrôle dans le domaine fréquentiel utilise l'analyse fréquentielle de la tension ou du courant non sinusoïdal pour extraire les harmoniques compensatoires. La transformée de Fourier rapide (FFT) est utilisée pour extraire les harmoniques actuelles [43]. Cette méthode est efficace pour les charges ayant un contenu harmonique changeant et permet

de choisir chaque harmonique séparément. Le signal contaminé est contrôlé sur un cycle complet grâce à la transformée de Fourier discrète (DFT) puis transformé dans le domaine des fréquences, ce qui permet de filtrer la composante fondamentale [44]. D'autres techniques de calcul plus puissantes que la DFT incluent la transformée de Fourier discrète récursive (RDFT) [45].

## II.10 Identification dans le domaine temporel

Le calcul des puissances instantanées dans le domaine temporel sert de base aux techniques de contrôle pour identifier les perturbations. Certaines de ces techniques utilisent les puissances harmoniques de la charge non linéaire, tandis que d'autres se basent sur la suppression de la partie fondamentale active du courant total pour prendre en compte les courants harmoniques et la puissance réactive. Dans ce qui suit, nous allons examiner trois méthodes pour identifier les courants harmoniques dans le domaine temporel. Gardez à l'esprit que les techniques de contrôle choisies peuvent avoir un impact sur les performances dynamiques du système.

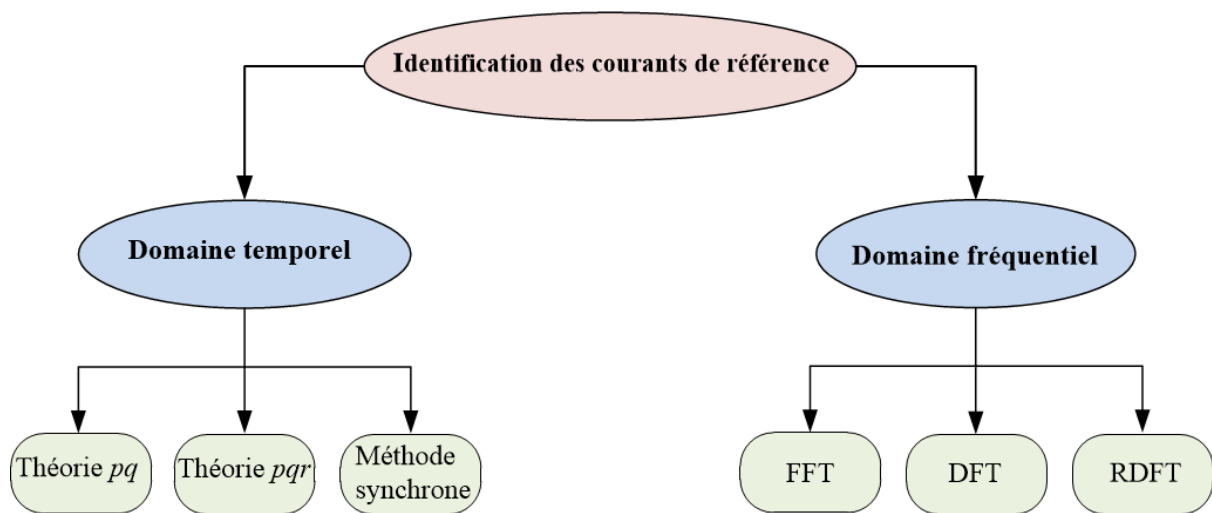


Figure II. 3: Méthodes d'identifications d'harmoniques dans les domaines temporel et fréquentiel.

### II.10.1 Théorie des puissances instantanées $pq$

La théorie des puissances instantanées  $pq$  est une approche temporelle proposée par H. Akagi qui utilise la transformée de Concordia de tensions et de courants de ligne simples pour calculer les puissances réelles, imaginaires et homopolaires instantanées, évitant ainsi les problèmes liés à un grand nombre de calculs en utilisant des méthodes fréquentielles telles que la transformée de Fourier (rapide ou discrète). Cela permet de convertir la composante fondamentale en composante continue et la composante harmonique en composante alternative. La transformation de Concordia peut être utilisée pour réduire un système triphasé équilibré en un système biphasé avec des axes en quadrature [46], [47]. Les formules associées

à cette transformation sont basées sur les tensions du réseau et les courants de ligne. La [Figure II. 4](#) présente le schéma fonctionnel de cette méthode.

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.28})$$

$$\begin{bmatrix} v_{l\alpha} \\ v_{l\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{la} \\ i_{lb} \\ i_{lc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.29})$$

La puissance réactive instantanée  $q_L$  et la puissance active  $p_L$  sont définies comme suit :

$$\begin{bmatrix} p_L \\ q_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & v_{s\beta} \\ -v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{l\alpha} \\ i_{l\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.30})$$

La représentation des puissances active et réactive instantanées peut être obtenue en additionnant une composante continue et une composante harmonique.

$$\begin{bmatrix} p_L \\ q_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{p}_L + \tilde{p}_L \\ \bar{q}_L + \tilde{q}_L \end{bmatrix} \quad (\text{II.31})$$

Avec  $\bar{p}_L$  et  $\bar{q}_L$  les composantes continues de  $p_L$  et  $q_L$ , et  $\tilde{p}_L$  et  $\tilde{q}_L$  les composantes harmoniques de  $p_L$  et  $q_L$ .

Nous pouvons obtenir les formules suivantes pour les composantes du courant de charge le long des axes  $\alpha\beta$  à partir de l'équation (II.30) :

$$\begin{bmatrix} i_{l\alpha} \\ i_{l\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & v_{s\beta} \\ -v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p_L \\ q_L \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{s\alpha}^2 + v_{s\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & -v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_L \\ q_L \end{bmatrix} \quad (\text{II.32})$$

Les formules pour les courants I et I sur les axes  $\alpha\beta$  sont obtenues en remplaçant (II.31) par (II.32) et sont les suivantes :

$$\begin{bmatrix} i_{l\alpha} \\ i_{l\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{s\alpha}^2 + v_{s\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & -v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{p}_L \\ \bar{q}_L \end{bmatrix} + \frac{1}{v_{s\alpha}^2 + v_{s\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & -v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p}_L \\ \tilde{q}_L \end{bmatrix} \quad (\text{II.33})$$

Le scénario décrit une situation où une source doit fournir une puissance active supplémentaire pour compenser les pertes du filtre actif, afin de permettre une compensation simultanée des harmoniques de courant et de l'énergie réactive. Cette puissance est généralement déterminée par le contrôle de la tension du bus continu à l'aide d'un contrôleur de tension simple. Les courants perturbateurs de référence,  $i_{\alpha ref}$  et  $i_{\beta ref}$ , sont déterminés par une formule donnée.



$$\begin{bmatrix} i_{\alpha ref} \\ i_{\beta ref} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{s\alpha}^2 + v_{s\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & -v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_{Lref} \\ q_{Lref} \end{bmatrix} \quad (II.34)$$

Avec ;

$$\begin{aligned} p_{Lref} &= \tilde{p}_L + P_{ref} \\ q_{Lref} &= q_L \end{aligned} \quad (II.35)$$

La transformation de Concordia inverse peut être utilisée pour déterminer les courants de référence perturbateurs sur les axes (abc).

$$\begin{bmatrix} i_{aref} \\ i_{bref} \\ i_{cref} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha ref} \\ i_{\beta ref} \end{bmatrix} \quad (II.36)$$

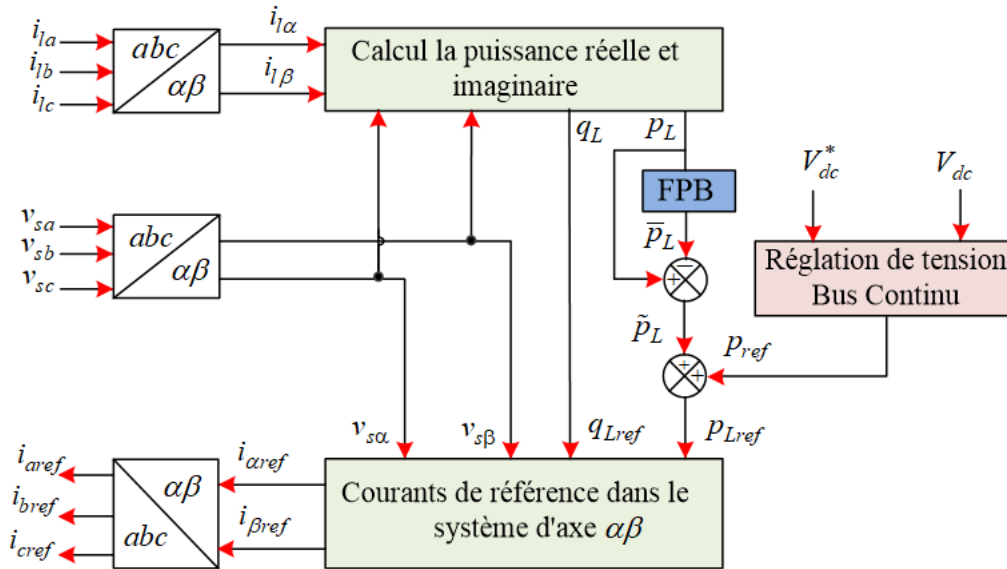


Figure II. 4: Méthode d'identification des puissances active et imaginaire instantanées.

### II.10.2 Méthode du référentiel synchrone

La technique de Bhattacharya utilise les courants  $i_{la}$ ,  $i_{lb}$  et  $i_{lc}$ , avec une transformation de Concordia. Puis, grâce à un PLL, une deuxième transformation est réalisée pour obtenir les courants de ligne  $d-q$ . Cela transforme la composante fondamentale en continue et les composantes harmoniques en alternatives. Un filtre passe-haut peut ensuite être utilisé pour éliminer la composante continue. Cette approche offre l'avantage que les courants déterminés ne sont plus affectés par les tensions harmoniques potentielles.[48], [49]

Examinons maintenant les courants de charge d'un système triphasé sans composante homopolaire, désignés par les notations  $i_{la}$ ,  $i_{lb}$  et  $i_{lc}$ . Ce système triphasé équilibré peut être

réduit à un système biphasé en utilisant la transformation de Concordia, comme le montre la relation précédente :

$$\begin{bmatrix} i_{l\alpha} \\ i_{l\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{la} \\ i_{lb} \\ i_{lc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.37})$$

On obtient la formule suivante en utilisant une PLL pour générer les signaux  $\cos(\hat{\theta})$  et  $\sin(\hat{\theta})$  liés à la tension (composante de base) du réseau électrique :

$$\begin{bmatrix} i_{ld} \\ i_{lq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\hat{\theta}) & -\cos(\hat{\theta}) \\ \cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{la} \\ i_{lb} \end{bmatrix} \quad (\text{II.38})$$

Avec  $\hat{\theta}$  la position angulaire prédite de la tension du réseau de base par la PLL.

Le résultat de l'addition d'une composante continue et d'une composante alternative permet d'exprimer les composantes suivantes :

$$\begin{bmatrix} i_{ld} \\ i_{lq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{i}_{ld} + \tilde{i}_{ld} \\ \bar{i}_{lq} + \tilde{i}_{lq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.39})$$

Avec  $\bar{i}_{ld}$  et  $\bar{i}_{lq}$  les composantes continues et  $\tilde{i}_{ld}, \tilde{i}_{lq}$  les composantes alternatives de  $i_{ld}, i_{lq}$ .

Formulations pour les courants dans l'axe  $\alpha$ - $\beta$  :

$$\begin{bmatrix} i_{l\alpha} \\ i_{l\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\hat{\theta}) & -\cos(\hat{\theta}) \\ \cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} i_{ld} \\ i_{lq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.40})$$

$$\begin{bmatrix} i_{l\alpha} \\ i_{l\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\hat{\theta}) & \cos(\hat{\theta}) \\ -\cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ld} \\ i_{lq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.41})$$

Une fois de plus :

$$\begin{bmatrix} i_{l\alpha} \\ i_{l\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\hat{\theta}) & \cos(\hat{\theta}) \\ -\cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_{ld} \\ \bar{i}_{lq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \sin(\hat{\theta}) & \cos(\hat{\theta}) \\ -\cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{ld} \\ \tilde{i}_{lq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.42})$$

Avec ;

$$\begin{aligned} i_{ld-ref} &= \bar{i}_{ld} + i_{dc} \\ i_{lq-ref} &= \bar{i}_{lq} \end{aligned} \quad (\text{II.43})$$

L'équation suivante fournit alors les courants de référence :

$$\begin{bmatrix} i_{l\alpha ref} \\ i_{l\beta ref} \\ i_{lc ref} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{l\alpha} \\ i_{l\beta} \end{bmatrix} \quad (II.44)$$

La Figure II. 5 montre comment identifier les courants de référence pour la correction simultanée du courant harmonique et de l'énergie réactive par la méthode SRF.

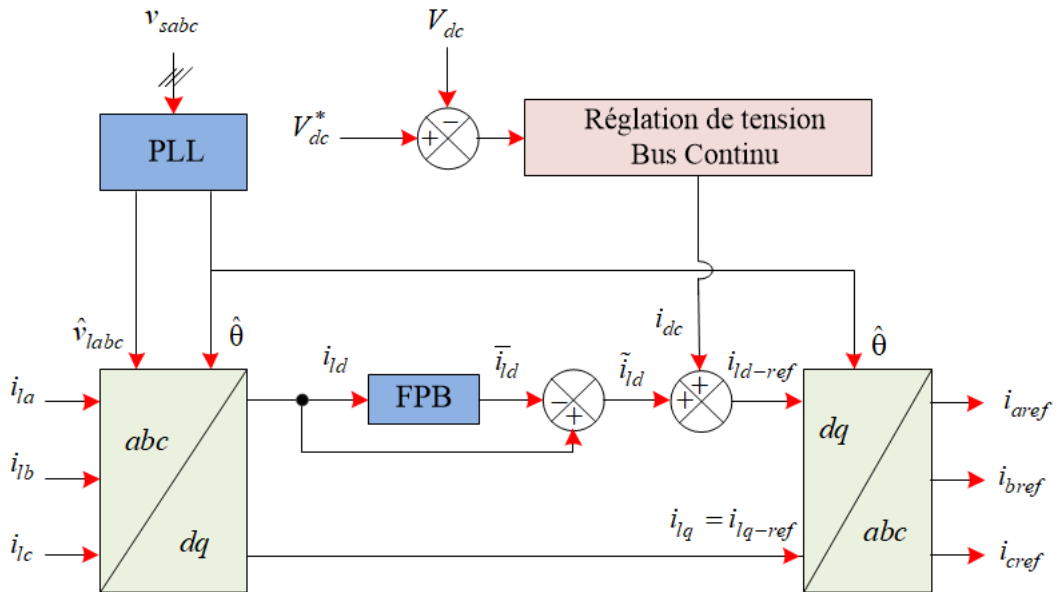


Figure II. 5: Génération des courants de référence par la méthode SRF.

### II.10.3 Système d'identification à base d'une PLL

La PLL est un dispositif qui synchronise deux signaux en maintenant la synchronisation de fréquence et phase entre le signal de sortie et la référence d'entrée. Elle contrôle la phase du signal de sortie pour minimiser l'erreur de phase [50]. Les éléments clés de la PLL sont les détecteurs de phase, les filtres de boucle et les oscillateurs commandés en tension (VCO). Une PLL triphasée est généralement représentée sur une Figure II. 6.

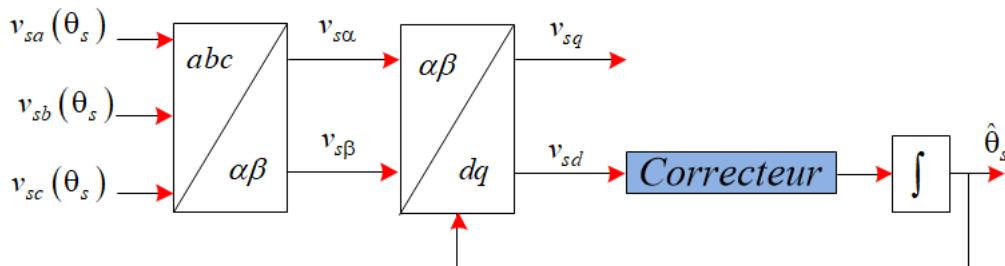


Figure II. 6: Synoptique de la P.L.L classique.

## II.11 Génération des signaux de contrôle

L'objectif de la commande est d'ouvrir et fermer les interrupteurs pour rapprocher la tension de sortie de l'onduleur de la valeur de référence. Les signaux de commande peuvent être produits par une des trois techniques suivantes : contrôle par hystérésis, contrôle par MLI sinusoïdale ou contrôle par MLI vectorielle.

### II.11.1 Génération des signaux de contrôle par hystérésis

La régulation par hystérésis est populaire pour sa fiabilité et simplicité. Elle contrôle le courant sans une compréhension complète du système à réguler. La différence entre le courant de référence ( $i_{fref}$ ) et le courant produit par l'onduleur ( $i_f$ ), est utilisée comme signal d'erreur. Les ordres de commande sont déterminés en comparant cette erreur à une bande d'hystérésis. Cependant, la régulation par hystérésis ne peut pas réguler la fréquence de commutation, ce qui entraîne des harmoniques dans les courants produits [51], comme le montre la Figure II. 7.

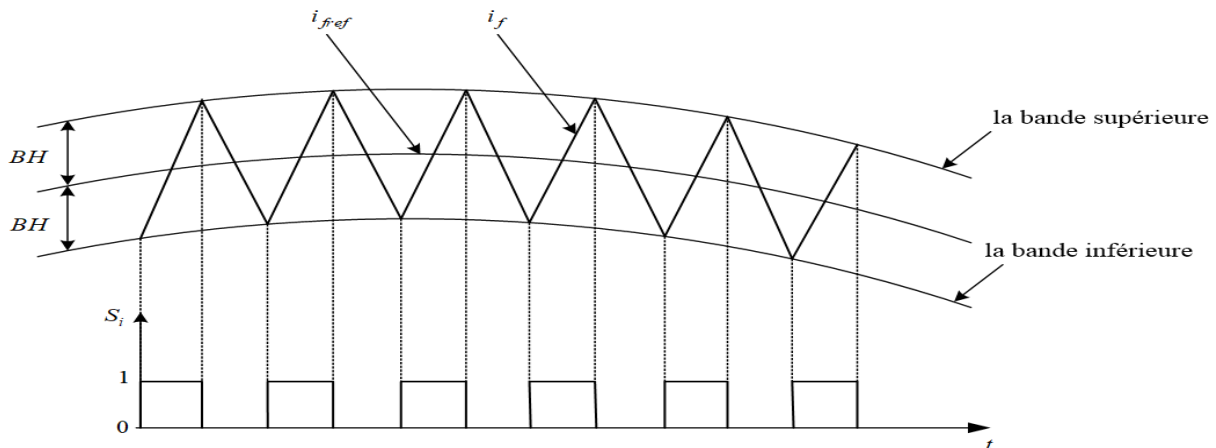


Figure II. 7: Schéma de commande par hystérésis.

### II.11.2 Générations des signaux de contrôle par MLI sinusoïdale

La technologie de commande par modulation de largeur d'impulsion (PWM) résout le problème de la gestion de la fréquence de commutation en utilisant une fréquence constante simple à filtrer en aval de l'onduleur. La PWM à échantillonnage naturel est une des formes les plus simples et connues de cette modulation. Un contrôleur détermine la tension de référence de l'onduleur à partir de la différence entre le courant mesuré et la référence, puis un signal en dents de scie est comparé à cette tension pour fixer la fréquence de commutation [36], [47]. La commande par modulation vectorielle est une méthode plus récente qui se distingue des autres en ne reposant pas sur des modulations appliquées à chaque commutateur, comme la montre la Figure II. 8.

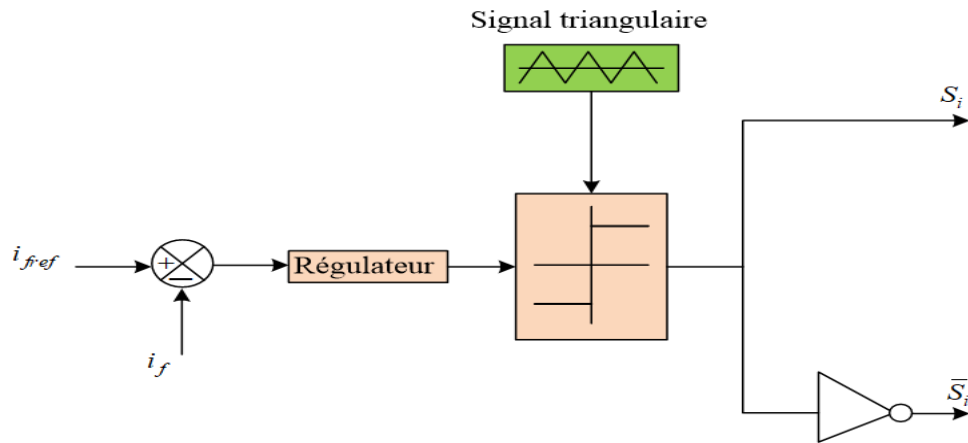


Figure II. 8: Principe de commande du courant par MLI.

### II.11.3 Générations des signaux de contrôle par MLI vectorielle.

La méthode MLI vectorielle peut augmenter la tension de sortie de l'onduleur tout en diminuant la distorsion harmonique, comparée à la MLI sinusoïdale. Elle est utilisée par différentes techniques pour contrôler l'onduleur et le redresseur, visant à minimiser les pertes de commutation et les harmoniques tout en garantissant un contrôle précis [36].

## II.12 Commande linéaire du filtre actif parallèle

### II.12.1 Régulation de la tension continue par un correcteur PI

Il est important de maintenir une tension moyenne constante  $U_{dc}$  aux bornes du condensateur. Les facteurs qui peuvent l'altérer incluent les pertes des commutateurs de puissance du convertisseur, les pertes des inductances de découplage et les fluctuations de courants de base lors de régimes transitoires de la charge polluante. Le lien entre la puissance absorbée par le condensateur et la tension à ses bornes peut être déterminé en ignorant les pertes de commutation dans le convertisseur et l'énergie stockée dans l'inductance du filtre de sortie.

$$P_{ref} = \frac{d}{dt} \left( \frac{1}{2} C_{dc} V_{dc}^2 \right) \quad (II.45)$$

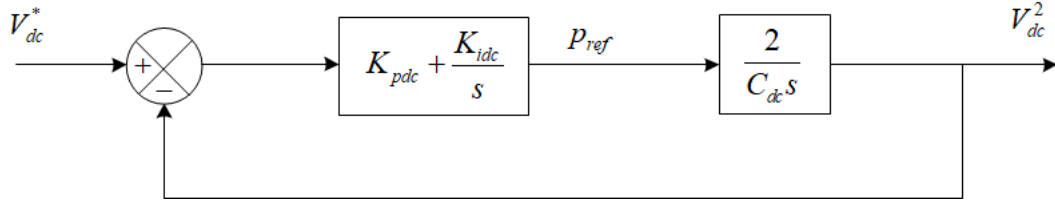
En utilisant la transformation de Laplace sur cette relation, les résultats suivants sont obtenus :

$$P_{ref}(s) = \frac{1}{2} C_{dc} V_{dc}^2(s) \quad (II.46)$$

La tension du condensateur est déterminée par :

$$V_{dc}^2(s) = \frac{2P_{ref}(s)}{C_{dc}s} \quad (II.47)$$

Le contrôle en boucle fermée de la tension continue est représenté sur la [Figure II. 9](#) en utilisant la relation (II.47) et un régulateur PI. L'objectif de choisir les paramètres pour  $K_{pdc}$  et  $K_{idc}$  est d'obtenir une réponse stable sans compromettre la dynamique du filtre actif.



[Figure II. 9](#): Boucle de régulation de la tension continue.

La fonction de transfert pour la commande en boucle fermée de la tension continue est donnée par la [Figure II. 9](#):

$$G_{BF} = \frac{\left(1 + \frac{K_{pdc}}{K_{idc}}s\right)}{s^2 + 2\frac{K_{pdc}}{C_{dc}}s + 2\frac{K_{idc}}{C_{dc}}} \quad (\text{II.48})$$

En utilisant cette équation de transfert pour représenter le contrôle de second ordre, nous découvrons :

$$K_{idc} = \frac{1}{2}C_{dc}\omega_c^2 \quad (\text{II.49})$$

$$K_{pdc} = \xi\sqrt{2C_{dc}K_{idc}} \quad (\text{II.50})$$

On choisit la valeur de  $\xi=0.707$  pour un bon coefficient d'amortissement du système et  $\omega_c = 2\pi f_c$ .

### II.12.2 Contrôle du courant du filtre par un correcteur PI

Le correcteur proportionnel-intégral est souvent utilisé en raison de sa simplicité pour la commande de courant. La [Figure II. 10](#) montre un schéma simplifié de la boucle de régulation du courant du contrôleur dans le repère tournant ( $d$ - $q$ ). La fonction de transfert en boucle ouverte peut alors ressembler à ceci.

$$F_{i(fdq)}(s) = \frac{K_{p(dq)}s + K_{i(dq)}}{s} \frac{1}{L_f s + R_f} \quad (\text{II.51})$$

En conséquence, la fonction de transfert en boucle fermée sera :

$$F_{i(fdq)}(s) = \frac{K_{p(dq)}s + K_{i(dq)}}{L_f s^2 + (R_f + K_{p(dq)})s + K_{i(dq)}} \quad (\text{II.52})$$

Les valeurs constantes du contrôleur PI sont fournies par :

$$\begin{aligned}
 K_{p(dq)} &= 2\xi\omega_c L_f - R_f \\
 K_{i(dq)} &= L_f \omega_c^2
 \end{aligned}
 \tag{II.53}$$

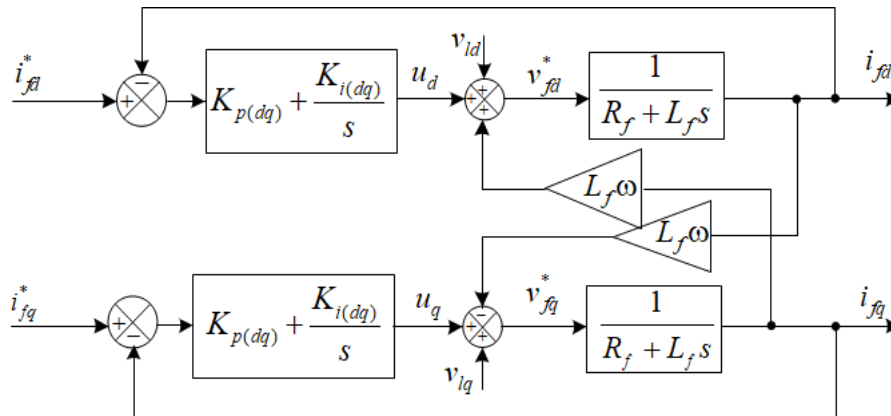


Figure II. 10: Schéma de principe de la régulation des courants ( $i_{fdq}$ ) par des régulateurs PI.

### II.13 Résultats de simulation et interprétations

Sur la base de l'approche d'identification active et réactive instantanée, les résultats montrent la réponse du filtre actif contrôlé par MLI vectoriel dans le repère tournant ( $d-q$ ). Le système et son contrôle sont évalués en conditions statiques et dynamiques à l'aide de tests de simulation dans le logiciel MATLAB. La commande utilisée est linéaire PI et la charge non linéaire est un redresseur à diodes triphasé. Les paramètres du système sont décrits dans l'Annexe . La performance dynamique est évaluée en changeant la charge à  $t=0.3s$ .

La Figure II. 11 représente les tensions triphasées, courants de charges, courants de source, courants du filtre actif et leurs références, ainsi que la tension et courant de la première phase pour le contrôle PI. Les résultats montrent que le courant de source sinusoïdal est maintenu par la commande PI, et que le filtre actif élimine les harmoniques non linéaires de la charge, produisant ainsi un courant de source sinusoïdal. Les observations sont identiques avant et après la variation de charge, ce qui montre que le filtre actif fonctionne correctement et génère des courants qui suivent bien leurs références. Enfin, on peut observer que le filtre actif améliore également le facteur de puissance, car le courant est en phase avec la tension.

Le filtre actif garantit un courant de source sinusoïdal avec la commande PI. Il absorbe les harmoniques non linéaires de la charge depuis le point de couplage commun, ce qui rend le courant de source sinusoïdal. Ce fonctionnement correct est observé avant et après une variation de charge. Le filtre actif parallèle à deux niveaux injecte des courants conformes aux références. Il améliore également le facteur de puissance en alignant le courant avec la tension.

Le graphe représentant la tension du bus continu est montré dans la Figure II. 12. On observe que la tension atteint sa valeur cible avec une réponse lente après l'ajout du filtre actif

au réseau, soit à  $t=0.17s$ . De plus, une réponse lente a également été constatée suite à un changement de charge.

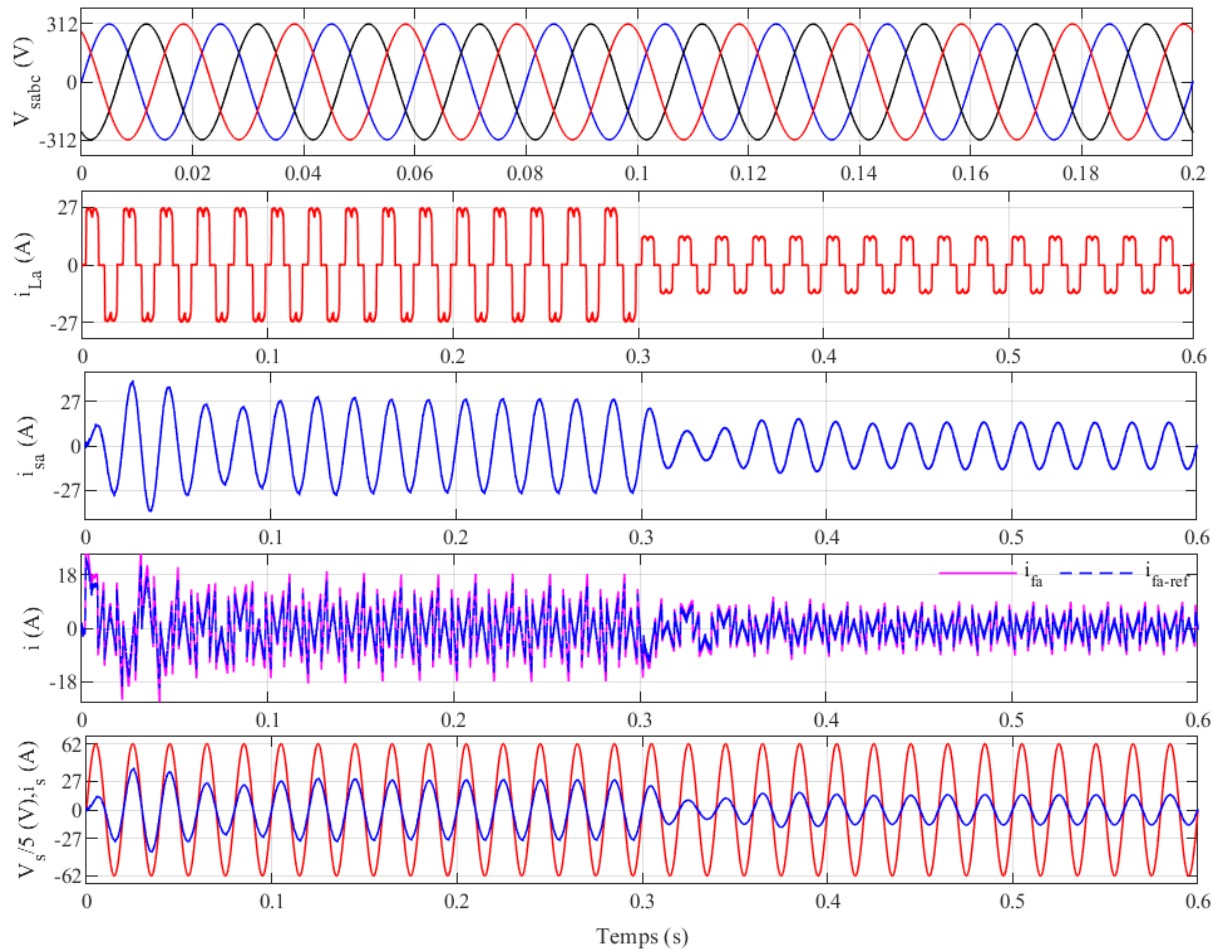


Figure II. 11: Tensions triphasées, courants de charges, Courants de source, courants du filtre actif et leurs références, et tension de la 1<sup>ère</sup> phase et le courant correspondant.

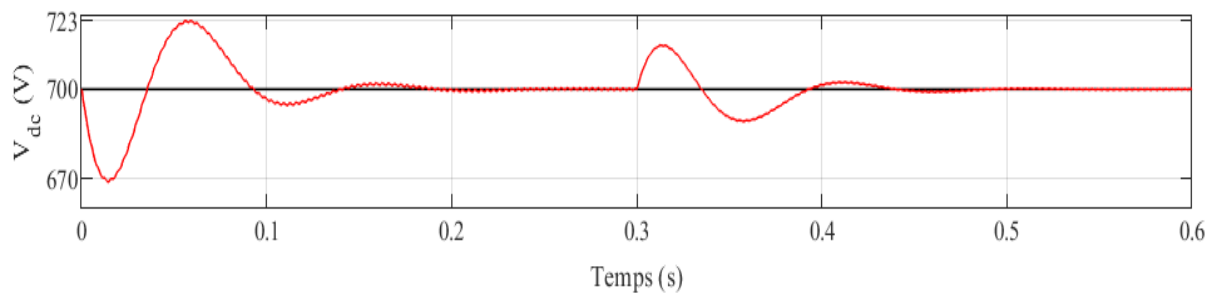


Figure II. 12: Tension  $V_{dc}$  aux bornes du condensateur.

Les allures des puissances instantanées  $p$  et  $q$  sont représentées sur la Figure II. 13. Après la variation de charge à  $t=0.3s$ , la puissance active est fournie par la source sans aucun changement observé sur la puissance réactive qui continue à suivre sa référence nulle. Cela signifie également que la source a un facteur de puissance presque unitaire avant et après la variation de charge.



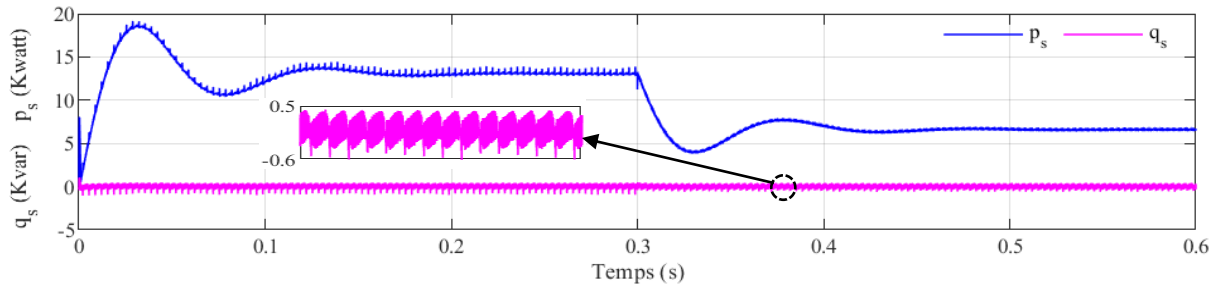


Figure II. 13: Allures des puissances instantanées  $p_s$ ,  $q_s$ .

La Figure II. 14 montre le taux de distorsion harmonique THD du courant de source avant le filtrage et la variation de la charge, avec des valeurs de 28,59% qui augmentent légèrement à 29,15%. La Figure II. 15 montre le taux de distorsion harmonique THD du courant de source après le filtrage et la variation de la charge, avec des valeurs de 2,13% qui augmentent légèrement à 2,92% grâce à la commande PI.

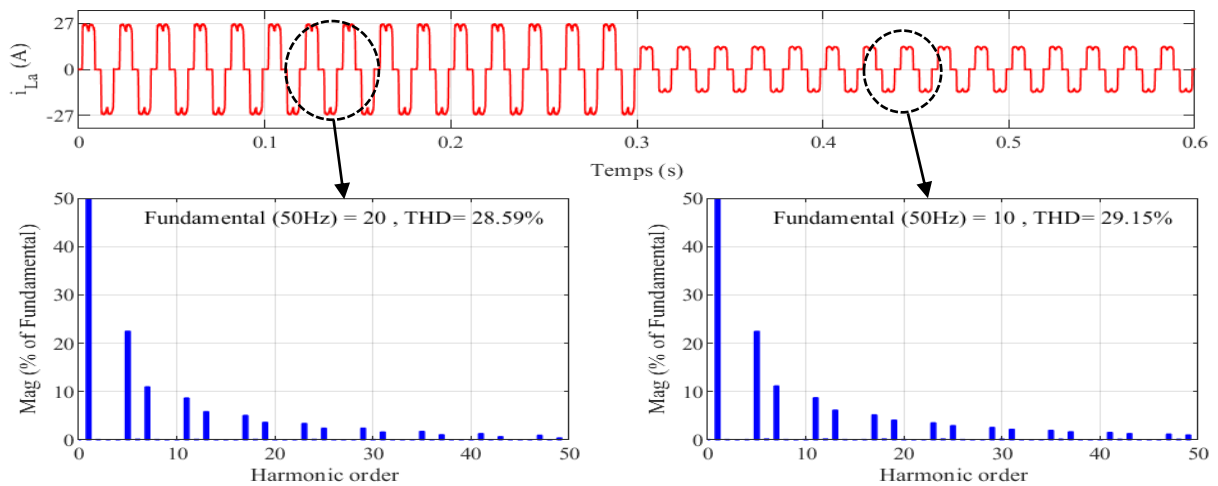


Figure II. 14: Spectre harmonique du courant source sans compensation, avant la variation des charges et après la variation des charges.

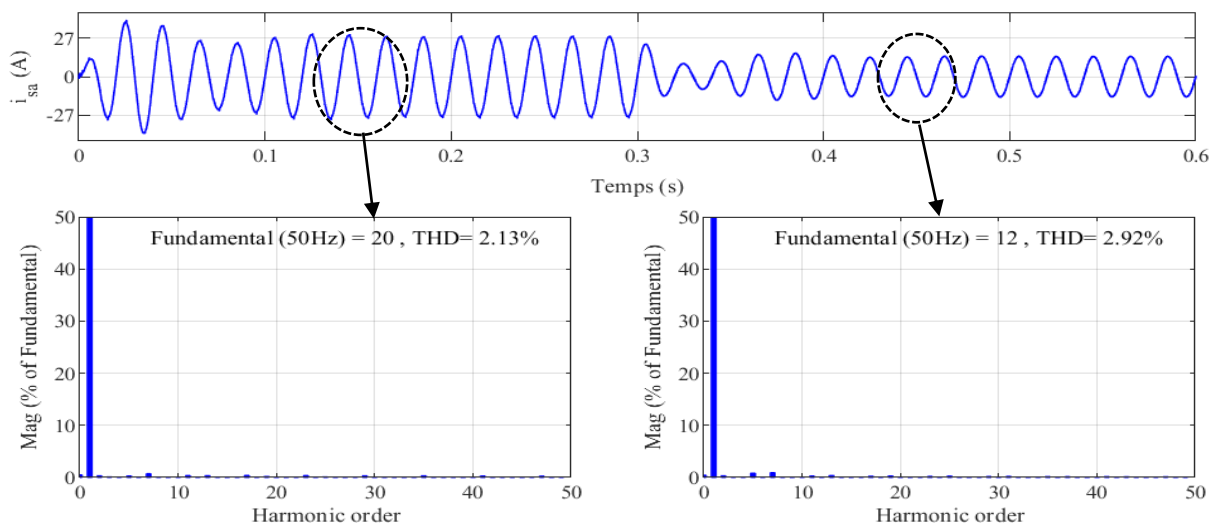


Figure II. 15: Spectre harmonique du courant source avec compensation, avant la variation des charges et après la variation des charges.

## II.14 Commande par mode glissant d'un filtre actif parallèle à deux niveaux

La commande en mode glissant est une méthode populaire pour sa performance et sa robustesse dans le domaine de l'électronique de puissance, utilisée pour les applications de filtrage actif et de commande de moteurs électriques. Elle fournit aux systèmes dynamiques une propriété de tolérance aux incertitudes [38], [52].

## II.15 Principe de la commande par mode glissant

Les systèmes de commande à structure variable utilisent l'approche de commande par mode glissant pour fonctionner [53]. Ce type de système peut changer sa structure en alternant entre deux valeurs de commande selon une logique déterminée, comme illustré dans la Figure II. 16.

$$u = \begin{cases} u_{\min} & \text{pour } S > 0 \\ u_{\max} & \text{pour } S < 0 \end{cases} \quad (\text{II.54})$$

Pour les systèmes à structure variable, il est crucial de sélectionner les paramètres appropriés pour chaque structure et de définir clairement la logique de commutation. La mise en place de la commande en mode glissant se fait en trois étapes.

### II.15.1 Choix de la surface de glissement

Le choix de la surface de glissement dépend du nombre et de la forme des fonctions requises, qui sont à leur tour influencés par l'application et les objectifs [53], [54]. Le vecteur surface  $S$  et le vecteur commande  $u$  ont la même dimension pour un système donné, comme défini par l'équation (II.55).

$$\frac{dx}{dt} = f(x, t) + B(x, t)u \quad (\text{II.55})$$

Selon une forme générique développée par J.J. Slotine, la commande non linéaire est basée sur l'erreur de la variable à contrôler,  $x$ , et garantit la convergence de la variable à contrôler vers sa référence :

$$S(x) = \left( \frac{d}{dt} + \lambda \right)^{r-1} e(x) \quad (\text{II.56})$$

$e(x)$  : montre la variation entre la variable qui doit être modifiée et sa référence,  $\lambda$  : est une constante positive,  $r$  : est le degré relatif de variable.

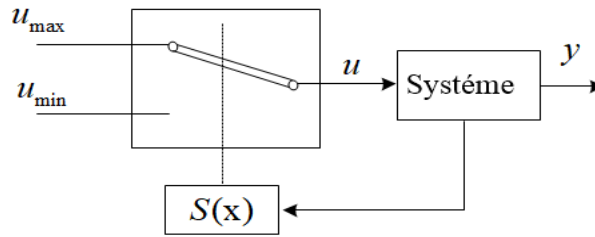


Figure II. 16: Système de modification de structure variable et de changement de structure.

### II.15.2 Conditions d'existence et de convergence

Il est nécessaire de définir une fonction de Lyapunov  $V(x) > 0$  pour les variables d'état du système afin d'assurer la convergence ou l'attractivité vers la surface de glissement, permettant ainsi à la dynamique du système de converger vers la référence. Voici une définition de la fonction de Lyapunov :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{II.57})$$

La dérivée de cette fonction est :

$$\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x) \quad (\text{II.58})$$

Il faut s'assurer que sa dérivée soit négative pour que la fonction  $V(x)$  diminue. Ainsi, la condition de convergence s'énonce ainsi :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (\text{II.59})$$

### II.15.3 Détermination de la loi de commande

Pour faire en sorte que la variable à contrôler atteigne la surface de glissement puis son point d'équilibre tout en maintenant les modes de glissement, il est nécessaire de déterminer une condition. Une fois que la surface de glissement et le critère de convergence ont été choisis, il est possible de décomposer la commande  $u$  en ses composantes, à savoir les commandes équivalentes et les commandes discontinues [53], [55].

$$u = u_{eq} + u_{dis} \quad (\text{II.60})$$

La variable à surveiller est maintenue à zéro en utilisant la commande analogique de Filipov et Utkin à travers la surface de glissement  $S(x) = 0$ . Si la variable sort de cette surface, elle est ramenée à sa référence par une commande discontinue [55]. Ensuite, on vérifie la condition de convergence.

### II.15.4 Commande équivalente

En fixant la dérivée temporelle de la fonction de commutation à zéro, un vecteur de commande analogique pour le système précédent peut être créé :

$$\dot{S}(x,t) = \left( \frac{\partial S}{\partial x} \right)^t (f(x,t) + B(x,t)u) + \frac{\partial S}{\partial t} = 0 \quad (\text{II.61})$$

Nous pouvons donc établir la commande équivalente par :

$$u_{eq} = \left[ \left( \frac{\partial S}{\partial x} \right)^t B(x,t) \right]^{-1} \left\{ \left( \frac{\partial S}{\partial t} \right)^t f(x,t) + \frac{\partial S}{\partial t} \right\} \quad (\text{II.62})$$

Avec la condition d'existence :

$$\left( \frac{\partial S}{\partial x} \right)^t B(x,t) \neq 0 \quad (\text{II.63})$$

### II.15.5 Commande discontinue

Une commande qui peut faire revenir les trajets d'état à leurs références est nécessaire si, suite à des chocs ou des modifications des paramètres du système, les trajets d'état ne se trouvent plus sur la surface de glissement  $S(x) = 0$  [56].

Pour répondre à ce besoin, une fonction discontinue (commutateur à deux niveaux) peut être utilisée ; cette commande est décrite par :

$$u_{dis} = -k \operatorname{sgn}(S(x)) \quad \text{avec } K > 0 \quad (\text{II.64})$$

Et

$$\operatorname{sgn}(S(x)) = \begin{cases} 1 & , S(x) > 0 \\ -1 & , S(x) < 0 \\ 0 & , S(x) = 0 \end{cases} \quad (\text{II.65})$$

### II.16 Mode de glissement avec effet intégrale

Le mode de glissement avec effet intégrale est un mode de commande utilisé pour stabiliser un système en incluant un terme intégral dans la fonction de commande. Cela permet de compenser les erreurs d'état résiduelles et de fournir une réponse plus précise à la référence [57], [58].

$$S(t) = \left( \frac{d}{dt} + \lambda \right)^{r-1} e(x) + k_i \int e(t) dt \quad (\text{II.67})$$

Avec un gain intégral positif  $k_i$ , cette méthode présente l'avantage d'avoir une surface de glissement qui est un plan passant par l'origine. Lorsque le système est de second ordre, avec  $r = 2$ , la solution est trouvée sur un plan, contrairement au mode de glissement traditionnel où la solution est trouvée sur une ligne.

Dans cette section, nous proposons une commande robuste basée sur les modes de glissement d'un filtre actif à deux niveaux pour démontrer l'efficacité et la robustesse de cette

commande non linéaire. Elle dépend de contrôleurs fiables et réactifs pour la tension  $V_{dc}$  aux bornes du condensateur ainsi que pour les courants injectés par le filtre.

## II.17 Synthèse des régulateurs

Le système (II.54) (modèle du filtre actif à deux niveaux dans le repère synchrone (dq)) sera séparé en deux sous-systèmes pour effectuer la commande par mode de glissement sur le filtre actif à deux niveaux.

$$\begin{cases} \frac{di_{fd}}{dt} = -\frac{R}{L_f} i_{fd} - \omega i_{fq} + \frac{1}{L_f} u_{fd} - \frac{1}{L_f} v_{ld} \\ \frac{di_{fq}}{dt} = -\frac{R}{L_f} i_{fq} + \omega i_{fd} + \frac{1}{L_f} u_{fq} - \frac{1}{L_f} v_{lq} \\ \frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{V_{dc} C_{dc}} p_{ref} \end{cases} \quad (\text{II.68})$$

### ➤ Sous-système 1

Ce sous-système représente la dynamique du courant du filtre actif décrite par les équations suivantes. Les tensions  $v_{fd}^*, v_{fq}^*$  sont choisies comme variables de contrôle et les courants  $i_{fd}$ ,  $i_{fq}$  du filtre sont choisis comme variables d'entrée.

$$\begin{cases} \frac{di_{fd}}{dt} = -\frac{R}{L_f} i_{fd} - \omega i_{fq} + \frac{1}{L_f} v_{fd}^* - \frac{1}{L_f} v_{ld} \\ \frac{di_{fq}}{dt} = -\frac{R}{L_f} i_{fq} + \omega i_{fd} + \frac{1}{L_f} v_{fq}^* - \frac{1}{L_f} v_{lq} \end{cases} \quad (\text{II.69})$$

### ➤ Sous-système 2

L'équation de description de ce sous-système est donnée par :

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{V_{dc} C_{dc}} p_{ref} \quad (\text{II.70})$$

Dans ce sous-système, le courant  $i_{dc}$  est considérée comme la variable de contrôle et la tension  $V_{dc}$  comme variable d'entrée.

### II.17.1 Contrôle du courant du filtre actif $i_{fd}, i_{fq}$ .

La première étape du processus de conception consiste à choisir les surfaces de commutation. Les fonctions de mode de glissement suivantes sont conçues pour la voie de courant électrique de référence et intègrent des actions proportionnelles et intégrales pour améliorer les performances en régime transitoire et permanent.

### II.17.1.1 Sélection des surfaces de commutation

La sélection des surfaces de commutation permet de déterminer le comportement souhaité pour une réponse rapide du filtre actif parallèle pendant les régimes transitoires et permanents. À partir du système d'équations (II.69), deux surfaces pour le suivi des courants sont définies de la manière suivante :

$$\sigma(i_{fdq}) = K_{dq}(i_{fdq}^* - i_{fdq}) + K_{idq} \int (i_{fdq}^* - i_{fdq}) dt \quad (\text{II.71})$$

$$\text{Avec } \sigma = \begin{pmatrix} \sigma(i_{fd}) \\ \sigma(i_{fq}) \end{pmatrix}; i_{fdq}^* = \begin{pmatrix} i_{fd}^* \\ i_{fq}^* \end{pmatrix}; i_{fdq} = \begin{pmatrix} i_{fd} \\ i_{fq} \end{pmatrix}; K_{idq} = \begin{pmatrix} K_{id} & 0 \\ 0 & K_{iq} \end{pmatrix}$$

- ✓ La surface actuelle de  $i_{fd}$  est la première, comme spécifié par :

$$\sigma(i_{fd}) = K_d(i_{fd}^* - i_{fd}) + K_{id} \int (i_{fd}^* - i_{fd}) dt \quad (\text{II.72})$$

- ✓ La deuxième surface est celle du courant  $i_{fq}$ , définie par

$$\sigma(i_{fq}) = K_q(i_{fq}^* - i_{fq}) + K_{iq} \int (i_{fq}^* - i_{fq}) dt \quad (\text{II.73})$$

Durant le mode glissant, nous avons :

$$\sigma(i_{fd}) = \sigma(i_{fq}) = 0 \quad (\text{II.74})$$

$$\dot{\sigma}(i_{fd}) = \dot{\sigma}(i_{fq}) = 0 \quad (\text{II.75})$$

Le modèle (II.69) est un système non linéaire multi-entrées multi-sorties avec des termes de multiplication entre les variables d'état ( $i_{fd}, i_{fq}$ ) et les sorties ( $v_{fd}, v_{fq}$ ). Il est bilinéaire et invariant dans le temps pendant un état de commutation donné. Il est formulé de manière générale :

$$\dot{X}_{dq} = AX_{dq} + Bu_{dq} + D \quad (\text{II.76})$$

Et les deux surfaces de glissement s'écrivent :

$$\sigma(X) = K_{dq}(X_{dq}^* - X_{fdq}) + K_{idq} \int (X_{dq}^* - X_{fdq}) dt \quad (\text{II.77})$$

La dérivée temporelle de  $\sigma(X)$  est donnée par :

$$\dot{\sigma}(X) = K_{dq}(\dot{X}_{dq}^* - \dot{X}_{fdq}) + K_{idq}(X_{dq}^* - X_{fdq}) = 0 \quad (\text{II.78})$$

D'après équations (II.77), l'équation précédente s'écrit :

$$\dot{\sigma}(X) = K_{dq}(\dot{X}_{dq}^* - (AX_{dq} + Bu_{dq} + D)) + K_{idq}(X_{dq}^* - X_{fdq}) = 0 \quad (\text{II.79})$$

$$\text{Avec : } X = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{fd} \\ i_{fq} \end{bmatrix}; u = u_{eq} + u_{dis} = \begin{bmatrix} v_{fd}^* \\ v_{fq}^* \end{bmatrix}; B = -\frac{1}{L_f}; A = \begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_f} & \omega \\ \omega & -\frac{R_f}{L_f} \end{bmatrix}; D = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_f} v_{ld} \\ -\frac{1}{L_f} v_{lq} \end{bmatrix}$$

### II.17.1.2 Détermination de la loi de commande

La commande  $u$  peut être décomposée en deux composantes : contrôle équivalent et contrôle discontinu.

$$u = u_{eq} + u_{dis} \quad (II.78)$$

### II.17.1.3 Commande équivalente

A partir équations (II.79), le Contrôle équivalent peut être défini par :

$$\dot{\sigma}(X) = K_{dq}(\dot{X}_{dq}^* - (AX_{dq} + Bu_{dq} + D)) + K_{idq}(X_{dq}^* - X_{fdq}) = 0 \quad (II.79)$$

$$u_{eq(dq)} = (K_{dq}B)^{-1}[K_{idq}(X_{fdq}^* - X_{fdq}) + K_{dq}(\dot{X}_{fdq}^* - (AX_{fdq} + D))] \quad (II.80)$$

Avec :  $K_{id} = K_{iq} = 5e^6$ ;  $K_d = K_q = 3e^{-3}$

### II.17.1.4 Commande discontinue

La commande discontinue garantit la minimisation de l'écart entre la trajectoire d'état et sa surface de glissement lorsque la trajectoire s'en éloigne. Cette composante de contrôle a été choisie car :

$$u_{dis(dq)} = \begin{bmatrix} u_{dis(d)} \\ u_{dis(q)} \end{bmatrix} = \text{sgn}(\sigma(X))U_{max} = \begin{cases} U_{max} & \text{si } \sigma(X) > 0 \\ -U_{max} & \text{si } \sigma(X) < 0 \\ 0 & \text{si } \sigma(X) = 0 \end{cases} \quad (II.81)$$

Le contrôle est alors donné par :

$$u = u_{eq(dq)} + u_{dis(dq)} = \begin{bmatrix} v_{fd}^* \\ v_{fq}^* \end{bmatrix} \quad (II.82)$$

Le choix des paramètres des régulateurs du mode glissant est crucial car un paramètre trop petit entraîne une réponse lente et un paramètre trop grand provoque l'apparition de "Chattering". La Figure II. 17 montre le schéma de base de la commande par mode glissant utilisée pour réguler les courants du filtre actif parallèle à deux niveaux.

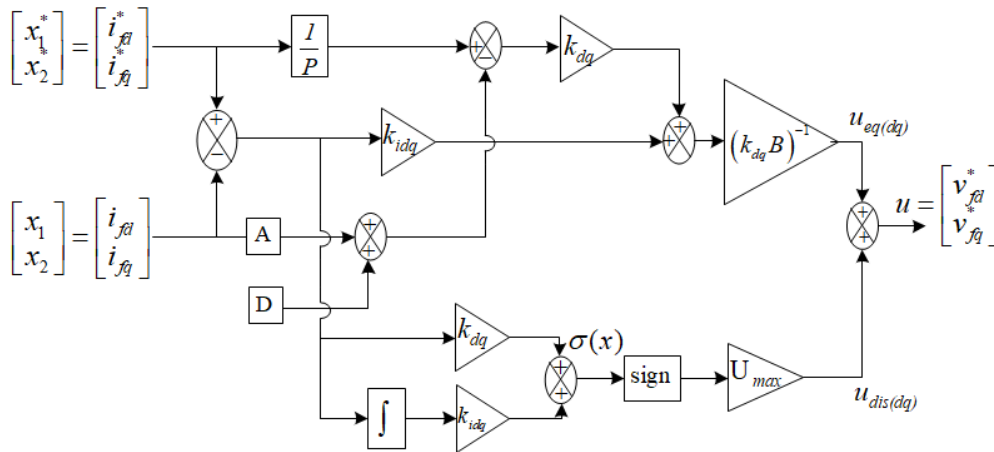


Figure II. 17: Schéma de principe de la régulation des courants par mode glissant.

## II.18 Régulateur de la tension continues $V_{dc}$

La surface est conçue pour le contrôle de la tension continue comme suit :

$$\sigma(x_4) = c_k x_4 + \dot{x}_4 + c_i \int x_4 \quad (\text{II.83})$$

Avec :

$$x_4 = \varepsilon(V_{dc}) \quad (\text{II.84})$$

Dans la commande en mode glissant, et pour la régulation de la tension continue  $V_{dc}$  du condensateur, les valeurs de fonction de commutation  $y_1$  et  $y_2$  sont définies comme suit [59]:

$$y_1 = \begin{cases} 1 & \text{si } \sigma(x_4).x_4 > 0 \\ -1 & \text{si } \sigma(x_4).x_4 < 0 \end{cases} \quad (\text{II.85})$$

$$y_2 = \begin{cases} 1 & \text{si } \sigma(x_4).\dot{x}_4 > 0 \\ -1 & \text{si } \sigma(x_4).\dot{x}_4 < 0 \end{cases} \quad (\text{II.86})$$

Par conséquent, la sortie en mode glissant de ce contrôleur est spécifiée par :

$$u_{V_{dc}} = i_{dc}^* = c_1 x_4 y_1 + c_2 \dot{x}_4 y_2 \quad (\text{II.87})$$

Avec :  $c_1 = 300$ ,  $c_2 = 5e^{-4}$

La Figure II. 18 donne le schéma de principe de la commande par mode glissant utilisée pour la régulation de la tension continue  $V_{dc}$  aux bornes du condensateur du FAP à deux niveaux.

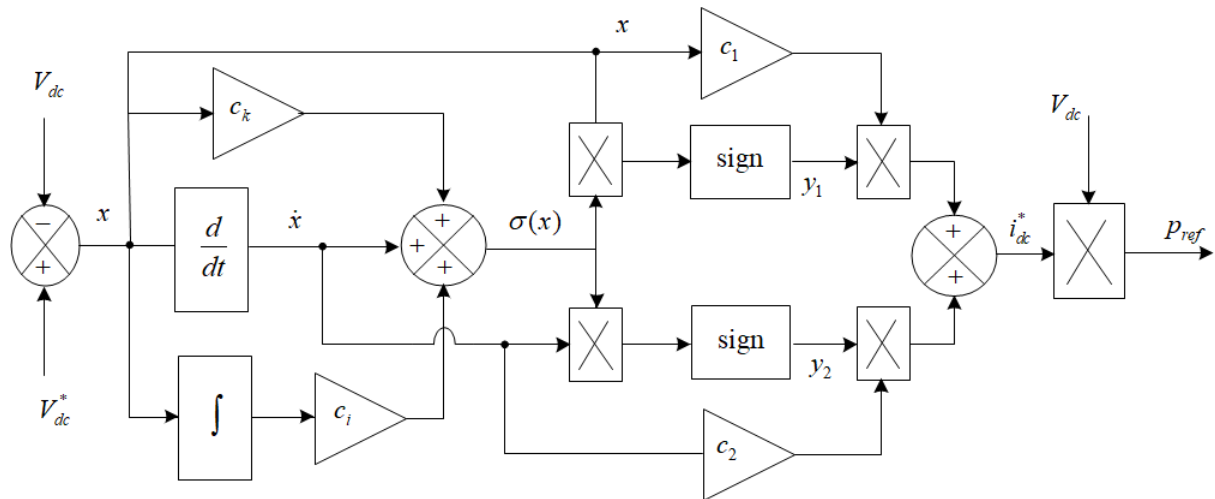


Figure II. 18: Schéma de principe de la régulation de la tension continue  $V_{dc}$  aux bornes du condensateur par mode glissant.

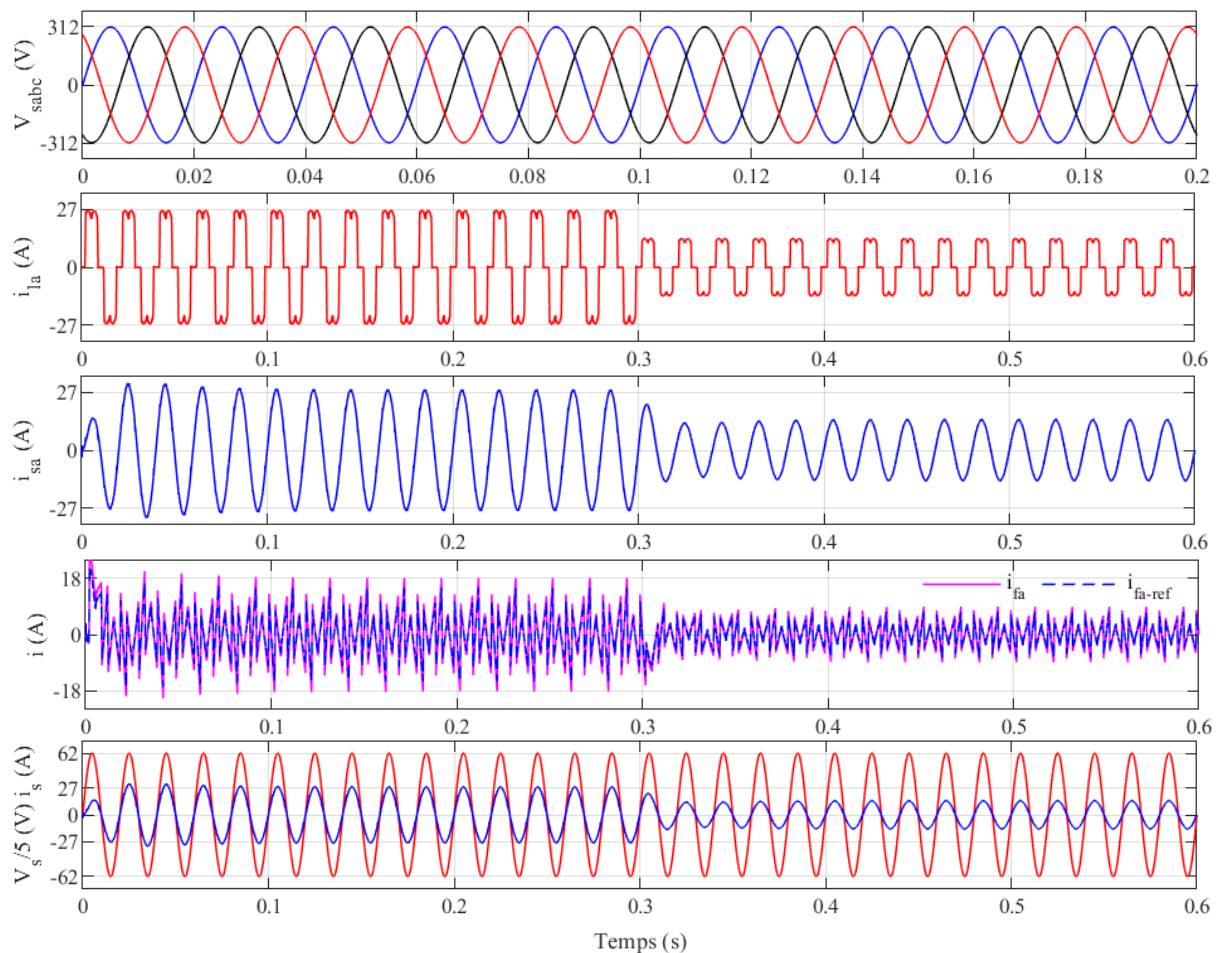
## II.19 Résultats de simulation

Cette section se consacre à la présentation des résultats de simulation du fonctionnement du filtre actif à deux niveaux connectés en parallèle à un réseau triphasé à trois fils, en utilisant la commande par mode glissant basée sur l'algorithme de la théorie des puissances instantanées



actives et réactives dans le repère tournant et la technique de génération de signaux de commande pour l'onduleur à deux niveaux.

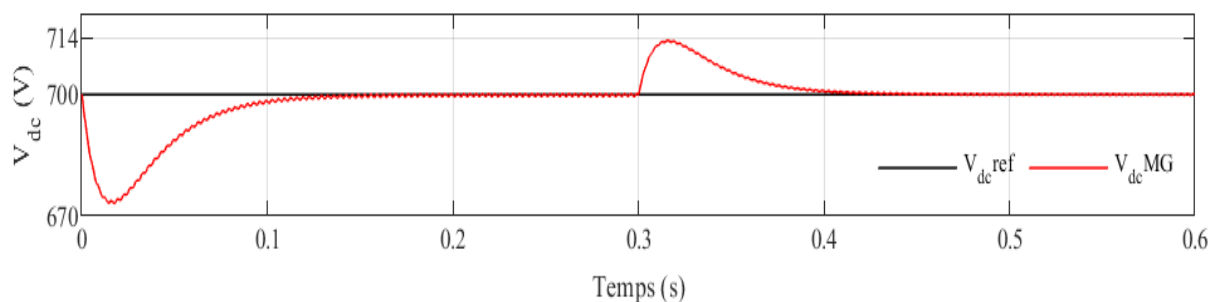
Dans la [Figure II. 19](#) , les tensions triphasées, les courants de charges, les courants de source, les courants du filtre actif et leurs références, ainsi que la tension et le courant correspondants de la première phase sont représentés de haut en bas. Il est montré que le courant source sinusoidal est obtenu avec la commande par mode glissant. Le filtre actif absorbe les harmoniques non linéaires de la charge depuis le point de couplage commun, rendant le courant de source sinusoidal. La même observation peut être faite avant et après une variation de la charge. Cela montre que le filtre actif parallèle à deux niveaux fonctionne correctement et injecte des courants conformes à leurs références. Enfin, il peut être noté que le filtre actif contribue à améliorer le facteur de puissance où le courant est en phase avec la tension.



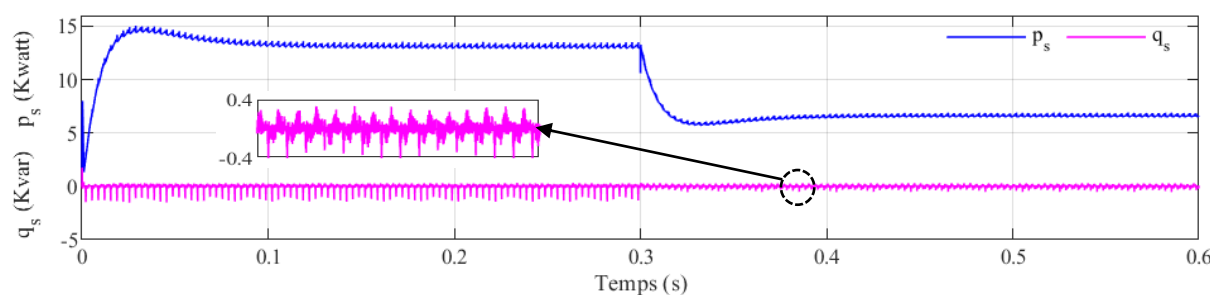
**Figure II. 19:** Tensions triphasées, courants de charges, Courants de source, courants du filtre actif et leurs références, et tension de la 1ere phase et le courant correspondant, commandée par mode glissant.

La tension du bus continu est représentée sur la [Figure II. 20](#) . On constate que cette tension atteint sa valeur de référence rapidement après la connexion du filtre actif au réseau à  $t=0.13s$ , sans dépassement de la valeur de référence. Une réponse rapide a également été observée après un changement de charge.

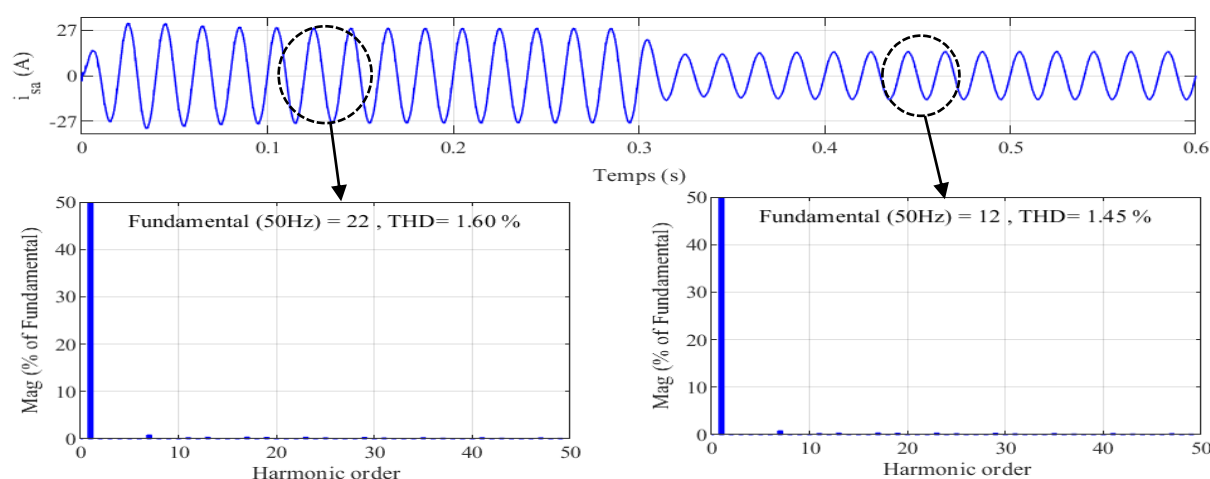
Les puissances instantanées  $p$  et  $q$  sont représentées sur la [Figure II. 21](#) . La [Figure II. 22](#) montre le taux de distorsion harmonique THD du courant source après filtrage et variation de la charge, avec des valeurs de 1.60% et une légère baisse à 1.45% grâce à la commande par mode glissant.



[Figure II. 20](#): Tension  $V_{dc}$  aux bornes du condensateur.



[Figure II. 21](#): Allures des puissances instantanées  $p$ ,  $q$ .



[Figure II. 22](#): Spectre harmonique du courant source avec compensation, avant la variation des charges et après la variation des charges, par mode glissant.

## II.20 Commande par mode glissant d'ordre 2 d'un filtre actif parallèle à deux niveaux

La commande par mode glissant d'ordre 2 est une technique de contrôle non linéaire très puissante, appartenant aux SMC continus de deuxième ordre. Il conserve toutes les propriétés fondamentales du contrôle d'ordre 1 traditionnel, avec en plus la capacité de réduire les problèmes de "Chattering" [60]. Le mode glissant de deuxième ordre ne nécessite que des informations sur  $\sigma$ , sans avoir besoin d'évaluer le signe de  $\dot{\sigma}$ , comme montré dans la Figure II.

23. La loi de commande ST-SMC  $u(t)$  est formée de deux parties :

$$u_{st} = u_1(t) + u_2(t) \quad (\text{II.88})$$

$$\begin{cases} u_2 = -\lambda |\sigma|^\rho \text{sign}(\sigma) \\ \dot{u}_1 = W \text{sign}(\sigma) \end{cases} \quad (\text{II.89})$$

Où la surface de glissement est représentée par  $\sigma$ , des gains positifs  $\lambda$  et  $W$  sont définis, et le coefficient fractionnaire  $\rho$  est défini comme suit :

$$0 < \rho \leq 0.5 \quad (\text{II.90})$$

L'analyse de stabilité telle que proposée par Barth dans [61] peut être démontrée à travers une fonction de Lyapunov candidate appropriée  $V$  définie comme suit.

$$V = W|\sigma| + \frac{1}{2}V^2 \quad (\text{II.91})$$

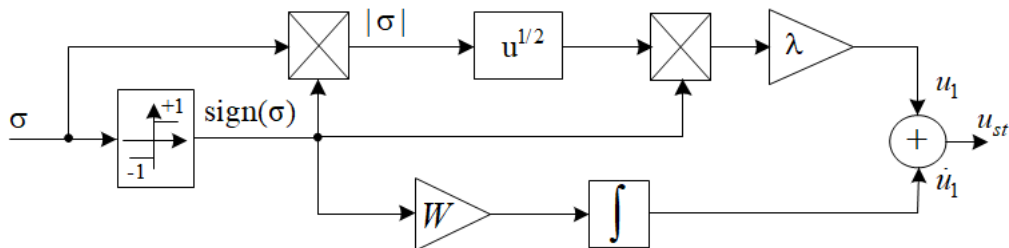


Figure II. 23: la structure du contrôleur par mode glissant d'ordre 2.

La Figure II. 24 montre comment la trajectoire de l'algorithme évolue dans le plan de phase  $(\sigma, \dot{\sigma})$  en se rapprochant de l'origine. Les croisements ultérieurs avec les axes du plan  $(\sigma, \dot{\sigma})$  sont observables et la stabilité du système contrôlé  $(\sigma(x), \dot{\sigma}(x))$  est garantie en un temps limité. La condition de convergence assure que  $\sigma(x) \cdot \dot{\sigma}(x) < 0$  [62].

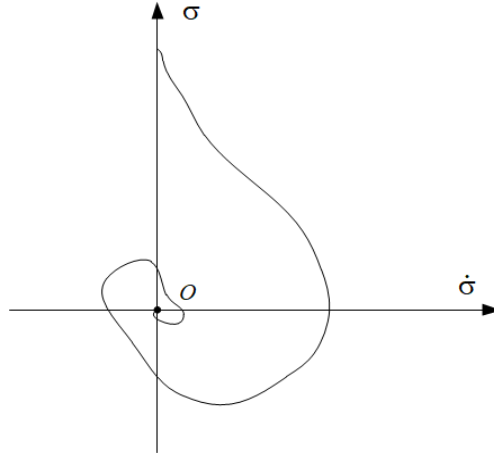


Figure II. 24: Convergences de mode glissant d'ordre 2.

En pratique, le système de contrôle est influencé par différentes incertitudes telles que les variations de paramètres, les perturbations et les bruit de mesure. Le modèle de contrôle dynamique pour ce système avec perturbation peut être écrit :

$$\dot{x} = ax + bu + K \quad (\text{II.92})$$

Où  $x$  est le vecteur d'état,  $u$  est l'entrée et  $K$  représente la perturbation, en considérant que la perturbation du système est limitée, définie comme suit [62]:

$$K \leq k_{\max} |S|^{\frac{1}{2}} \quad (\text{II.93})$$

La dérivée temporelle de la fonction de Lyapunov peut être exprimée comme suit :

$$V \leq W \text{sing}(S) \left( -\lambda |S|^{\frac{1}{2}} \text{sing}(S) + k_{\max} |S|^{\frac{1}{2}} \right) \quad (\text{II.94})$$

En choisissant  $\lambda \geq k_{\max}$ , le gradient est défini négatif, ce qui signifie que le système est stable à l'infini.

### II.20.1 Contrôle du courant du filtre actif $i_{fd}, i_{fq}$ .

La commande des commutateurs de puissance via le bloc SVM provient des boucles de contrôle courant  $i_{fd}$  et  $i_{fq}$ . La génération du mode glissant d'ordre 2 peut être effectuée de manière analytique en utilisant un modèle de l'FAP dans la référence dq.

$$\begin{cases} \frac{di_{fd}}{dt} = -\frac{R}{L_f} i_{fd} - \omega i_{fq} + \frac{1}{L_f} v_{fd}^* - \frac{1}{L_f} v_{ld} \\ \frac{di_{fq}}{dt} = -\frac{R}{L_f} i_{fq} + \omega i_{fd} + \frac{1}{L_f} v_{fq}^* - \frac{1}{L_f} v_{lq} \end{cases} \quad (\text{II.95})$$

Comme illustré sur la [Figure II. 25](#) , la commande des courants  $i_{fd}$  et  $i_{fq}$  peut-être générée en résultant de la somme des tensions  $u_{fd}$  et  $u_{fq}$  à l'aide de deux contrôleurs en mode glissant d'ordre 2. La boucle directe est représentée comme une fonction de transfert du premier ordre, en considérant que  $\sigma_d$  et  $\sigma_q$  sont les surfaces de glissement associées aux courants  $i_{fd}$  et  $i_{fq}$ .

$$\begin{cases} \sigma_d = i_{fd}^* - i_{fd} \\ \sigma_q = i_{fq}^* - i_{fq} \end{cases} \quad (\text{II.96})$$

Les courants  $i_{fd}$  et  $i_{fq}$  du régulateur en mode glissant d'ordre 2 seront définis comme suit :

$$\begin{cases} u_d = -\lambda_d |\sigma_d|^\rho \text{sign}(\sigma_d) + u_{d1} \\ \dot{u}_{d1} = W_d \text{sign}(\sigma_d) \end{cases} \quad (\text{II.97})$$

$$\begin{cases} u_q = -\lambda_q |\sigma_q|^\rho \text{sign}(\sigma_q) + u_{q1} \\ \dot{u}_{q1} = W_q \text{sign}(\sigma_q) \end{cases} \quad (\text{II.98})$$

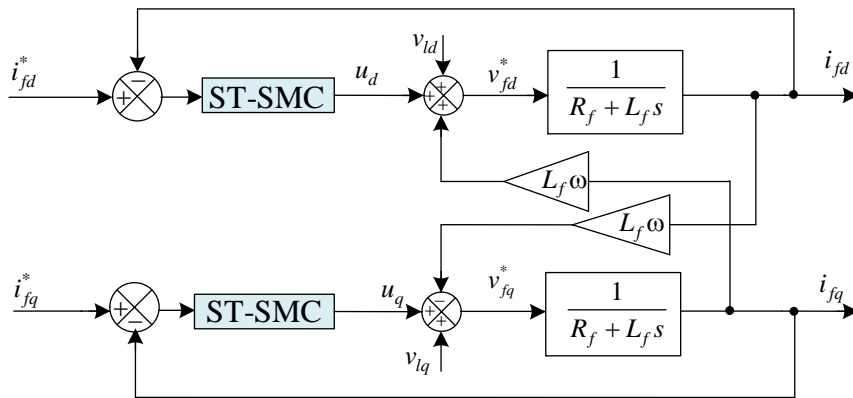
Où  $\lambda_{dq}$  et  $W_{dq}$  sont les gains de contrôle, les conditions suffisantes pour une convergence en un temps fini vers le collecteur de mode glissant imposé par le Levant sont définies dans [\[61\]](#).

$$\begin{cases} W > \frac{\Phi}{\Gamma_M} \\ \lambda \geq \frac{4\Phi\Gamma_M(W + \Phi)}{\Gamma_m^3(W - \Phi)} \end{cases} \quad (\text{II.99})$$

$\Phi, \Gamma_m$  et  $\Gamma_M$  sont définis comme les limites de  $\phi$  et  $\delta$  dans l'équation de la dérivée seconde des collecteurs glissants qui est définie dans l'équation [\(II.100\)](#).

$$\dot{X} = \Phi(x, t) + \delta(x, t)u \quad (\text{II.100})$$

Avec :  $\Phi > \phi$  et  $\Gamma_M \geq \delta \geq \Gamma_m$   $\Phi, \Gamma_m$  et  $\Gamma_M$  sont des constantes positives lorsque le système contrôlé dépend linéairement de la loi de commande  $u$ .



[Figure II. 25](#): Contrôle des courants  $i_{fd}$  et  $i_{fq}$  par mode glissant d'ordre 2.

### II.20.2 Régulateur de la tension continue $V_{dc}$

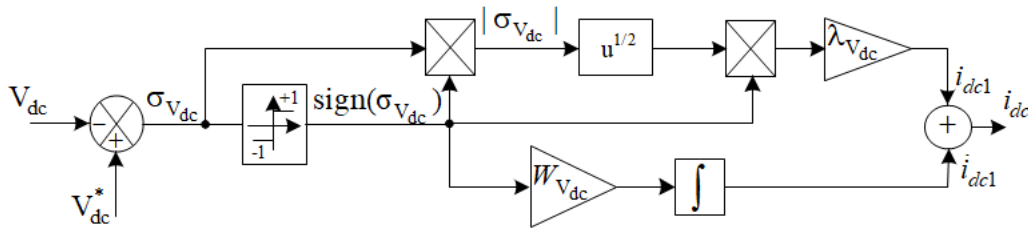
En utilisant la même méthode, les contrôleurs de tension continue peuvent être conçus. La surface de glissement de la tension continue est définie comme :

$$\sigma_{V_{dc}} = V_{dc}^* - V_{dc} \quad (\text{II.101})$$

La loi de contrôle mode glissant pour le contrôleur de tension DC peut être donnée comme suit :

$$\begin{cases} i_{dc} = -\lambda_{V_{dc}} |\sigma_{V_{dc}}|^p \text{sign}(\sigma_{V_{dc}}) + i_{dc1} \\ \dot{i}_{dc1} = W_{V_{dc}} \text{sign}(\sigma_{V_{dc}}) \end{cases} \quad (\text{II.102})$$

La [Figure II. 26](#) montre la régulation de la tension continue via le mode glissant d'ordre 2.



[Figure II. 26](#): Contrôler la tension DC en utilisant mode glissant d'ordre 2.

### II.20.3 Résultats de simulation

Dans cette partie on va présenter les résultats de simulation du filtre actif à 2 niveaux branché en parallèle sur un réseau triphasé à trois fils. Cela sera fait en utilisant la commande à base de mode glissant d'ordre 2 basée sur la théorie des puissances actives et réactives instantanées (pq) dans le repère tournant et la technique de génération de signaux de commande (MLI vectoriel) d'onduleur à deux niveaux.

Dans la [Figure II. 27](#), les tensions triphasées, les courants de charge, les courants de source, les courants du filtre actif et leurs références, ainsi que la tension et le courant correspondant de la première phase sont représentés de haut en bas pour la commande en mode glissant d'ordre 2. Les mêmes observations s'appliquent à la commande en mode glissant. La tension du bus continu est montrée dans la [Figure II. 28](#). On peut constater que la tension atteint rapidement sa valeur de référence après la connexion du filtre actif au réseau à  $t=0.11s$ , sans excéder la valeur de référence. Une réponse rapide a également été observée suite à un changement de charge.

La [Figure II. 30](#) montre le taux de distorsion harmonique THD du courant source après filtrage et variation de la charge, avec des valeurs de 1.25% et une légère baisse à 1.27% grâce à la commande par mode glissant d'ordre 2.

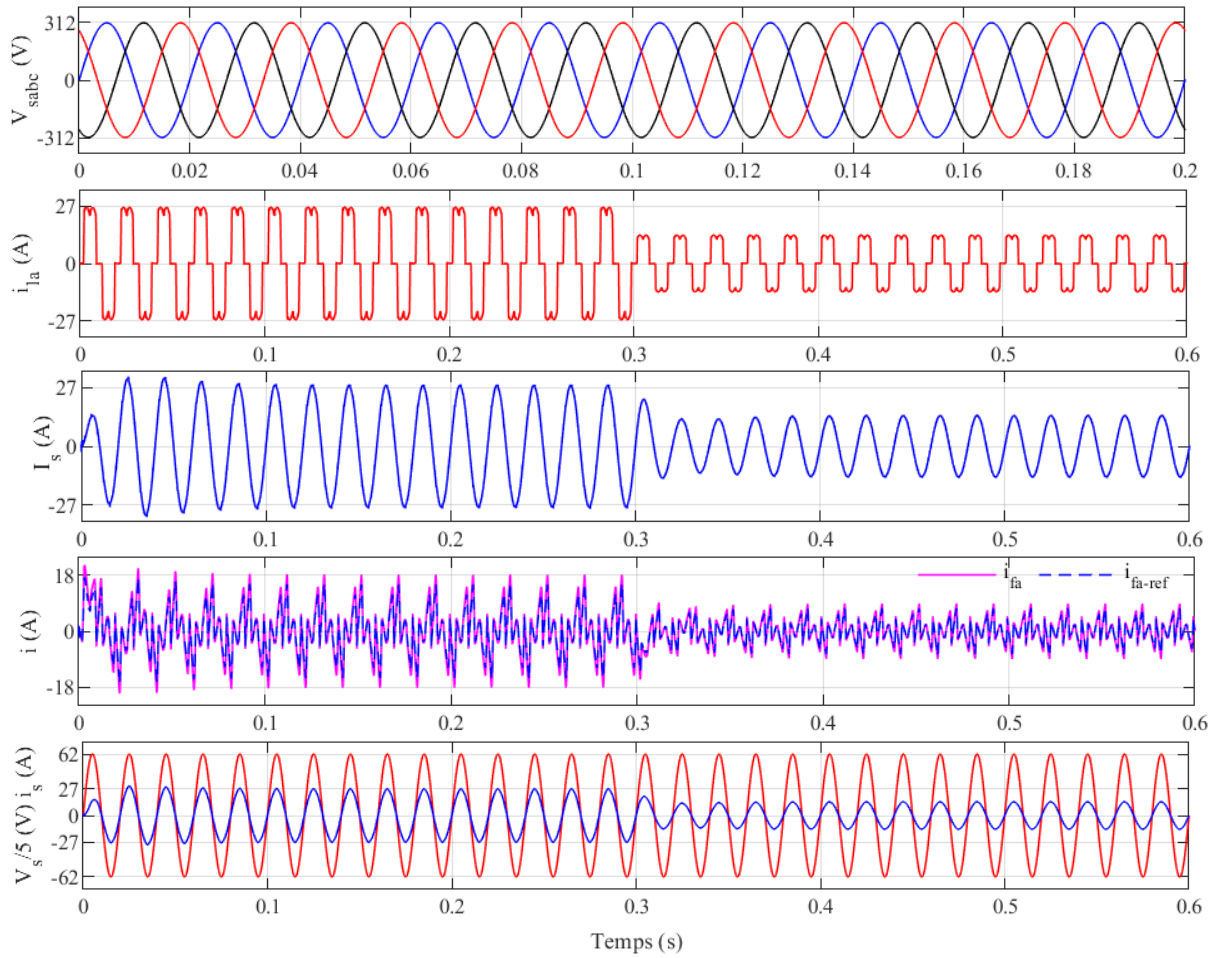


Figure II. 27 : Tensions triphasées, courants de charges, Courants de source, courants du filtre actif et leurs références, et tension de la 1ere phase et le courant correspondant, par la commande Mode glissant d'ordre 2.

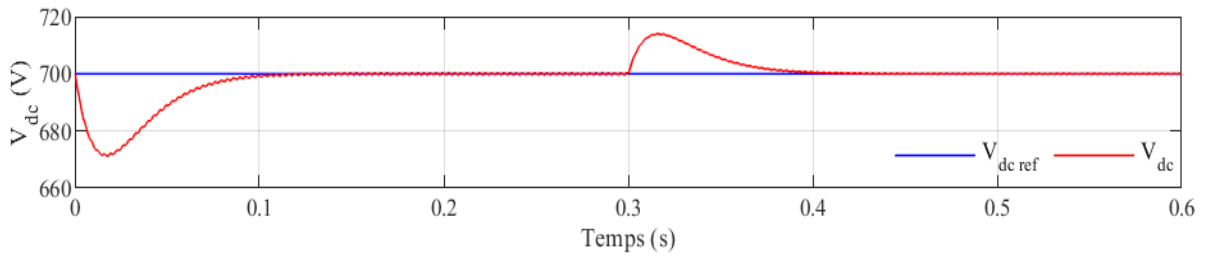


Figure II. 28 : Tension  $V_{dc}$  aux bornes du condensateur.

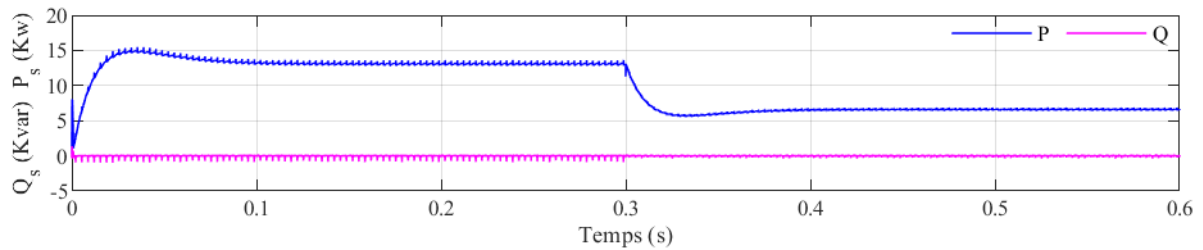


Figure II. 29 : Allures des puissances instantanées p, q.

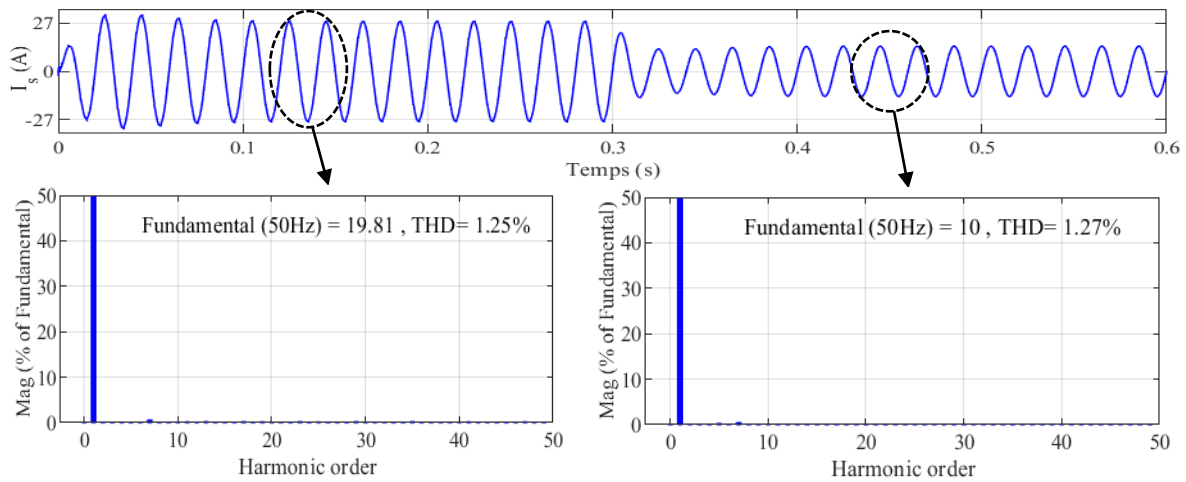


Figure II. 30 : Spectre harmonique du courant source avec compensation, avant la variation des charges et après la variation des charges, par la commande Mode glissant d'ordre 2.

## II.21 Conclusion

Ce chapitre met en évidence l'utilité des stratégies de contrôle non linéaires pour linéariser le modèle mathématique du filtre actif à deux niveaux et améliorer ses performances (robustesse, temps de réponse, facteur de puissance unitaire et réduction des taux d'harmoniques dans le réseau électrique). Premièrement, nous avons utilisé la technique de commande linéaire (PI) pour ajuster les courants harmoniques et la tension du condensateur du filtre actif à deux niveaux, basée sur l'algorithme de la théorie des puissances actives et réactives instantanées dans le repère tournant.

Deuxièmement, nous avons utilisé les techniques de commande non linéaire (mode glissant et mode glissant d'ordre 2) pour ajuster les courants harmoniques et la tension du condensateur. Les résultats sont concluants pour les performances et la robustesse. La comparaison entre les deux techniques montre un léger avantage pour la commande par mode glissant d'ordre 2 par rapport aux autres techniques étudiées dans la littérature et aux autres techniques appliquées (mode glissant et PI).



**Chapitre III : Commande du filtre actif parallèle basé sur  
onduleur trois niveaux de type NPC**

### III.1 Introduction

L'étude de la technologie des onduleurs multiniveaux, qui sont connectés à des tensions plus élevées, est devenue importante en raison des avancées de l'électronique de puissance et des composants semi-conducteurs [63]. Les exigences en matière de contenu harmonique réduit et de meilleure caractérisation des valeurs de sortie ont également augmenté. Il existe de nombreuses topologies pour la conversion multiniveau, la première structure étant suggérée par A. Nabac en 1981. Le filtre actif à trois niveaux de type NPC est un type de filtre actif qui utilise un convertisseur de tension à trois niveaux pour atténuer les harmoniques dans le réseau électrique. Le convertisseur NPC à trois niveaux fonctionne en convertissant la tension d'entrée en une tension triangulaire à trois niveaux et en la renvoyant au réseau électrique. La stratégie de commande peut être soit linéaire ou non linéaire et vise à améliorer les performances du système (robustesse, temps de réponse, facteur de puissance unitaire, réduction des harmoniques) [64]–[67].

Ce chapitre se concentre sur la création d'une stratégie de commande non linéaire pour un filtre actif à trois niveaux. Nous examinons la structure et le fonctionnement du convertisseur de tension à trois niveaux NPC ainsi que la commande vectorielle du convertisseur à trois niveaux. 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 [68], [69]. Nous montrons les résultats obtenus avec la commande linéaire et non linéaire en suivant les mêmes étapes décrites au chapitre 2. 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 Description du FAP trois niveaux

Le schéma général d'un filtre actif shunt triphasé à trois niveaux (NPC) est présenté dans la [Figure III. 1](#). Il est connecté en parallèle entre le réseau AC et la charge non linéaire via un filtre passif L de premier ordre composé d'une inductance et d'une résistance  $L_f, R_f$ . La source de pollution harmonique est représentée par un redresseur triphasé à diodes qui débite sur la

charge RL. L'onduleur NPC triphasé à trois niveaux comporte quatre commutateurs bidirectionnels dans chaque bras et une configuration antiparallèle de transistor et diode. Le bus continu comporte deux condensateurs connectés en série ( $C_1, C_2$ ) pour relier le point de référence (o) et pour obtenir la tension médiane.

### III.3 Modélisation du FAP

La Figure III. 2 illustre la construction de l'onduleur à trois niveaux qui fonctionne en FAP, et ses formules pour les tensions PCC sont les suivantes [64]:

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

Ce qui donne :

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

D'un autre côté, nous avons :

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

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

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

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

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

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.13) dévient :

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

Où ;  $C_{eq} = \frac{C}{2}$

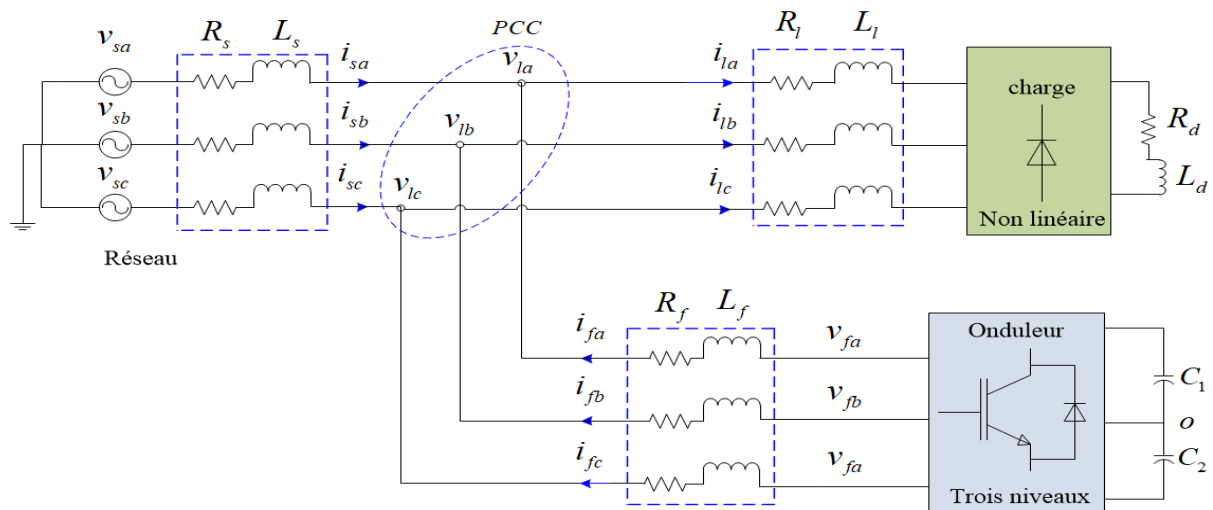


Figure III. 1: Circuit de puissance du filtre actif parallèle à trois niveaux.

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

Les onduleurs multiniveaux sont une tendance récente pour les topologies de filtres actifs [70]. Les onduleurs à trois niveaux sont de plus en plus populaires pour diverses applications, telles que les entraînements de machines et les compensateurs de facteur de puissance [71], [72]. Les onduleurs multiniveaux ont l'avantage de réduire les harmoniques générés par le filtre actif en produisant plus de niveaux de tension que les convertisseurs classiques [63]. De plus, ils peuvent réduire les tensions et courants nominaux des semi-conducteurs et les exigences de fréquence de commutation [73]. La Figure III. 2 montre la disposition du circuit de puissance pour l'onduleur NPC à trois niveaux. Les deux condensateurs séparent la tension continue et créent un point neutre, le point "o". La branche "a" de l'onduleur comprend 4 commutateurs actifs (T11, T21, T31 et T41) avec des diodes en antiparallèle et 2 diodes bloquées (Da1 et Da2).

La décision d'ouvrir ou fermer les interrupteurs dépend d'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. Cela pourrait entraîner un court-circuit aux bornes des sources de courant continu, une déformation des composants semi-conducteurs et des condensateurs en raison d'une surintensité et peut provoquer une défaillance des interrupteurs lors d'une ouverture simultanée [74]. Il est nécessaire de mettre en œuvre une commande complémentaire pour les interrupteurs sur le même bras de l'onduleur.

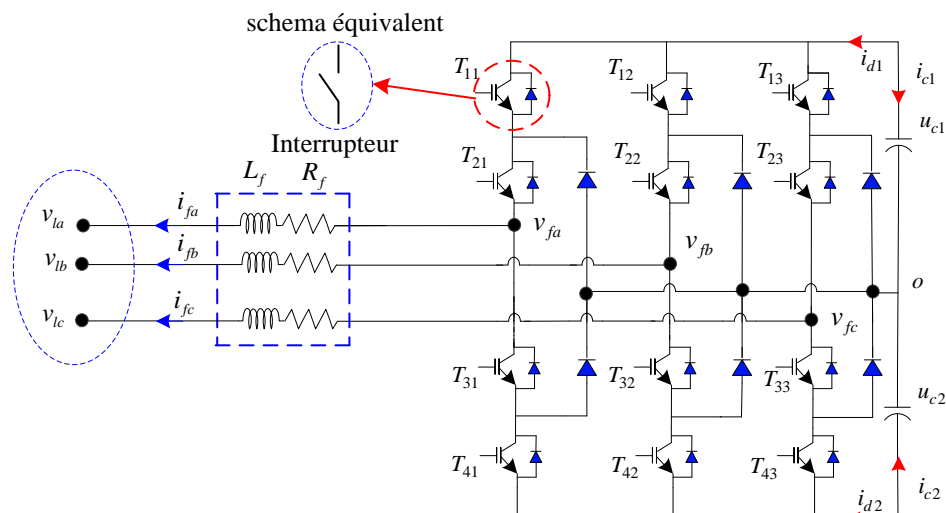


Figure III. 2: Structure de l'onduleur de tension trois niveaux fonctionnant en FAP.

### III.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 T11, T21, T31 et T41, qui peuvent être soit 0 ou 1 [75]. 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) [76]. La tension de sortie  $V_{ao}$  est présentée dans un [Tableau III.1](#) récapitulatif en fonction de l'état des interrupteurs.

#### III.5.1 Première configuration {1100}

La [Figure III. 1 \(a\)](#) montre que T11 et T21 sont conducteurs, tandis que T31 et T41 sont isolés, la tension simple  $V_{ao}$  est donnée par l'équation suivante.

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

#### III.5.2 Deuxième configuration {0110}

La [Figure III. 1 \(b\)](#) montre que T21 et T31 sont en état (passant) et T11 et T41 sont en état (bloqué), le point "a" est directement connecté au point neutre (o). La tension simple  $V_{ao}$  est nulle.

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

#### III.5.3 Troisième configuration {0011}

[Figure III. 1 \(c\)](#) montre que T31 et T41 sont en marche, T11 et T21 sont bloqués, la tension simple  $V_{ao}$  est déterminée par l'équation suivante.

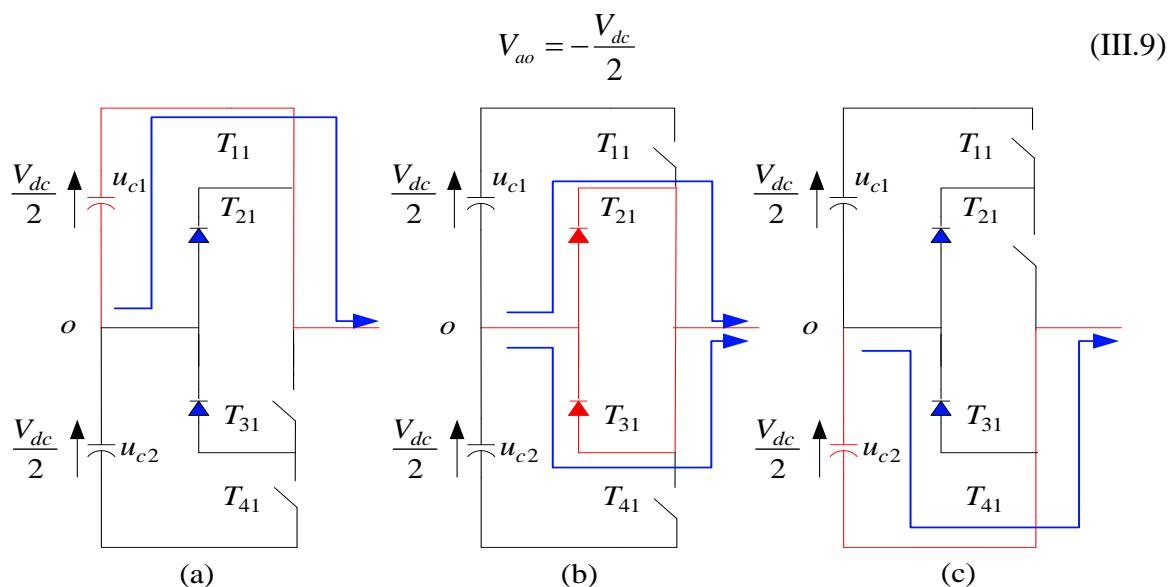


Figure III.3: Les trios configuration d'un bras de l'onduleur à trois niveaux.

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

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

Les signaux de contrôle pour chaque interrupteur et la forme d'onde de la tension de sortie  $V_{ao}$  sont affichés sur la Figure III. 4 pour une meilleure visualisation des configurations décrites précédemment [67].

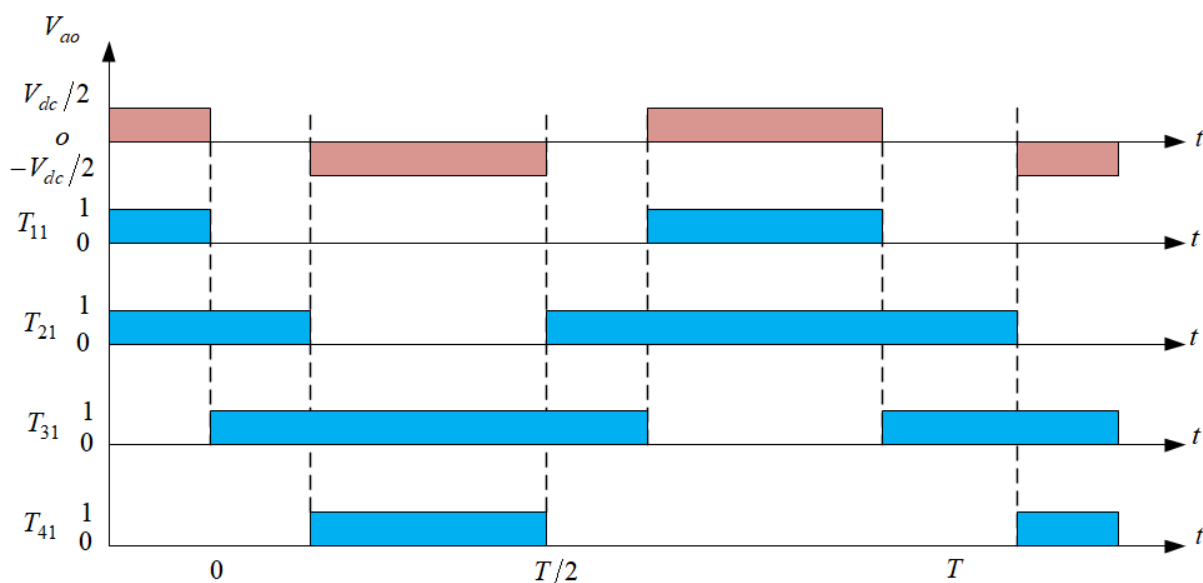


Figure III. 4:Forme d'onde de la tension de sortie d'un bras d'onduleur à trois niveaux de type NPC.

### III.6 Tensions de sortie de l'onduleur à trois niveaux

Les tensions de sortie par rapport au point neutre de la source continuant (o) sont exprimées par [77]:

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

A un instant donné, une seule des trois fonctions de connections 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 :

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

Dans le cas d'une charge équilibrée, les tensions de sortie simples par rapport au neutre de la charge sont [77]:

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

### III.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 [78]:

$$V_a + V_b + V_c = 0 \quad (III.13)$$

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

### III.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 [78] :

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

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

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

La relation indique que le courant  $I_{do}$  est fonction des courants d'entrée ( $I_{d1}, I_{d2}$ ) et des courants de charge ( $I_A, I_B, I_C$ ) :

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

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

On aboutit à la forme matricielle suivante :

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

### III.9 Stratégie de contrôle de la largeur d'impulsion vectorielle

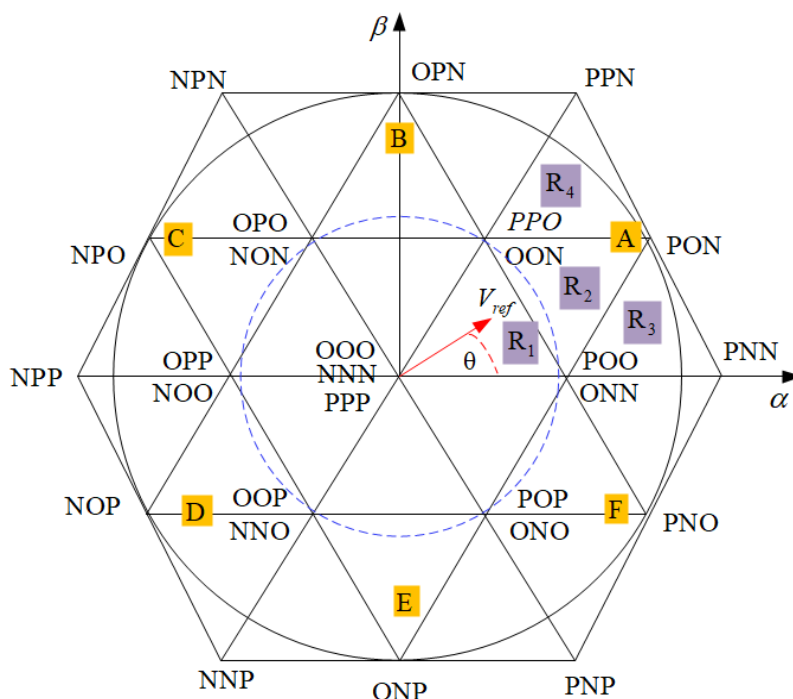
La stratégie de contrôle de la largeur d'impulsion vectorielle (SVM) est une méthode utilisée pour contrôler la tension de sortie d'un onduleur. Elle consiste à contrôler la largeur des impulsions des interrupteurs dans l'onduleur pour maintenir une tension de sortie stable et efficace. Cette stratégie est souvent utilisée dans les applications de conversion de puissance électrique à haute fréquence. L'objectif de la stratégie de contrôle de la largeur d'impulsion vectorielle (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 [79], [80].

La stratégie SVM a pour but de produire une séquence d'états précise de l'onduleur. Pour cela, plusieurs étapes doivent être suivies, comme déterminer le vecteur de tension de référence, le secteur, la région, le temps de commutation, les séquences de commutation et générer les signaux PWM. Le [Tableau III. 2](#) montre que les 3 états de commutation [P], [O] et [N] représentent le fonctionnement de la SVM. L'onduleur à 3 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 4 régions (1 à 4), comme indiqué sur la [Figure III. 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 III. 5](#): Diagramme vectoriel de l'onduleur à trois niveaux.

### III.9.1 Détermination du vecteur de tension de référence

En supposant que la valeur de tension instantanée de l'onde sinusoïdale triphasée est respectivement [\[81\]](#):

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

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

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

Où  $a = e^{j2\pi/3}$

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

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

Tableau III. 2: Résumer les 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}		

### III.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 [82]. 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 [83]. L'angle  $\theta$  est calculé, puis le secteur où se trouve le vecteur de commande  $V_{ref}$  est déterminé.

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

### III.9.3 Détermination de la région dans le secteur

Pour trouver la région du vecteur de tension, nous nous concentrons sur les secteurs 1 (voir Figure III. 6).

Les valeurs de  $m_1$  et  $m_2$  sont déterminées en utilisant les équations suivantes [84]:

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

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

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

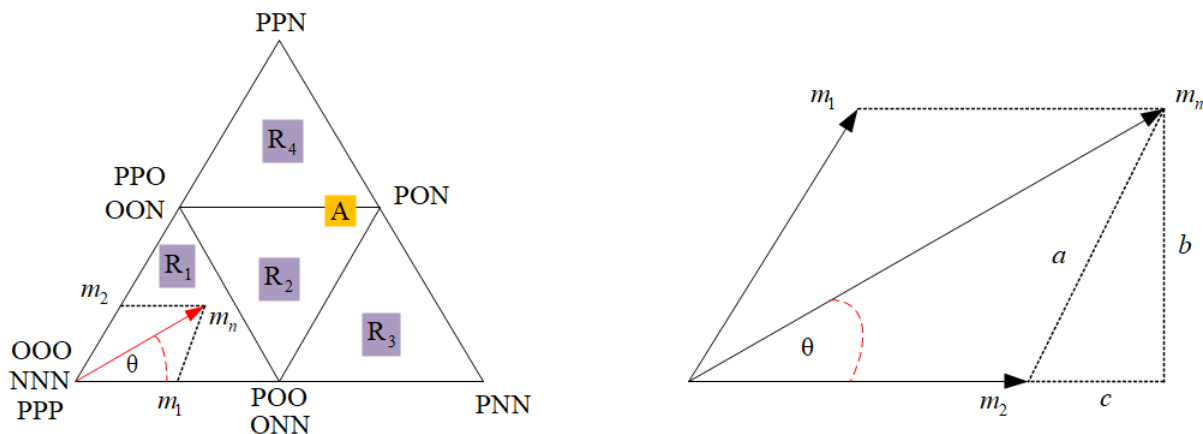


Figure III. 6: Diagramme vectoriel pour  $m_1$  et  $m_2$  dans le secteur A.

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**.

### III.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 III. 7](#)) [83].

#### III.10.1 Région 1

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 ( $\frac{T_m}{2}$ ), puis en utilisant OOO, PPO, POO, NNN, OON, ONN, PPP pendant la deuxième moitié [85].

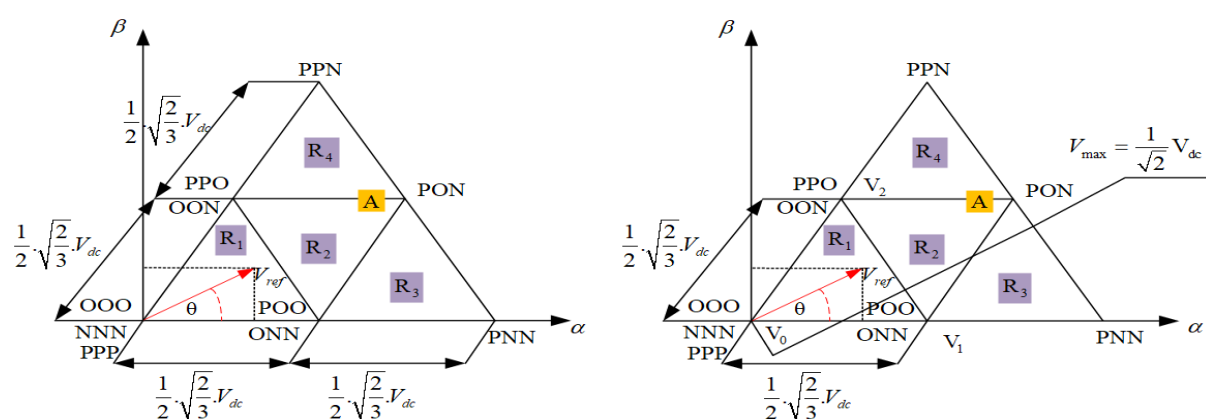


Figure III. 7: Détermination des temps de commutation dans la région 1.

Voici les temps d'application des vecteurs proches :

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

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

La détermination des instants  $T_1$  et  $T_2$  est donnée par une simple projection sur les axes  $\alpha$  et  $\beta$  comme la montre sur la [Figure III. 8](#).

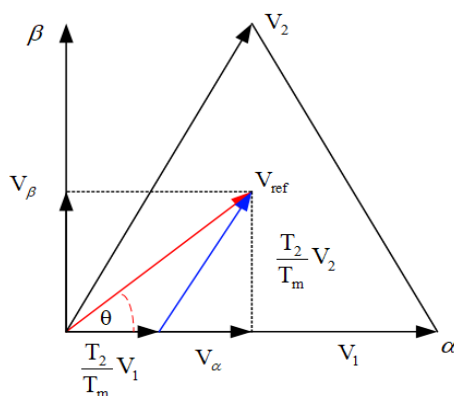


Figure III. 8: Projection du vecteur de référence (secteur 1).

On a :

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

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

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

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

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

Ce qui nous donné :

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

Si on pose :

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

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

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

Par l'équation (III.34) on trouve :

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

Ainsi on peut déduire  $T_0$  de cette façon :

$$T_m = T_1 + T_2 + T_0 \Rightarrow T_0 = T_m - T_1 - T_2$$

$$T_0 = T_m \cdot \left( 1 - \frac{2 \cdot \sqrt{2} |V_{ref}|}{V_{dc}} \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right) \right) \quad (III.36)$$

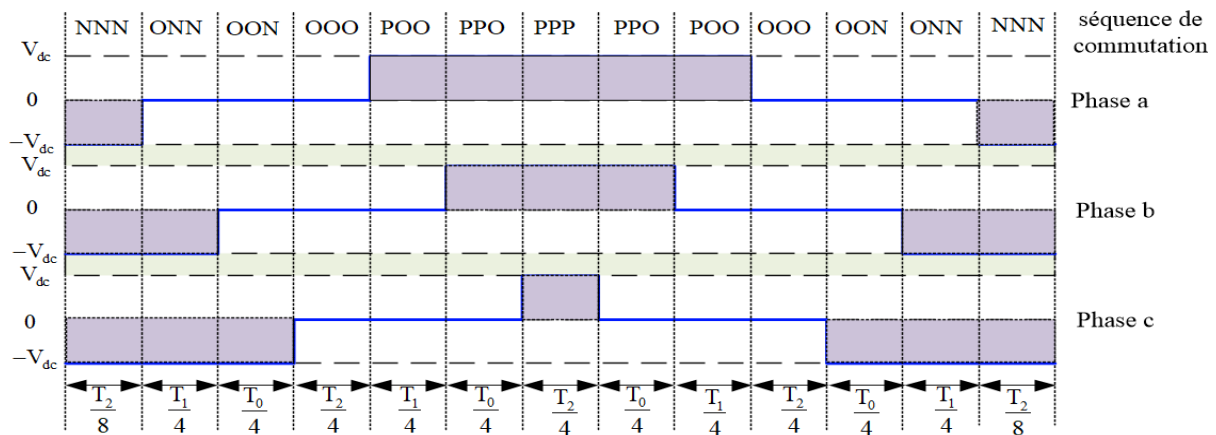
On utilise la même procédure de calcul pour déduire les temps de commutation des régions N°2, N°3 et N°4. Les temps  $T_1$ ,  $T_2$  et  $T_0$  sont donnés par le [Tableau III. 3](#) avec  $K = \frac{2 \cdot \sqrt{2} V_{ref}}{V_{dc}}$  [83].

**Tableau III. 3:** Calcul des temps  $T_1$ ,  $T_2$  et  $T_0$ .

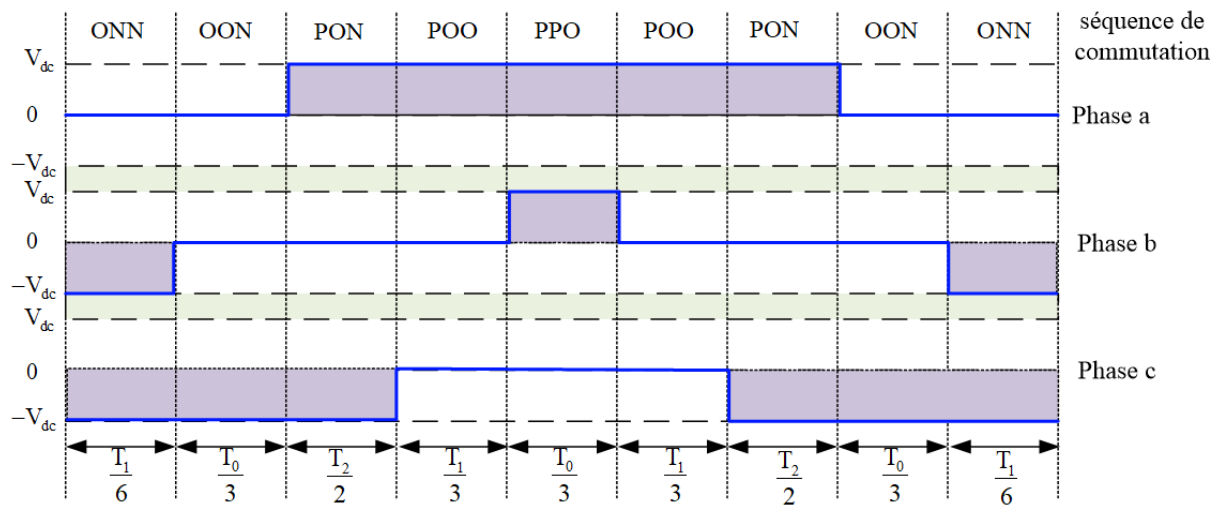
Région	$T_1$	$T_2$	$T_0$
1	$T_m \cdot K \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right)$	$T_m \cdot K \cdot \sin(\theta)$	$T_m \cdot \left(1 - K \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right)\right)$
2	$T_m \cdot \left(1 + K \cdot \sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right)\right)$	$T_m \cdot (1 - K \cdot \sin(\theta))$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

### III.11 Détermination des séquences des temps de commutation

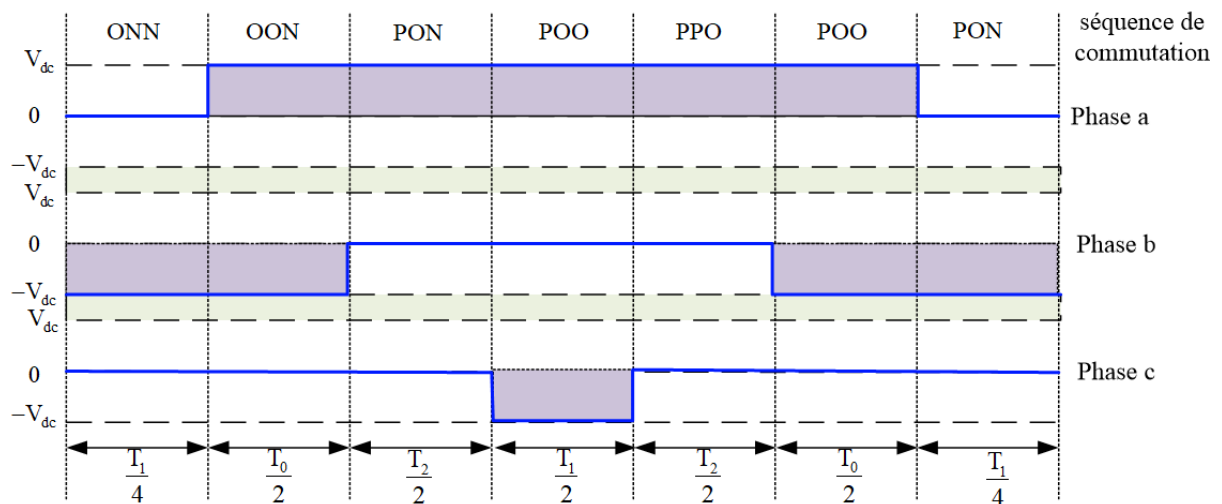
Les calculs de séquences de commutation sont nécessaires une fois les espaces temporels calculés [86]. Cependant, certains états de commutation peuvent être présents en double dans le convertisseur. Pour éviter la répétition, optimiser le système et réduire au minimum le taux de distorsion harmonique, les séquences de commutation doivent être choisies judicieusement [87]. 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 III. 9](#).



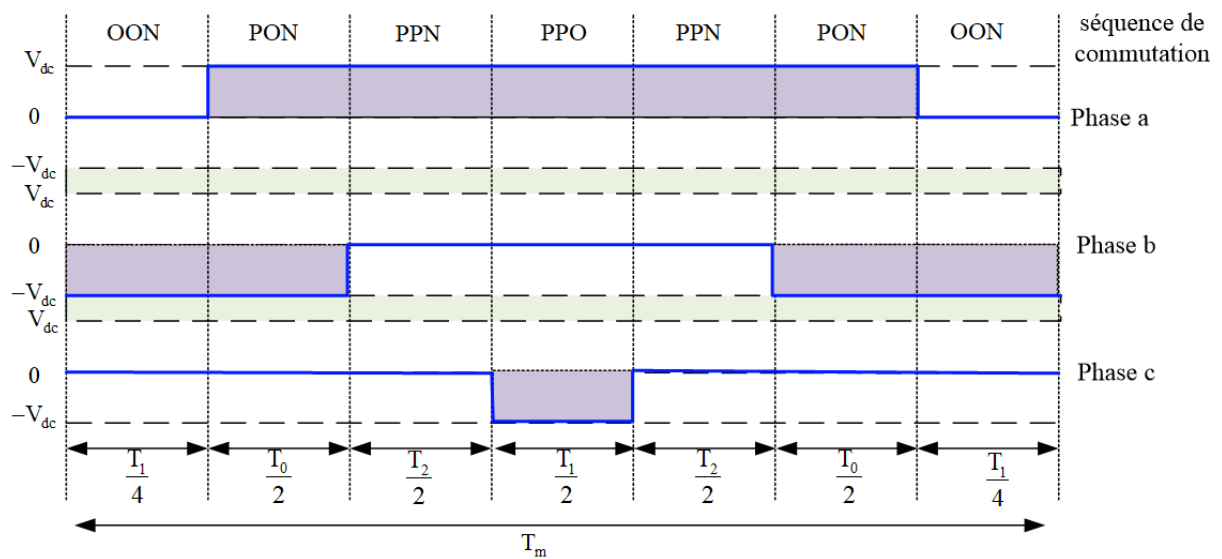
Région 1



Région 2



Région 3



Région 4

Figure III. 9: Signaux de commutation du secteur A : Région 1, Région 2, Région 3, Région 4.

### III.12 Système d'identification à base d'une PLL

La construction classique d'une PLL triphasée est illustrée à la [Figure III. 10](#). Le détecteur de phase (PD), le filtre passe-bas (LF) et l'oscillateur (VCO) constituent ses composants.

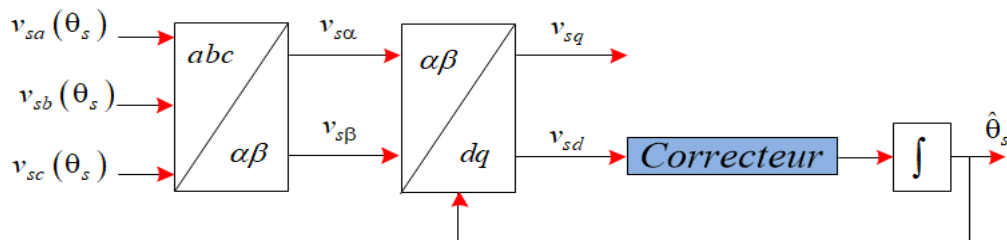


Figure III. 10:Synoptique de la P.L.L classique.

### III.13 Etude des paramètres de la PLL

La [Figure III. 11](#) 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 donnée [\[88\]](#) .

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix}(\theta_s) = \sqrt{2}V \begin{bmatrix} \sin(\theta_s) \\ \sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (III.37)$$

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

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

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix}(\theta_s) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix}(\theta_s) \quad (III.38)$$

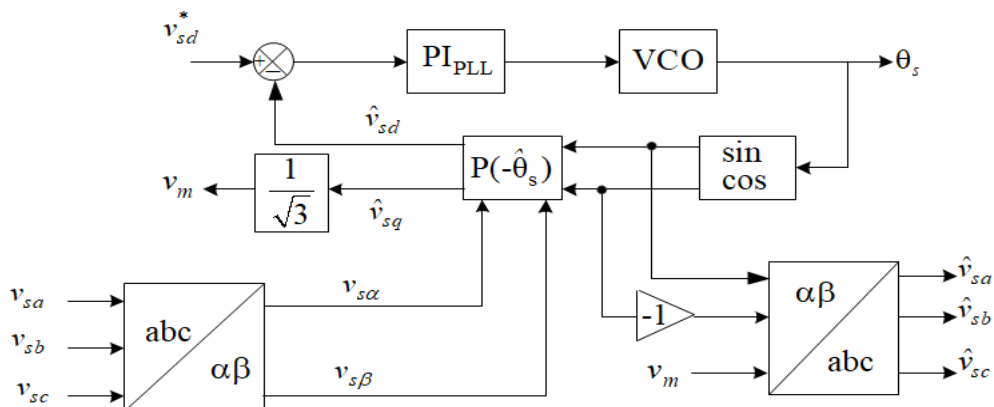


Figure III. 11:Synoptique détaillée de la PLL classique.



Après une analyse résumée, nous avons découvert :

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix}(\theta_s) = \begin{bmatrix} \sqrt{3}V \sin(\theta_s) \\ -\sqrt{3}V \sin(\theta_s) \end{bmatrix} \quad (\text{III.39})$$

Et dans le repère synchrone :

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\hat{\theta}_s) & \sin(\hat{\theta}_s) \\ -\sin(\hat{\theta}_s) & \cos(\hat{\theta}_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{III.40})$$

Avec,  $\theta_s$  la position angulaire estimée du vecteur de tensions triphasées.

On obtient :

$$v_{sd} = 3\sqrt{\frac{3}{2}}V \left[ \sin(\theta_s) \cos(\hat{\theta}_s) - \cos(\theta_s) \sin(\hat{\theta}_s) \right] \quad (\text{III.41})$$

$$\begin{cases} v_{sd} = \sqrt{3}V \sin(\theta_s - \hat{\theta}_s) \\ v_{sq} = -\sqrt{3}V \cos(\theta_s - \hat{\theta}_s) \end{cases} \quad (\text{III.42})$$

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

$$\begin{cases} v_{sd} = 3\sqrt{\frac{3}{2}}V (\theta_s - \hat{\theta}_s) \end{cases} \quad (\text{III.43})$$

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.

### III.13.1 Les paramètres du régulateur PI

La pulsation angulaire estimée est donnée par :

$$\hat{\omega}_s = H_{PLL} \cdot 3\sqrt{\frac{3}{2}}V (\theta_s - \hat{\theta}_s) \quad (\text{III.44})$$

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

$$H_{PLL} = K_{pPLL} + \frac{K_{iPLL}}{s} \quad (\text{III.45})$$

La position angulaire est donnée par :

$$\theta_s = \frac{\omega_s}{s} \quad (\text{III.46})$$

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

$$\frac{\hat{\theta}_s}{\theta_s} = \frac{(K_{pPLL}s + K_{iPLL}) \cdot 3\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V}{s^2 + (K_{pPLL}s + K_{iPLL}) \cdot 3\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V} \quad (\text{III.47})$$

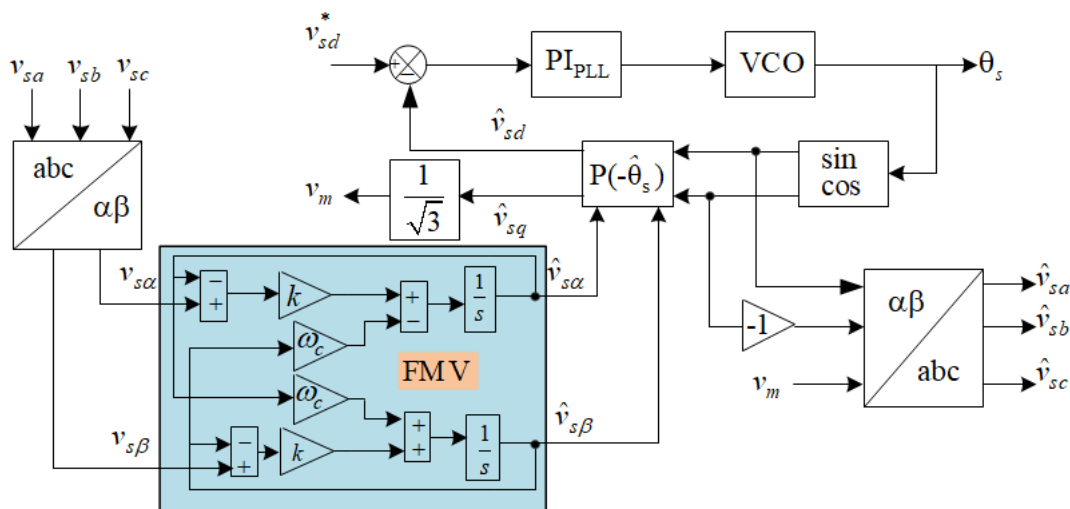
Il ne reste maintenant qu'à calculer les gains  $k_p$  et  $k_i$ , qui sont donnés par :

$$K_{iPLL} = \frac{1}{3} \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{(2\pi f_{cPLL})^2}{V} \quad \text{et} \quad K_{pPLL} = \frac{2\sqrt{2}}{3\sqrt{3}} \frac{2\pi f_{cPLL} \xi}{V} \quad (\text{III.48})$$

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.14 Amélioration de la structure de PLL

Pour améliorer la stabilité de la PLL face aux perturbations, nous avons introduit une nouvelle structure  $\text{PLL}_{\text{FMV}}$  en intégrant un filtre multi-variable dans la structure classique. Cela permet de séparer la sensibilité aux perturbations des performances dynamiques [88], [89]. La nouvelle structure est montrée dans le schéma de la [Figure III. 12](#) et est plus facile à réaliser grâce à l'utilisation d'un simple régulateur PI dans le filtre multi-variable.



[Figure III. 12](#): Schéma synoptique de la nouvelle structure de la PLL avec le FMV ( $\text{PLL}_{\text{FMV}}$ ).

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

$$\hat{v}_\alpha = \frac{K}{s} [v_\alpha(s) - \hat{v}_\alpha(s)] - \frac{\omega_c}{s} \cdot \hat{v}_\beta(s) \quad (\text{III.49})$$

$$\hat{v}_\beta = \frac{K}{s} [v_\beta(s) - \hat{v}_\beta(s)] - \frac{\omega_c}{s} \cdot \hat{v}_\alpha(s) \quad (\text{III.50})$$

### III.15 Résultats de simulation

#### III.15.1 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 III. 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. 13](#) 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 et sa référence, la tension et le courant dans la phase a et enfin la tension continue à borner le condensateur. 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.

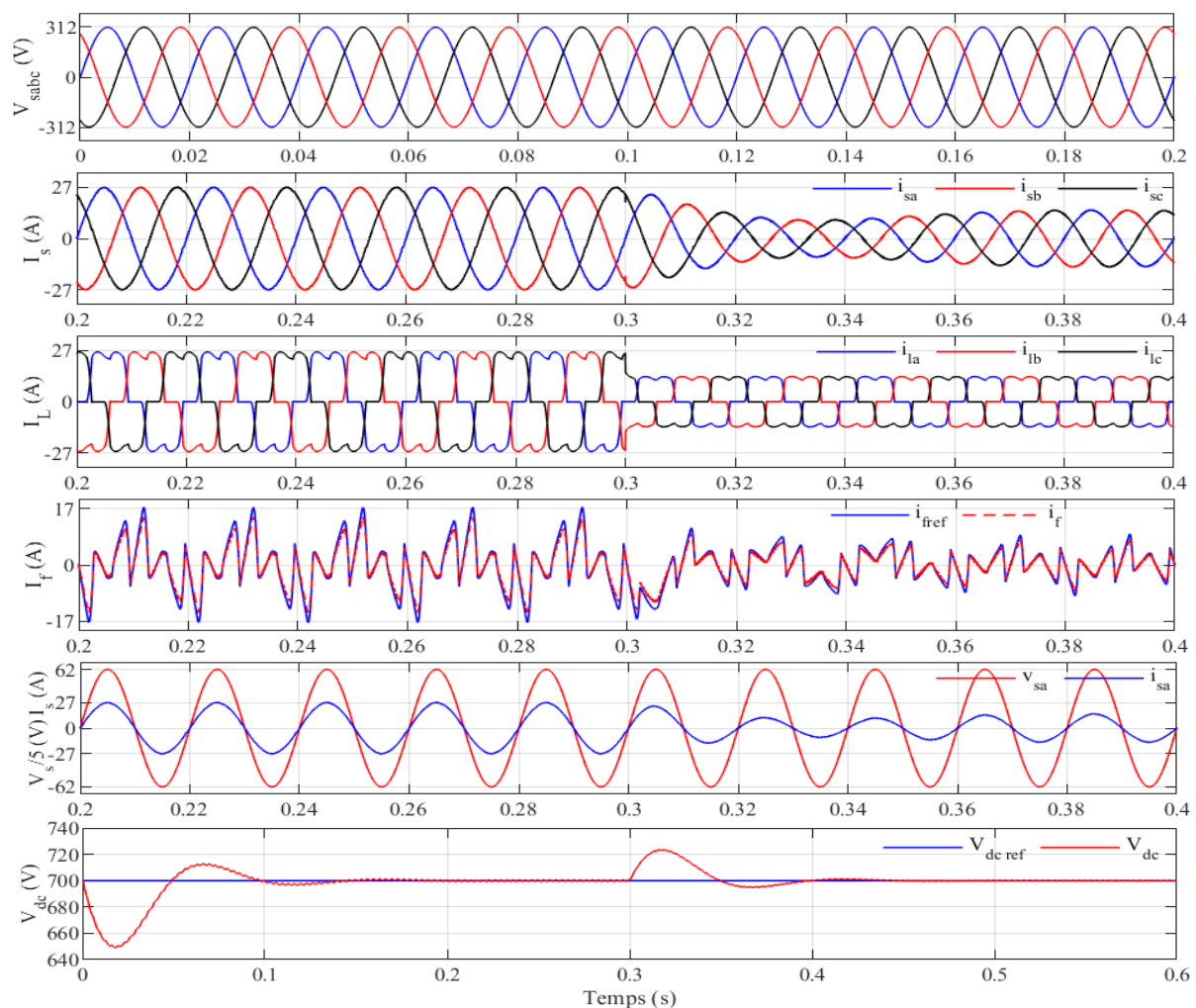


Figure III. 13: Performance d'un filtre actif à trois niveaux contrôlés par une commande PI.

La Figure III. 14 montre les formes d'onde de la puissance réelle et imaginaire instantanée à la source. 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 0.15 sec. La Figure III. 15 et Figure III. 16 montrent le courant de la source avant filtrage et son spectre harmonique, ainsi que le THD du courant de la source avant filtrage et avant la variation de la charge, qui est de 25.10%. Après le filtrage, le THD du courant de la source diminue à 1.59%. Après le changement de la charge polluante, le THD du courant de la source est de 26.67%. Après le filtrage, le THD du courant de la source diminue à 2.56%.

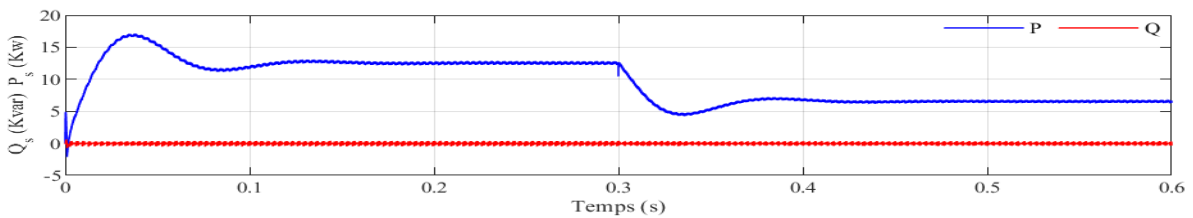


Figure III. 14: Puissances réelles et imaginaires dans la source avant et après variation de charge, par la commande PI.

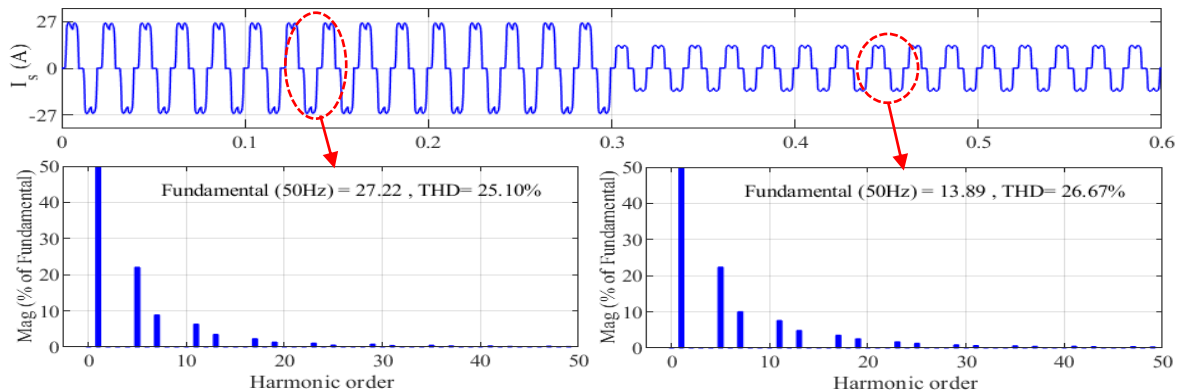


Figure III. 15: Spectres harmoniques des courants sources avant filtrage avec variation de charge.

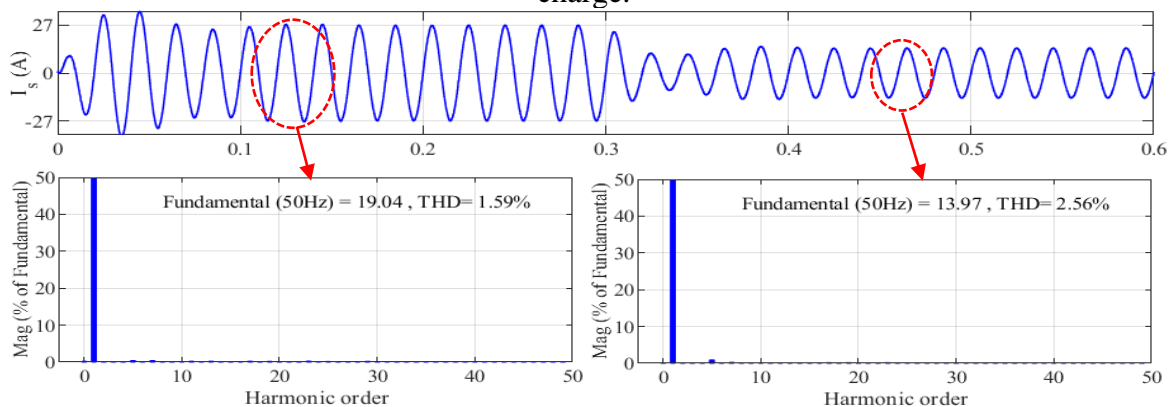
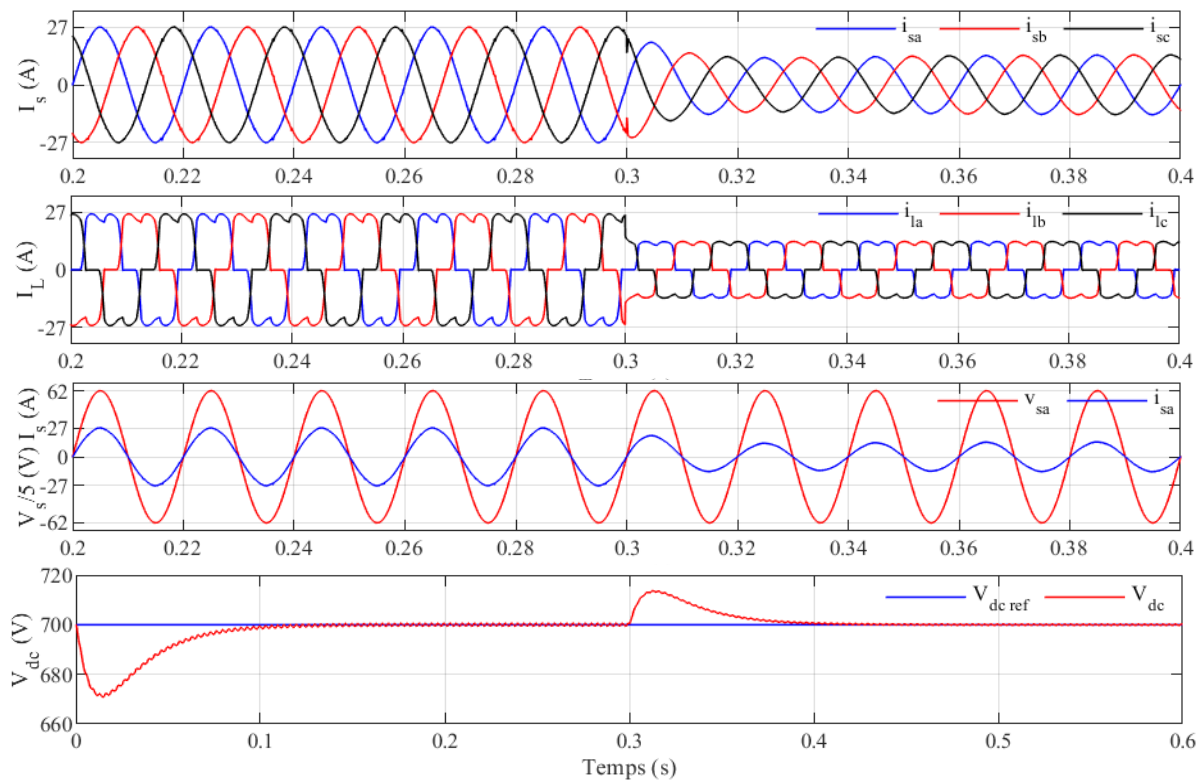


Figure III. 16: Spectres harmoniques des courants sources après filtrage avec variation de charge.

### III.15.2 Commande non linéaire par mode glissant

Dans cette section, on présente et discute les résultats principaux. Le filtre de puissance actif shunt triphasé à trois niveaux avec commande non linéaire par mode glissant de la [Figure III. 1](#) est implémenté dans MATLAB avec Power System Toolbox. Des tests de simulation sont effectués sur une charge non linéaire équilibrée avec une variation à  $t=0.3$  sec. Les formes d'onde de tension et courant obtenues avec commande mode glissant sont données dans la [Figure III.17](#) (haut en bas : courant source, courant charge, tension et courant phase a, tension bus continu). Le courant du filtre suit sa référence avant et après la variation de charge pour garantir une forme d'onde sinusoïdale pour le courant source. La tension du bus suit précisément sa référence sans dépassement, temps de réponse : 0.12 sec.



**Figure III.17:**Performance d'un filtre actif à trois niveaux contrôlés par la commande mode glissant.

La [Figure III.18](#) montre les formes d'onde de puissance réelle et imaginaire instantanées à la source. La puissance réelle a de légères oscillations en régime permanent, la puissance imaginaire est maintenue à zéro.

La [Figure III. 19](#) montre le courant source filtré et son spectre harmonique. Avant filtrage et variation de charge, le THD du courant source est 25.10%. Après filtrage, il diminue à 1.24%. Après variation de charge, le THD est 26.67% et diminue à 1.12% après filtrage.

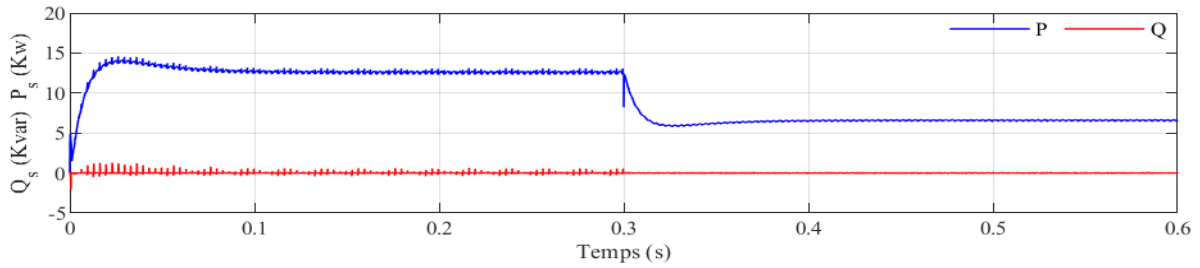


Figure III.18:Puissances réelles et imaginaires dans la source avant et après variation de charge, par la commande mode glissant.

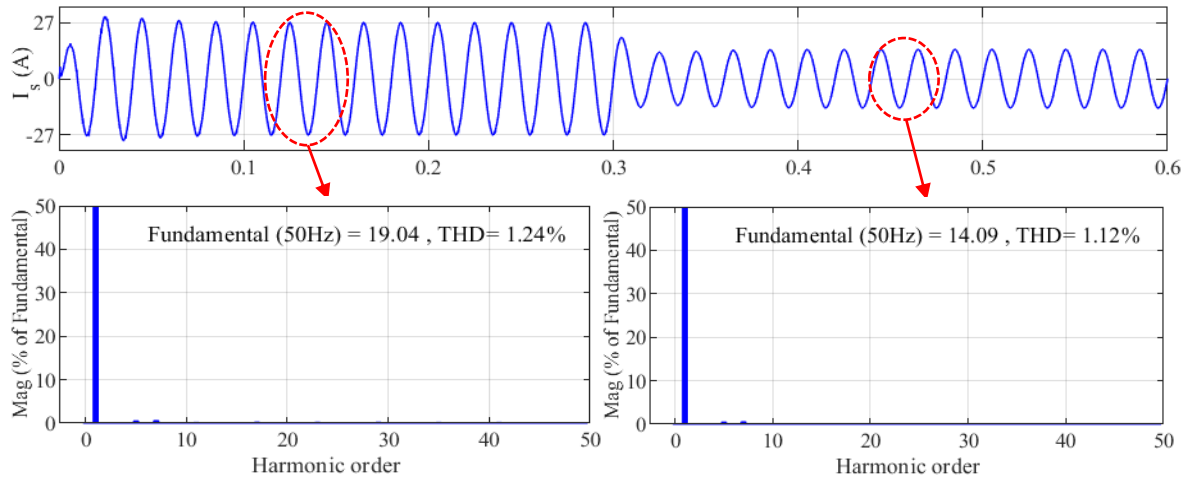


Figure III.19: Spectres harmoniques des courants sources après filtrage avec variation de charge.

### III.16 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<sub>FMF</sub>) 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.

$$\begin{bmatrix} i_{sa}^* \\ i_{sb}^* \\ i_{sc}^* \end{bmatrix} = I_{max} \begin{bmatrix} \sin(\theta) \\ \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (III.51)$$

$$\begin{bmatrix} i_{fa}^* \\ i_{fb}^* \\ i_{fc}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{la} - i_{sa}^* \\ i_{lb} - i_{sb}^* \\ i_{lc} - i_{sc}^* \end{bmatrix} \quad (\text{III.52})$$

Figure III. 20 présente la synthèse d'un régulateur par mode glissant d'ordre 2 pour le courant de filtre dans le repère stationnaire  $\alpha\beta$ .

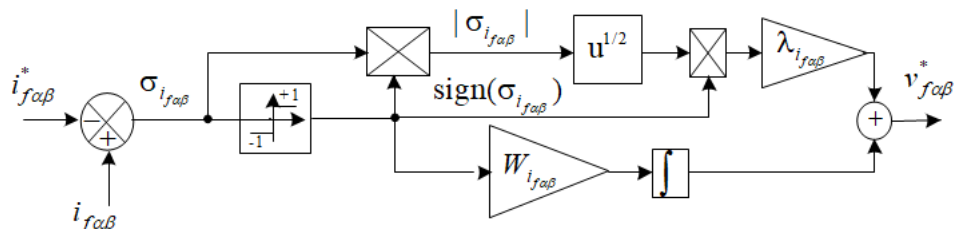


Figure III. 20: Schéma de principe de la régulation des courants par mode glissant d'ordre 2.

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. 21 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.

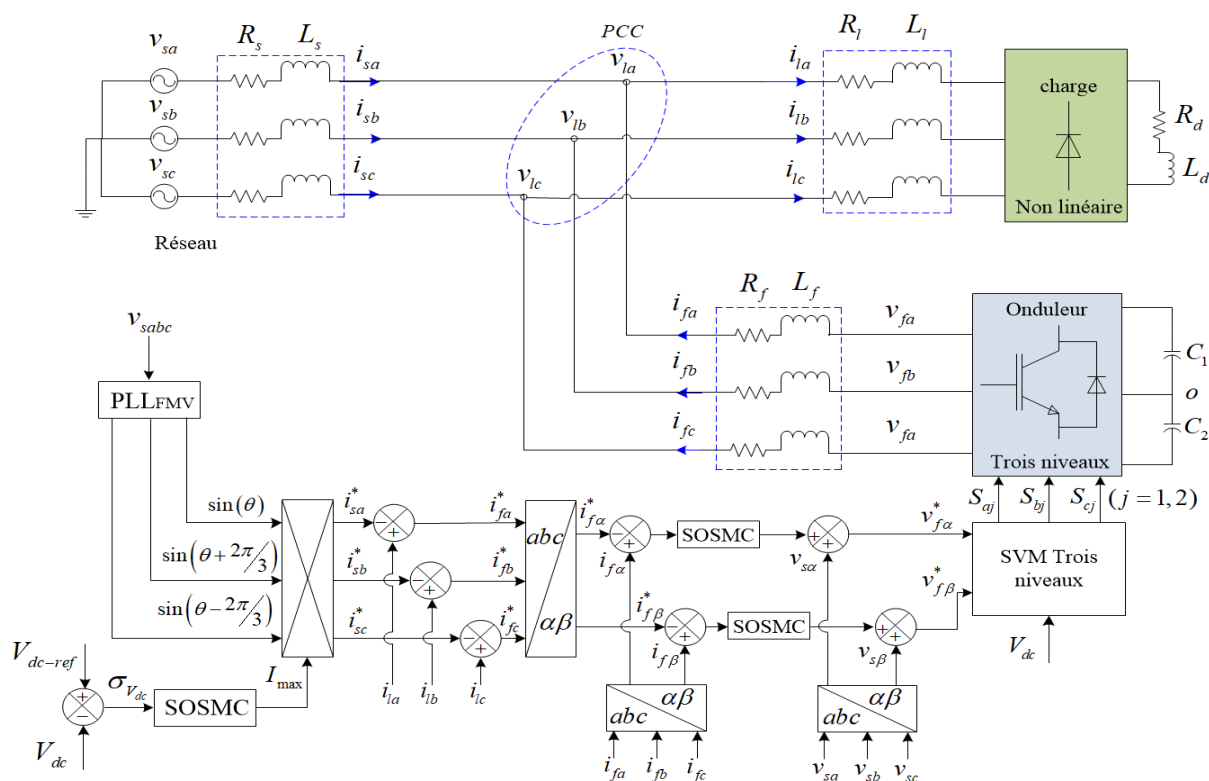
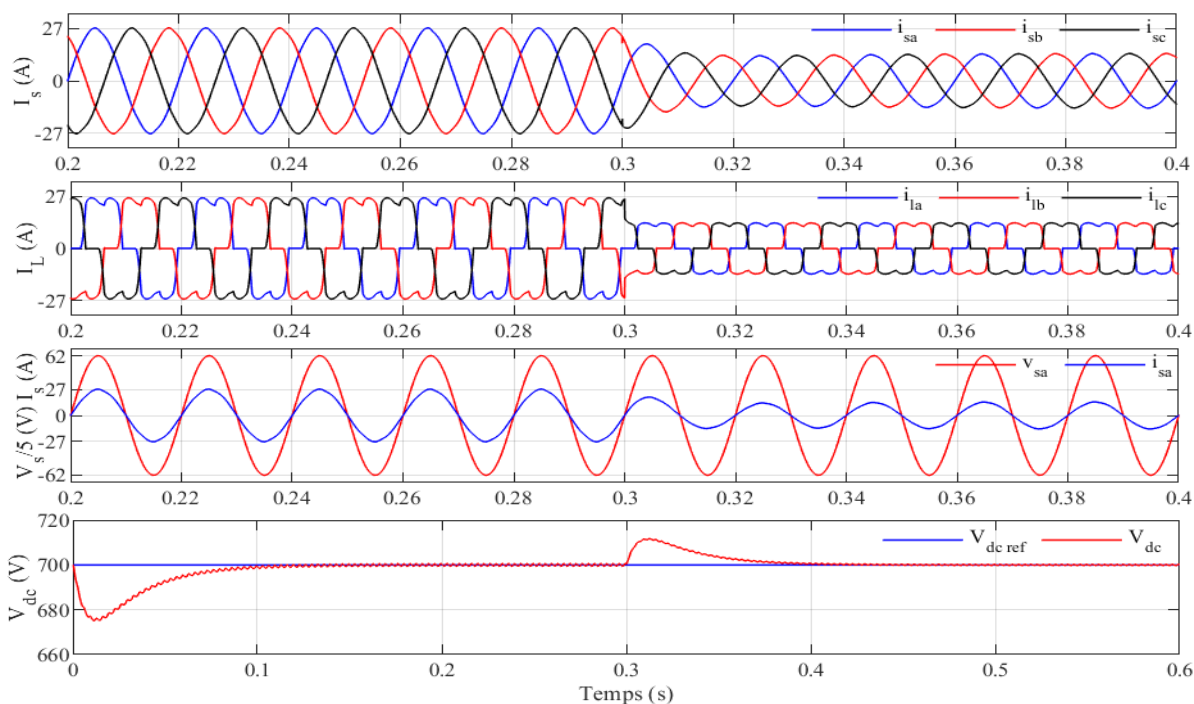


Figure III. 21: Schéma de principe de la commande par mode glissant d'ordre 2.

### III.16.1 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. 21](#), 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. 22](#) montre les formes d'onde de tension et de courant obtenues avec la commande par mode glissant d'ordre 2, avec en haut à gauche 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. 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. 23](#) 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. 24](#) montre le courant de source filtré et son spectre harmonique, avec un THD du courant source avant filtrage et avant la variation de charge à 25.10%. Après le filtrage, le THD du courant de source est réduit à 1.05%. Après la variation de charge polluante, le THD du courant de source est de 26.67%, mais il est réduit à 0.86% après le filtrage.



**Figure III. 22:**Performance d'un filtre actif à trois niveaux contrôlés par la commande mode glissant d'ordre 2.



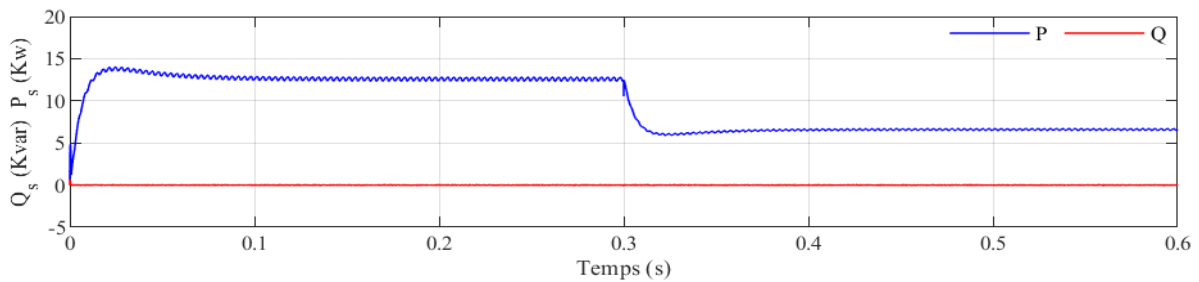


Figure III. 23: Puissances réelles et imaginaires dans la source avant et après variation de charge, par la commande mode glissant d'ordre 2.

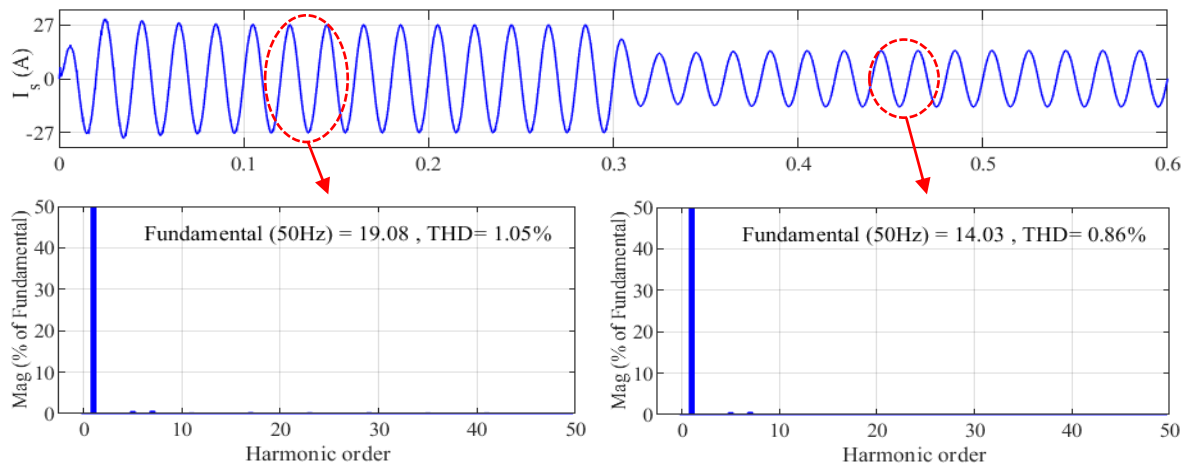


Figure III. 24: Spectres harmoniques des courants sources après filtrage avec variation de charge.

### III.16.2 Cas d'un réseau triphasé déséquilibré

Dans cette section, nous présentons les principaux résultats concernant le filtre actif shunt triphasé à trois niveaux avec une commande par mode glissant d'ordre 2 et une commande directe du courant de filtre, en utilisant une approche multi-variable pour traiter le cas d'un réseau triphasé déséquilibré.

Les Figure III. 25 et Figure III. 26 montrent les résultats de simulations effectuées dans le cas d'un réseau triphasé déséquilibré pendant la fluctuation de charges à  $t=0.3s$ . 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 continu rattrape sa référence avec une ondulation de 2V. Cela confirme l'efficacité du système dans ce cas.

La Figure III. 26 montre le courant de source filtré et son spectre harmonique, après filtrage, le THD du courant source diminue à partir de 25.10 % à 2.19%. Après la variation de charge, le THD du courant source diminue à partir de 26.67 % à 0.86%. Cela confirme que le filtre fait son travail de réduction des harmoniques dans le réseau, malgré l'existence d'un réseau triphasé déséquilibré.

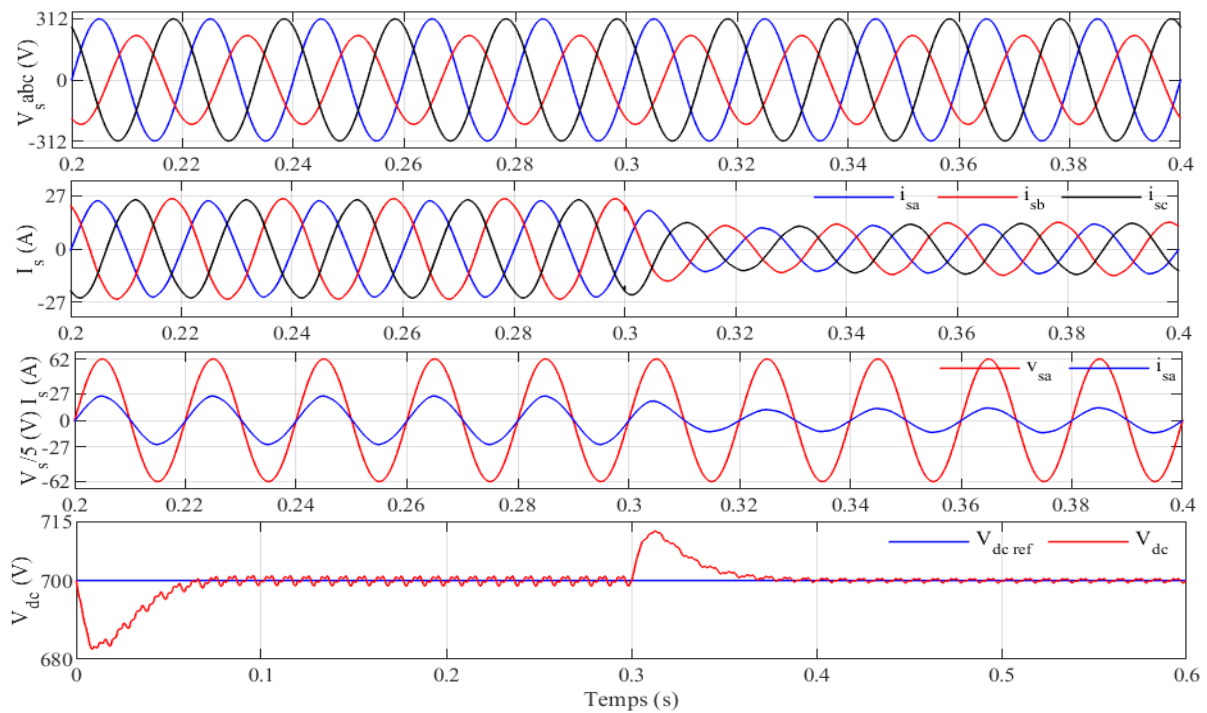


Figure III. 25: Performance d'un filtre actif à trois niveaux contrôlés par la commande mode glissant d'ordre 2, avec réseau triphasé déséquilibré.

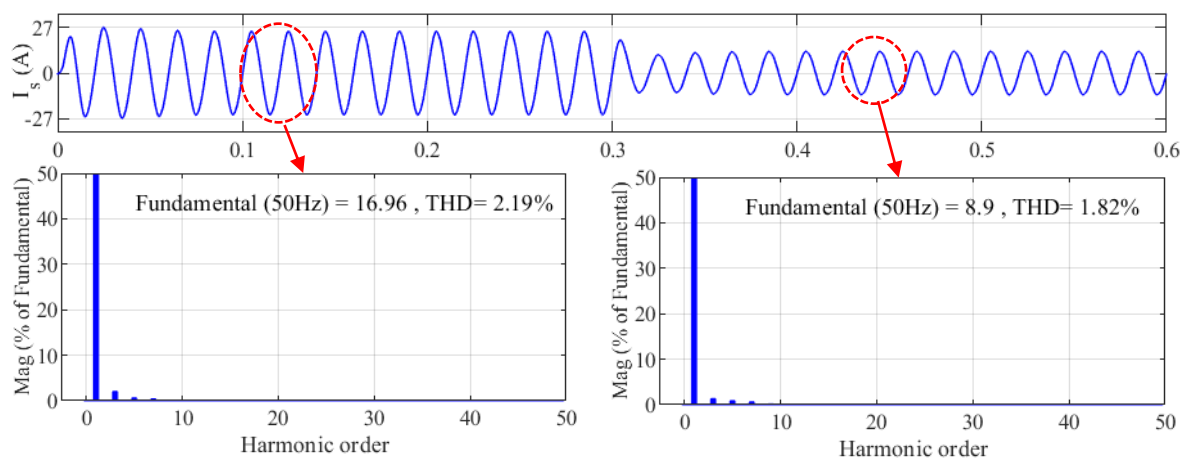


Figure III. 26: Spectres harmoniques des courants sources après filtrage avec variation de charge, avec réseau triphasé déséquilibré.

### III.16.3 Cas d'une source de tensions équilibrées et contenant des harmoniques

Dans cette section, nous présentons les principaux résultats concernant le filtre actif shunt triphasé à trois niveaux avec une commande par mode glissant d'ordre 2 et une commande directe du courant de filtre, en utilisant une approche multi-variable pour traiter le cas source de tensions équilibrées et contenant des harmoniques.

Les Figure III. 27 et Figure III. 28 montrent 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. 28 montre le courant de source après filtrage et son spectre harmonique. Après le filtrage, le THD du courant de source diminue à partir de 25.10 % à 3.41%. Après la variation de charge, le THD du courant de source baisse à partir de 26.67 % à 3.81%. 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.

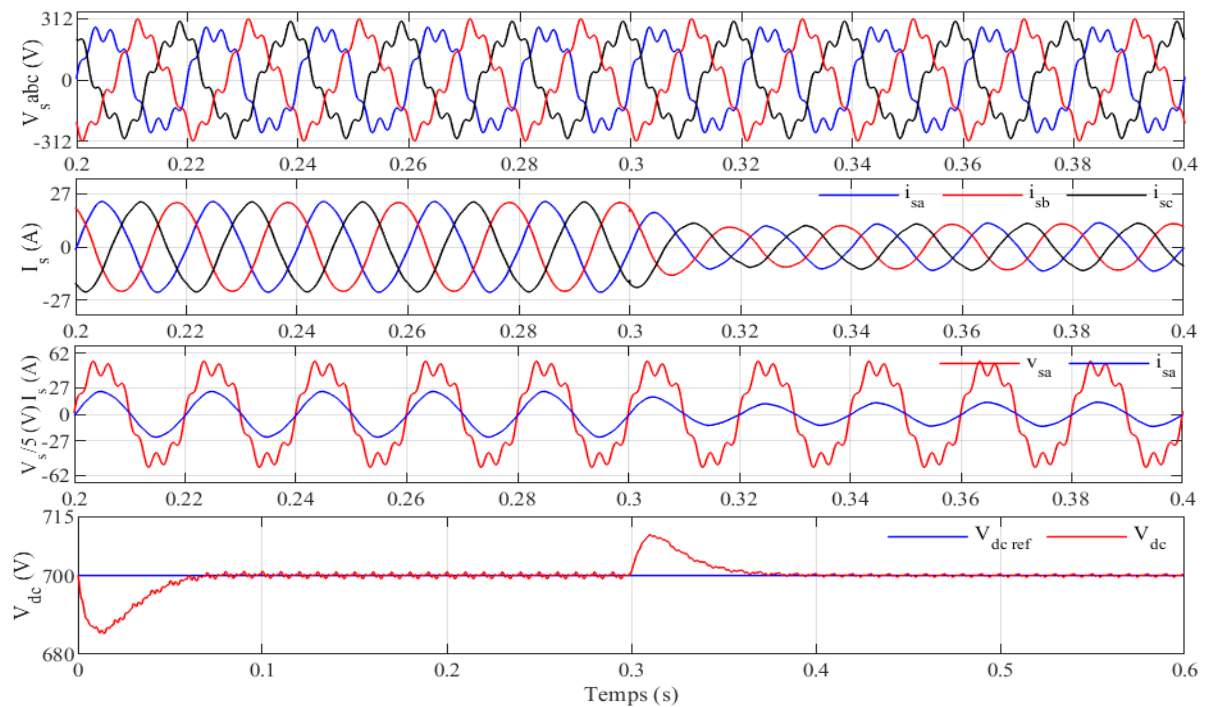


Figure III. 27: Performance d'un filtre actif à trois niveaux contrôlés par la commande mode glissant d'ordre 2, avec réseau triphasé équilibrées et contenant des harmoniques.

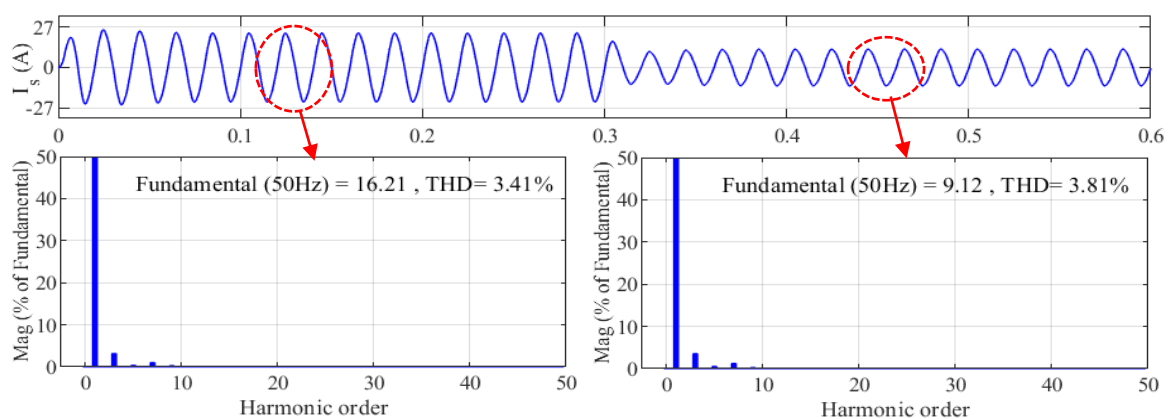


Figure III. 28: Spectres harmoniques des courants sources après filtrage avec variation de charge, avec réseau triphasé équilibrées et contenant des harmoniques.

### III.17 Étude comparative

Le [Tableau III. 4](#) présente les valeurs des différents paramètres de comparaison obtenus pour les techniques de commande décrites dans ce chapitre (commande linéaire PI et commande non linéaire par mode glissant et mode glissant d'ordre 2) en les comparant à ceux du chapitre précédent. 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 présentés dans le chapitre précédent.

**Tableau III. 4:** Comparaison entre les trois techniques de commande pour les deux types de filtre.

Type de filtre	Filtre actif shunt à deux niveaux			Filtre actif shunt à trois niveaux		
	PI	SMC	SOSMC	PI	SMC	SOSMC
Type de control						
THD Avant variation de charge et Avant filtrage	28.59 %			25.10		
THD après variation de charge et Avant filtrage	29.15 %			26.67		
THD de courant source, avant filtrage et variation de charge	2.13%	1.60%	1.25%	1.59%	1.24%	1.05%
THD de courant source, après filtrage et variation de charge	2.92%	1.45%	1.27%	2.56%	1.12%	0.86%
Durée de transitoire de $V_{dc}$ lors de l'enclenchement du filtre	0.17s	0.14s	0.12s	0.15s	0.11s	0.9s
Oscillations de puissance réactive (Kvar)	0.12	0.8	0.65	0.1	0.6	0.45

### III.18 Conclusion

Ce chapitre a mis en lumière l'efficacité des techniques de contrôle linéaires et non linéaires sur le filtre actif shunt à trois niveaux en comparant ses performances avec celles du filtre actif shunt à deux niveaux. Tout d'abord, nous avons appliqué la commande linéaire et les deux techniques de commande non linéaires (mode glissant et mode glissant d'ordre 2) pour régler les courants harmoniques et la tension aux bornes du condensateur du filtre actif à trois niveaux. Les résultats obtenus sont concluants tant en termes de performances temporelles que

de robustesse. La comparaison entre les deux types de filtres montre l'avantage du filtre actif shunt à trois niveaux par rapport à celui à deux niveaux.

Ensuite, nous avons présenté les résultats de simulation d'un filtre actif shunt à trois niveaux contrôlés par mode glissant d'ordre 2, basé sur  $PLL_{FMV}$ , et testé son efficacité face à des sources de tensions déséquilibrées et équilibrées avec des harmoniques. Les résultats montrent une bonne réponse du système pour ces cas, en maintenant les proportions d'harmoniques dans le réseau conformes aux normes internationales.

## **Chapitre IV : Association d'un FAP avec un Générateur**

*CHAPITRE IV : ASSOCIATION D'UN FAP AVEC UN GÉNÉRATEUR*

**PV**

*PV*

## IV.1 Introduction

Le monde connaît actuellement une forte augmentation de la demande d'énergie, ce qui a mené à une pénurie de sources d'énergie issues de matériaux souterrains tels que le carburant et le pétrole. Les énergies renouvelables telles que le vent, l'eau, l'énergie solaire et les cellules photovoltaïques sont considérées comme une source d'énergie durable et une solution alternative pour la production d'électricité [90]–[92].

Dans ce chapitre, Il est réellement destiné à l'association d'un générateur solaire et d'un filtre actif parallèle afin d'injecter la plus grande quantité d'énergie captée dans le réseau électrique tout en servant d'alimentation de secours. Il convient de souligner que les performances du FAP précédent seront maintenues. Ceci est réalisé grâce à la modélisation d'ouverture du chapitre de la chaîne de conversion PV, qui comprend le générateur PV et le convertisseur élévateur DC-DC associé, les deux contrôleurs MPPT suggérés, sur la base de mode glissant (SMC), le mode glissant (SMC), et mode glissant d'ordre 2 basse sur L'algorithme de super twisting (STSMC). Pour la commande du FAP nous nous sommes limités uniquement à la commande par mode glissant d'ordre 2 comme on l'a déjà mentionné dans le [chapitre II](#), Les paramètres de la simulation sont montrés dans [Annexe](#).

## IV.2 Modélisation de la chaîne de conversion photovoltaïque

### IV.2.1 Modélisation du générateur PV

Le circuit analogue d'une cellule PV est représenté sur la [Figure IV. 1](#) par une source de courant reliée en parallèle à une diode, ainsi que des résistances en série et en parallèle [93], [94].

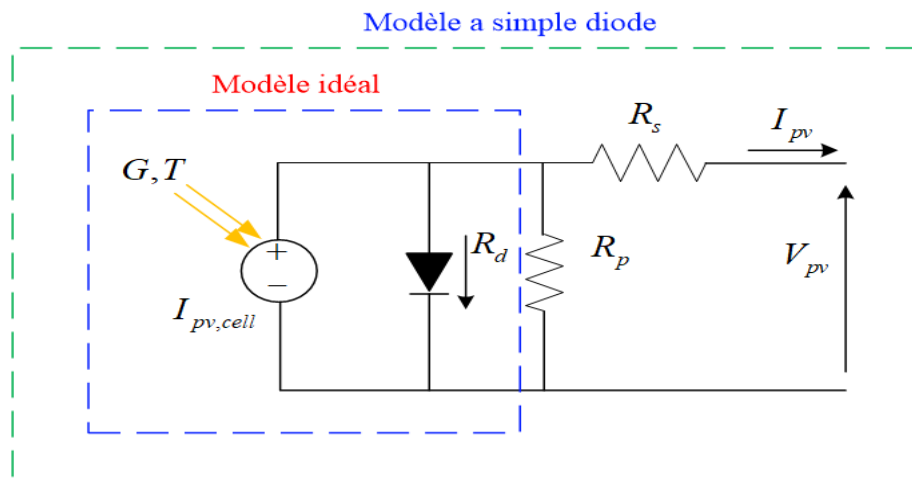


Figure IV. 1:Modèle d'une cellule PV.

L'équation (IV.1) donne la relation courant-tension pour la cellule PV d'un modèle idéal illustré à la [Figure IV. 1](#).

$$I = I_{pv,cell} - I_{o,cell} \left[ e^{\left( \frac{qV}{aKT} \right)} - 1 \right] \quad (IV.1)$$

Où :

$I_{pv,cell}$  : est le courant généré par la lumière incidente (il est directement proportionnel au rayonnement solaire) ;

$I_{0,cell}$  : est le courant de fuite de la diode ;

$K$  : est la constante de Boltzmann ( $1.3806503 \times 10^{-23}$  J/K) ;

$T$  : est la température effective de la cellule, mesurée en Kelvin [K] ;

$q$  : est la charge de l'électron, mesurée en Coulomb ( $1.60217646 \times 10^{-19}$  C) ;

$a$  : est le facteur d'idéalité de la diode.

Un module photovoltaïque (PV) est formé en reliant des cellules photovoltaïques en série pour augmenter la production d'énergie. Cela signifie que la tension du module PV augmente lorsque plusieurs modules sont connectés en série, et que le courant PV augmente lorsqu'ils sont connectés en parallèle. Par exemple, un module PV typique composé de 36 cellules reliées en série est considéré comme un module de 12 V, ce qui lui permet de produire des tensions plus élevées [95].

Il est à noter que le modèle à une diode présenté dans la [Figure IV. 1](#). Est le plus utilisé. Le modèle mathématique d'un module PV est décrit par l'équation (IV.2)

$$I = I_{pv} - I_o \left[ e^{\left( \frac{qV + IR_s}{aN_sKT} \right)} - 1 \right] - \frac{V + IR_s}{R_p} \quad (IV.2)$$

Où :

$N_s$  : est le nombre de cellules montées en série.

Le courant généré par la cellule solaire PV dépend de l'irradiance ( $G(\text{W}/\text{m}^2)$ ) et de la température ( $T$  (K)), comme décrit dans l'équation (IV.3).

$$I_{pv} = (I_{pv,n} + K_I \Delta_T) \frac{G}{G_n} \quad (IV.3)$$

Où :

$\Delta_T = T - T_n$ , avec  $T_n$ : est la température nominale ;

$G_n$  : est l'irradiance nominale ;

$K_I$  : est le courant de court-circuit / coefficient de température ;



$I_{pv;n}$  : est le courant solaire généré à l'état nominal ( $G_n, T_n$ ) ;

Le courant de saturation de la diode  $I_0$  dépend de la température, comme donné dans l'équation (IV.4).

$$I_0 = I_{0,n} \left( \frac{T_n}{T} \right)^3 \exp \left[ \frac{qE_g}{aK} \left( \frac{1}{T_n} - \frac{1}{T} \right) \right] \quad (IV.4)$$

Avec  $E_g$  l'énergie de gap, par exemple l'énergie de gap de Si polycristallin est de 1.12 eV.

Le courant de saturation de la diode nominale  $I_{0,n}$  est donné par l'équation suivante :

$$I_{0,n} = \frac{I_{cc,n}}{\exp \left( \frac{V_{co,n}}{\alpha V_{t,n}} \right) - 1} \quad (IV.5)$$

Où :

$V_{t,n}$ : est la tension thermique nominale.

Le courant de saturation des cellules PV :

$$I_0 = \frac{I_{sc,n} + K_I \Delta_T}{\exp \left( \frac{K_v \Delta_T}{\alpha V_t} + V_{co,n} \right) - 1} \quad (IV.6)$$

Où :

$I_{cc,n}$  : est le courant de court-circuit nominal ;

$V_{co,n}$  : est la tension du circuit ouvert nominale ;

$K_v$  : est la tension de circuit ouvert / coefficient de température.

Plusieurs modules PV connectés en série et/ou en parallèle constituent un générateur d'énergie solaire. Par conséquent, pour modéliser un panneau PV comme un GPV, il faut utiliser l'équation (IV.7).

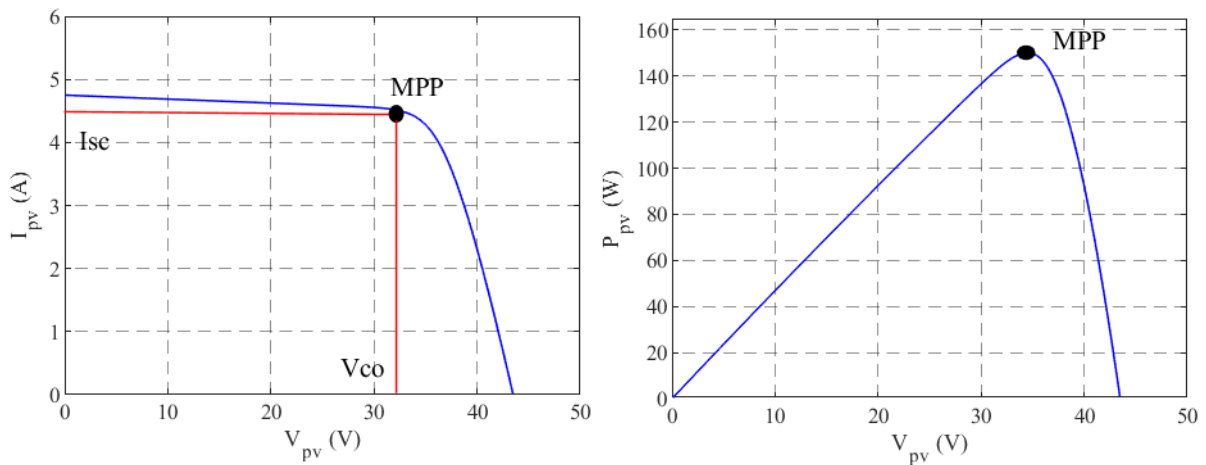
$$I = N_{pp} I_{pv} - N_{pp} I_0 \left[ \exp \left( \frac{N_{ss} V + IR_s \left( \frac{N_{ss}}{N_{pp}} \right)}{N_{ss} \alpha V_t} \right) - 1 \right] - \frac{N_{ss} V + IR_s \left( \frac{N_{ss}}{N_{pp}} \right)}{R_p \left( \frac{N_{ss}}{N_{pp}} \right)} \quad (IV.7)$$

Où :  $N_{ss}$  : est le nombre de modules montés en série ;

$N_{pp}$  : est le nombre de modules montés en parallèle.

### IV.3 Caractéristiques I-V et P-V d'un module PV

Les modules photovoltaïques peuvent être modélisés comme des sources de courant qui varient en fonction de la température et de l'éclairement solaire. La [Figure IV. 2](#) montre des courbes I-V et P-V typiques pour des fluctuations de température et d'intensité lumineuse. Le point de puissance maximale (MPP), qui se trouve à l'extrémité de la courbe de puissance et à l'intersection des caractéristiques I-V, n'est pas fixe, mais change en raison des fluctuations de température. Pour cette raison, le contrôleur doit mettre à jour la relation cyclique de l'onduleur à chaque échantillonnage pour suivre le MPP et obtenir une meilleure extraction de l'énergie solaire [96].



[Figure IV. 2](#): Caractéristiques I-V et P-V d'un module PV dans les conditions standards.

### IV.4 Effets de la température et de l'éclairement

Les paramètres standard (STC) de température ( $T$ ) de  $25^{\circ}\text{C}$  et d'éclairement ( $G$ ) de  $1000\text{W}/\text{m}^2$  sont associés aux courbes  $I_{pv} - V_{pv}$  et  $P_{pv} - V_{pv}$  de la [Figure IV. 2](#). Les quatre caractéristiques qui peuvent occasionnellement faire varier ces courbes sont la résistance shunt ( $R_{sh}$ ), la résistance série ( $R_s$ ), l'éclairement ( $E$ ) et la température de la cellule solaire ( $T$ ). Les deux derniers facteurs dépendent des conditions météorologiques, tandis que les deux premiers concernent les propriétés des cellules photovoltaïques. Les variations liées à la résistance sont souvent peu visibles, mais les effets des deux derniers sont clairement apparents, comme l'illustrent les [Figure IV. 3](#) et [Figure IV. 4](#).

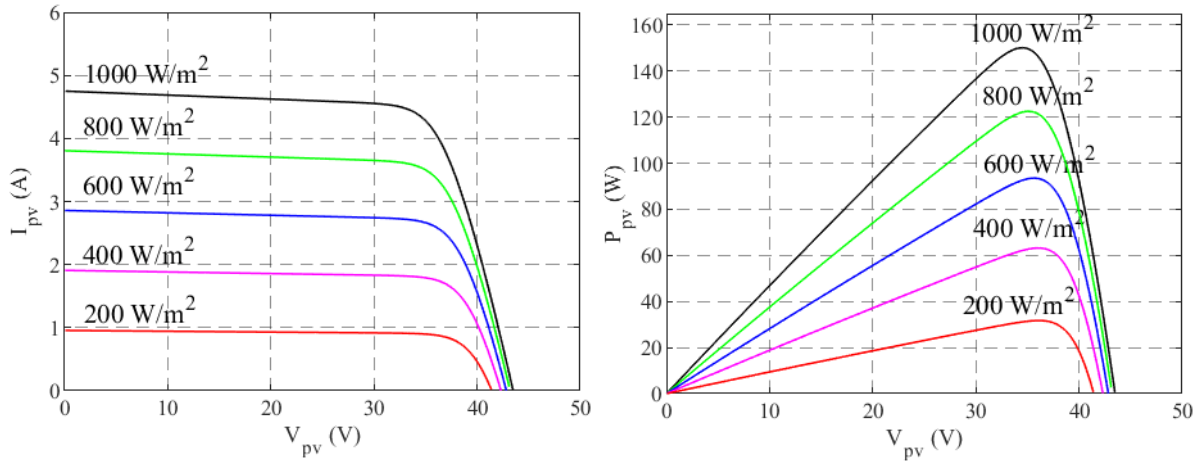


Figure IV. 3: Effet de l'éclairement sur la courbe I-V (a) et P-V (b) à 25°C.

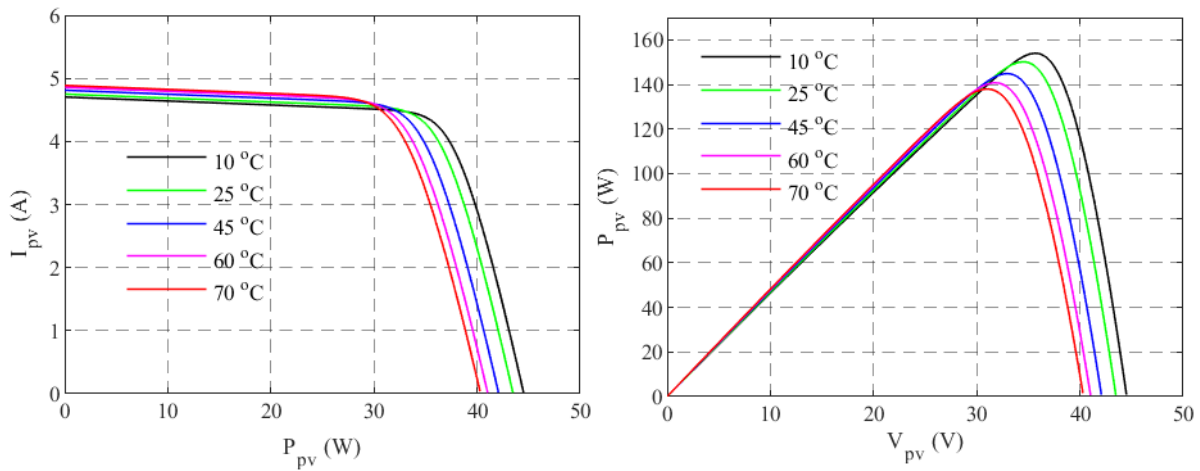


Figure IV. 4: Effet de la température (T) sur la courbe I-V et P-V à 1000  $W/m^2$ .

Les Figure IV. 3 et Figure IV. 4 montrent comment les facteurs externes affectent les courbes I-V et P-V. Des niveaux d'éclairage plus bas rendent les variations du courant des modules PV plus visibles, mais étant donné qu'ils sont logarithmiques plutôt que linéaires, ils ont moins d'impact sur la tension. Les variations de la tension en sortie de module sont plus visibles lorsque l'on étudie les effets de la température, avec presque toutes les variations du courant de sortie. Ainsi, des températures plus basses permettent d'avoir des MPP plus élevés, ce qui augmente la puissance de sortie du module PV.

#### IV.5 Modélisation du Convertisseur DC-DC (boost)

Le réglage de l'impédance d'entrée du générateur PV pour obtenir sa puissance maximale se fait généralement avec un convertisseur boost DC-DC, le plus couramment utilisé dans ce domaine. D'autres convertisseurs, tels que les convertisseurs Buck-boost ou les convertisseurs Buck, peuvent aussi être utilisés. Un convertisseur boost convertit une tension continue en une tension continue supérieure. La Figure IV. 5 montre la conception de base d'un boost connecté

à un GPV, avec le fonctionnement basé sur l'interruption périodique de la connexion source-charge via un interrupteur [97], [98].

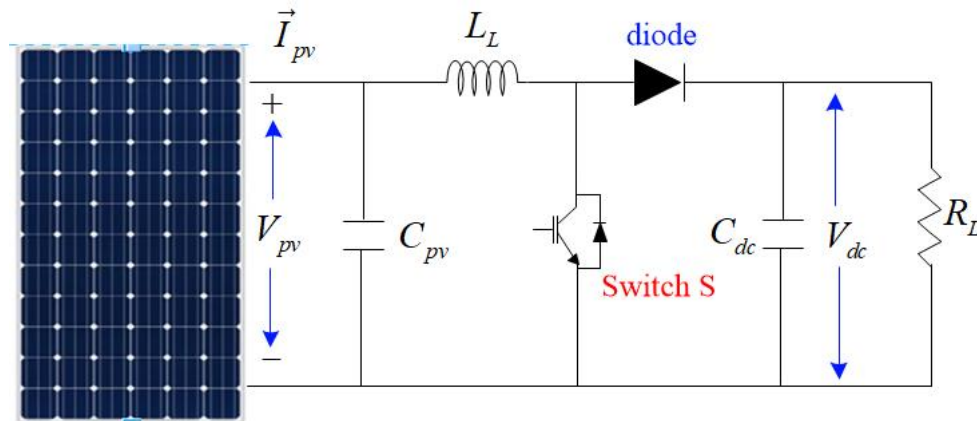


Figure IV. 5: Schéma de base d'un Boost associé au GPV.

#### IV.5.1 Première étape

La Figure IV. 6 montre l'état où l'interrupteur S est fermé, le courant dans l'inductance augmente et l'énergie magnétique est stockée, ce qui entraîne le blocage de la diode et la déconnexion de la charge.

La loi des mailles permet l'expression suivante de l'équation de la tension d'entrée [99] :

$$V_e = L \frac{dI_L}{dt} \quad (IV.8)$$

Le courant  $I_L$  augmente d'une valeur  $\Delta I_L$ , donnée par :

$$\Delta I_L = \int_0^{\alpha T} dI_L = \int_0^{\alpha T} \frac{V_e dt}{L} = \frac{V_e \alpha T}{L} \quad (IV.9)$$

Où  $\alpha$  ( $0 < \alpha < 1$ ) est le rapport cyclique.

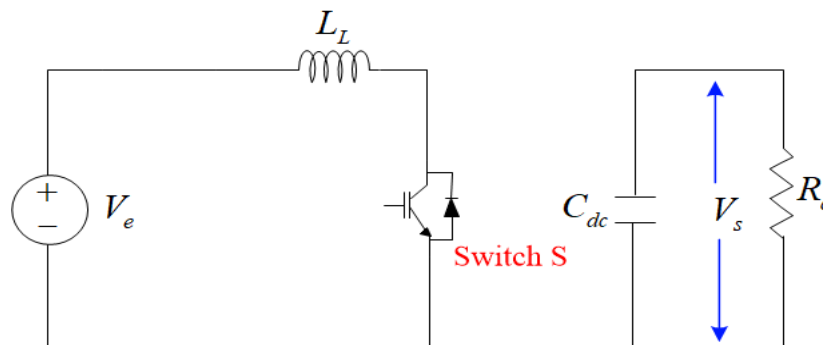


Figure IV. 6: Circuit électrique équivalent de la première étape.

#### IV.5.2 Deuxième étape

La Figure IV. 7 montre l'état où l'interrupteur S est ouvert. L'énergie stockée dans l'inductance est transférée au condensateur.

La variation du courant  $I_L$  dans l'état bloqué peut être donnée par [99]:

$$\Delta I_{Loff} = \int_0^{(1-\alpha)T} dI_L = \int_0^{(1-\alpha)T} \frac{(V_e - V_s) dt}{L} = \frac{(V_e - V_s)(1-\alpha)T}{L} \quad (IV.9)$$

Où :

$$V_e - V_s = L \frac{dI_L}{dt} \quad (IV.10)$$

Le courant  $I_L$  est le même dans le cycle de commutation, ce qui permet d'écrire :

$$\Delta I_{Lon} + \Delta I_{Loff} = \frac{V_e \alpha T}{L} + \frac{(V_e - V_s)(1-\alpha)T}{L} \quad (IV.11)$$

Le rapport entre la tension d'entrée et la tension de sortie est donnée par :

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{1-\alpha} \quad (IV.12)$$

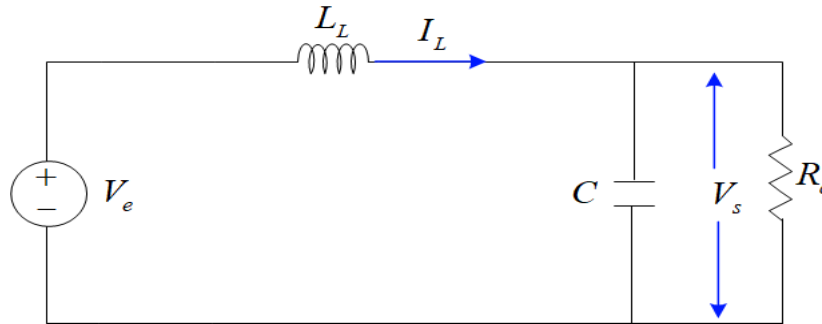


Figure IV. 7: Circuit électrique équivalent de la deuxième étape.

## IV.6 Suivi de la puissance maximale du PV

La poursuite du point de puissance maximale (MPPT) est un élément crucial des systèmes photovoltaïques. Depuis la publication de la première loi de ce type en 1968, d'autres stratégies appropriées à une source d'énergie renouvelable de type PV ont été développées [100], [101]. L'idée derrière ce contrôle est d'ajuster automatiquement le rapport cyclique ( $\alpha$ ), à la valeur idéale afin de maximiser la puissance produite par le système photovoltaïque. Pour tirer le maximum d'énergie d'un système solaire photovoltaïque, il faut une installation électronique au niveau du régulateur. La command MPPT peut augmenter les performances des panneaux solaires jusqu'à 30 %. Pour un panneau photovoltaïque donné, cela signifie que la batterie recevra 30 % d'électricité en plus qu'avec un régulateur solaire classique [102].

### IV.6.1 Principe du MPPT

Le MPPT (Maximum Power Point Tracking) est un algorithme qui permet de maximiser la production d'énergie d'un champ photovoltaïque en identifiant et en maintenant le point de puissance maximale du système [103]. Cela se fait en comparant constamment la tension et le courant générés par les panneaux photovoltaïques et en ajustant la tension de sortie de l'onduleur en conséquence ( $V_{MPP}$ ,  $I_{MPP}$ ). Le MPPT fonctionne indépendamment des conditions météorologiques (température et irradiation) en veillant à ce que le système opère toujours à son niveau optimal [104], [105].

La Figure IV. 8 illustre comment l'adaptation d'impédance prend souvent la forme d'un convertisseur DC-DC.

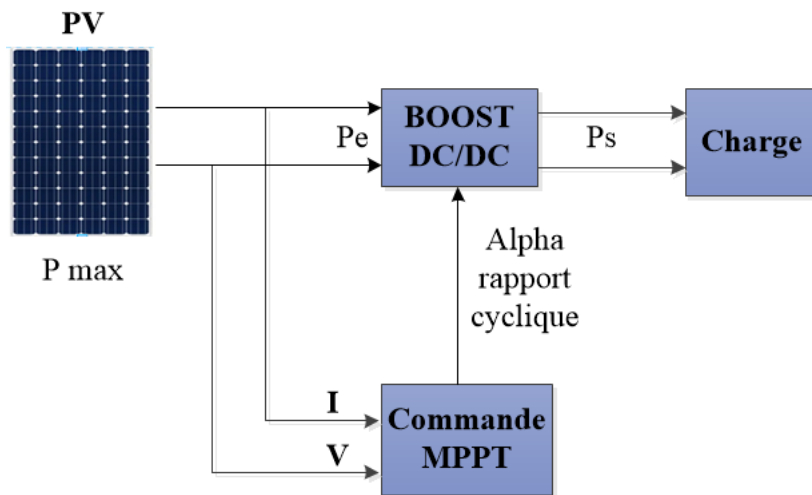


Figure IV. 8: Chaîne de conversion d'énergie solaire comprenant une commande MPPT.

## IV.7 Méthodes MPPT proposées

### IV.7.1 Algorithme MPPT basé sur le Mode glissant

L'algorithme MPPT basé sur le mode glissant est un algorithme de suivi du point de puissance maximale (MPPT) pour les systèmes photovoltaïques. Il consiste à mesurer en permanence la tension et le courant du panneau solaire pour déterminer le point de fonctionnement à maximum de puissance ( $V_{mpp}$ ,  $I_{mpp}$ ). L'algorithme modifie ensuite la tension de sortie de l'onduleur pour maintenir le système à ces valeurs optimales, même en cas de variations de la lumière solaire ou de la température [106].

L'algorithme MPPT basé sur le mode glissant est populaire pour la surveillance MPPT en raison de sa robustesse à rejeter les perturbations et de ses bons résultats dans la détection du point optimal. La méthode s'appuie sur la sélection d'une surface de glissement ( $\sigma$ ), choisie comme condition pour le maximum de conductance [107], [108]:

$$\sigma = \frac{\Delta I_{pv}}{\Delta V_{pv}} V_{pv} + I_{pv} \quad (IV.13)$$

Sur la base de l'analyse de la zone de fonctionnement indiquée dans la Figure IV. 9 , le rapport cyclique ( $\alpha$ ) peut varier de manière prédéterminée ( $\Delta\alpha$ ) en fonction du signe de la surface de glissement pour se rapprocher de la MPPT idéale [108].

$$\alpha = \begin{cases} \alpha - \Delta\alpha & \text{pour: } \alpha > 0 \\ \alpha + \Delta\alpha & \text{pour: } \alpha < 0 \end{cases} \quad (IV.14)$$

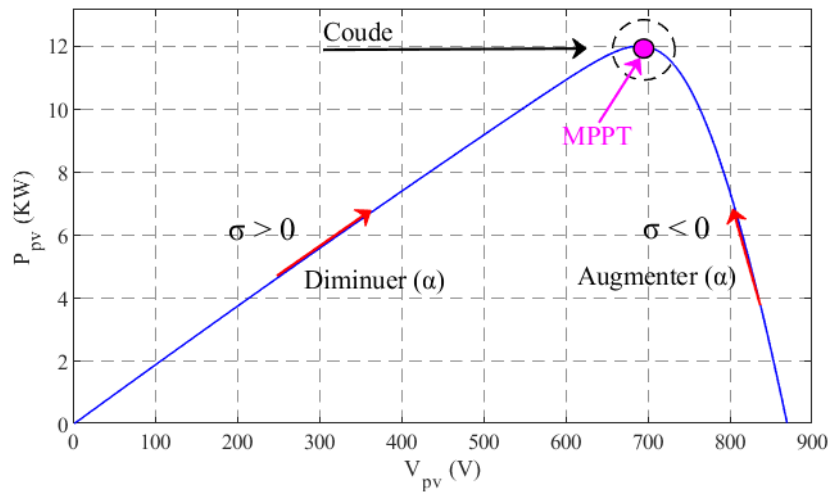


Figure IV. 9:Principe de la commande MPPT par mode glissant.

Le signal de commande est divisé en deux parties : la commande de linéarisation ( $\alpha_{eq}$ ), et la composante de stabilisation ( $\alpha_n$ ).

$$\alpha = \alpha_{eq} + \alpha_n \quad (IV.15)$$

$\alpha_{eq}$  , est obtenue en mettant le gradient de la surface de glissement nulle  $\dot{\sigma} = 0$ , fournissant le rapport cyclique en régime stationnaire :

$$\alpha_{eq} = 1 - \frac{V_{pv}}{V_{dc}} \quad (IV.16)$$

La partie de stabilisation ( $\alpha_n$ )est considérée comme l'effort nécessaire pour atteindre la condition ( $\dot{\sigma} = 0$ ) lorsque la commande est compilée.

En utilisant le théorème de stabilité directe de Lyapunov, il est possible de garantir la présence du mode glissant[109] :

On définit une fonction quadratique liée à la surface de glissement :

$$V = \frac{1}{2} \sigma^2 \quad (IV.17)$$

Par conséquent, le gradient de la fonction coût V est dérivé comme suit :

$$\dot{V} = \sigma \dot{\sigma} \quad (\text{IV.18})$$

La commande non linéaire  $\alpha_n$  est choisie comme une fonction linéaire de la surface de glissement  $\sigma$ :

$$\alpha_n = -k \cdot \sigma \quad (\text{IV.19})$$

Étant donné que la plage du rapport cyclique doit se trouver dans ( $0 < \alpha < 1$ ), le signal de commande est synthétisé comme suit [109] :

$$\alpha = \begin{cases} 1 & \text{pour: } \alpha \geq 1 \\ \alpha_{eq} - k\sigma & \text{pour: } 0 < \alpha < 1 \\ 0 & \text{pour: } \alpha \leq 0 \end{cases} \quad (\text{IV.20})$$

#### IV.7.2 Algorithme MPPT basé sur le Mode glissant d'ordre 2 (STSMC).

La stratégie de contrôle ST-SMC est utilisée pour extraire la puissance maximale du générateur photovoltaïque dans le convertisseur boost DC-DC [110]. La commande en mode glissant d'ordre 2 requiert la formation d'une commande équivalente et non linéaire. Une surface de glissement adaptée est créée en utilisant la méthode de conception basée sur les erreurs comme la montre sure la [Figure IV. 10](#) . Elle est conçue pour être la plus appropriée lorsque le générateur photovoltaïque fonctionne au point de puissance maximale MPPT, selon la formule mathématique donnée [94], [111].

$$V_{pv} \frac{\partial I_{pv}}{\partial V_{pv}} + I_{pv} = 0 \quad (\text{IV.21})$$

La définition de la surface de glissement est une étape cruciale pour le contrôle en mode de glissement. De plus, pour les cellules photovoltaïques, la surface de glissement est définie de la manière suivante.

$$\sigma_{V_{pv}} = V_{pv} \frac{\partial I_{pv}}{\partial V_{pv}} + I_{pv} \quad (\text{IV.22})$$

Le contrôle ST-SMC peut être donné comme suit :

$$\begin{cases} \alpha = u = -\lambda_{pv} |\sigma_{V_{pv}}|^\rho \text{sign}(\sigma_{V_{pv}}) + u_1 \\ \dot{u}_1 = W_{pv} \text{sign}(\sigma_{V_{pv}}) \end{cases} \quad (\text{IV.23})$$

Où  $\lambda_{pv}$  et  $W_{pv}$  sont les ST-SMC sont les gains de contrôle.



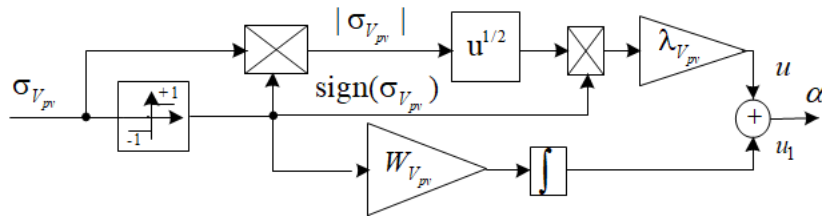


Figure IV. 10: Schéma fonctionnel du contrôleur du convertisseur DC-DC en utilisant un MPPT basé sur le ST-SMC.

### IV.8 Association du générateur PV au filtre actif

Le système présenté dans ce chapitre est représenté sur la Figure IV. 11. Le système PV est représenté par un générateur PV et un convertisseur DC-DC boost ; la fonction principale de ce dernier est de réaliser une adaptation d'impédance pour assurer une extraction maximale de la puissance PV. Une charge non linéaire est également connectée au réseau, afin de tester la fonctionnalité de filtrage actif du système. Cette charge non linéaire est représentée par un redresseur à diodes triphasé. Enfin, mais c'est important, l'onduleur triphasé qui relie le système PV au réseau à travers l'inducteur  $L_f$ , a deux rôles principaux : premièrement, injecter la puissance active du système PV dans le réseau, et deuxièmement, compenser la puissance réactive et d'éliminer les harmoniques de courant indésirables, le tout simultanément. Harmoniques indésirables du courant, le tout simultanément.

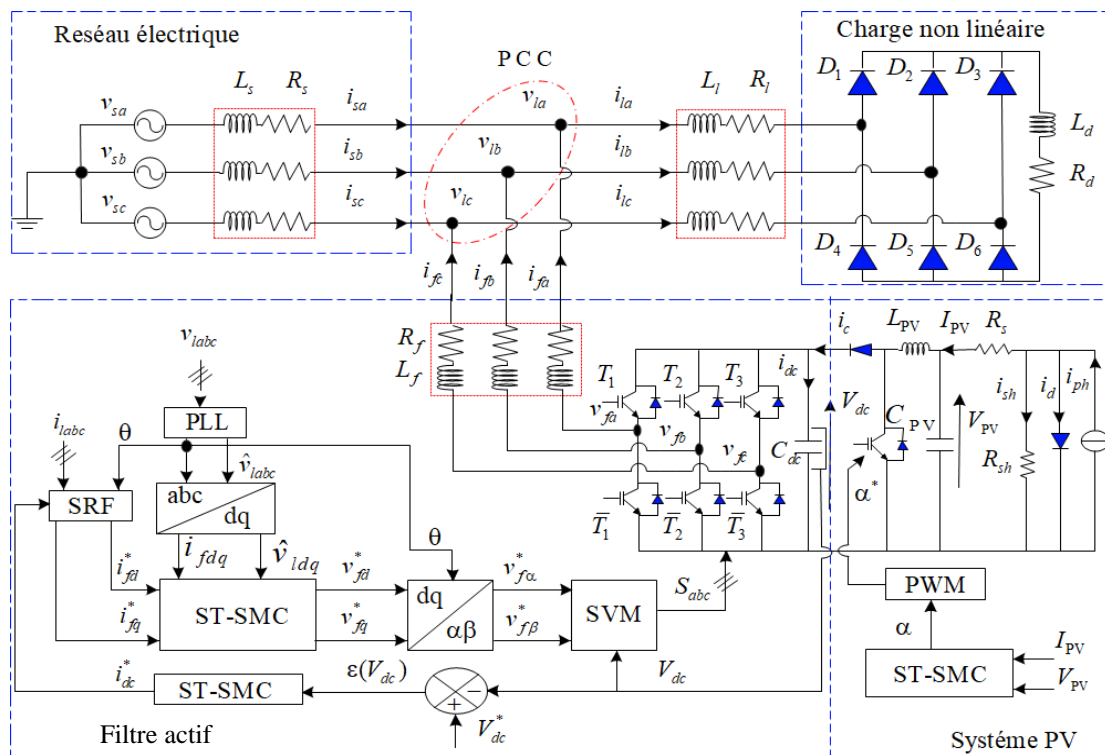


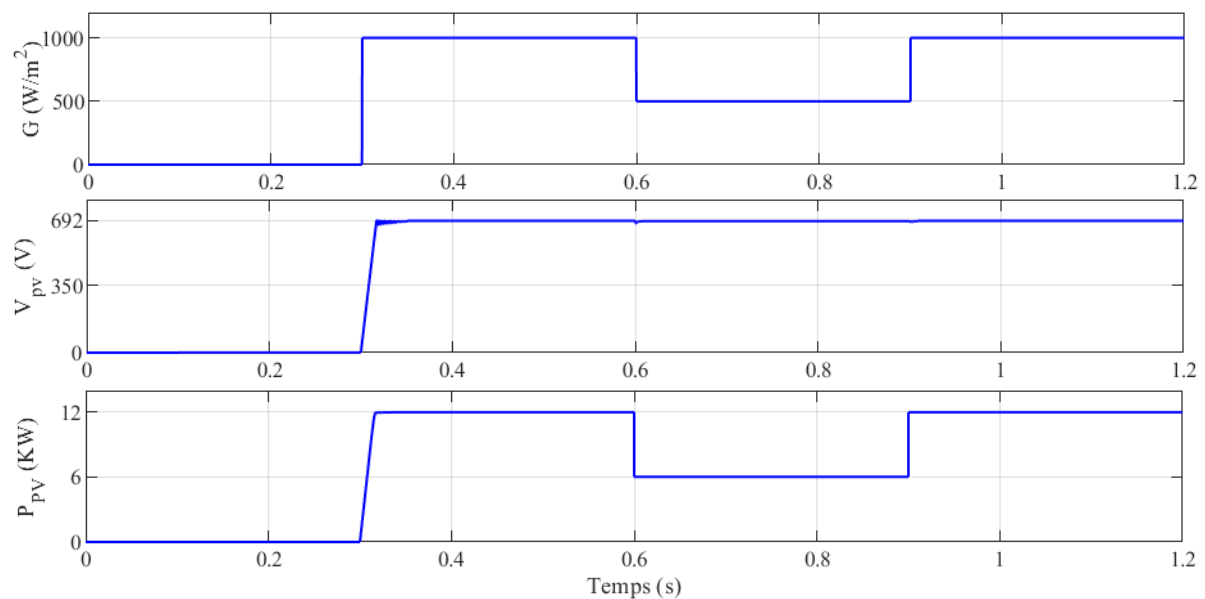
Figure IV. 11: Schéma de principe de la méthode ST-SMC proposée pour le PV-SAPF.

## IV.9 Résultats et discussions

Pour évaluer les performances du système et de son contrôle en situation statique et dynamique, des tests de simulation ont été effectués en utilisant le logiciel MATLAB. Les paramètres du système décrits dans la [Figure IV. 11](#) sont spécifiés dans l'[Annexe](#).

Afin de montrer clairement les performances du système, un profil de gradient d'irradiation solaire a été sélectionné comme indiqué dans la [Figure IV.12](#), qui inclut également la tension et la puissance de sortie du panneau photovoltaïque (PV). On peut remarquer que la tension est maintenue constante juste après la mise en marche du système PV, tandis que la puissance de sortie suit de manière naturelle l'intensité de l'irradiation solaire.

Cela est démontré par la [Figure IV. 13](#) à travers une commande MPPT à l'aide du contrôle en mode glissant (SMC). Dans notre étude de cas, plusieurs scénarios ont été pris en compte lors de la simulation. De  $t=0s$  à  $t=1s$ , le système PV-APF n'est pas encore connecté au point de collecte commun (PCC), donc toute la puissance requise par la charge non linéaire est tirée uniquement du réseau avec un taux total d'harmoniques (THD) du courant égal à 27,71%. À  $t=1s$ , le système PV-APF est connecté au PCC.



**Figure IV. 12:** Respectivement, l'irradiation solaire, la tension de sortie PV et la puissance PV par ST-SMC.

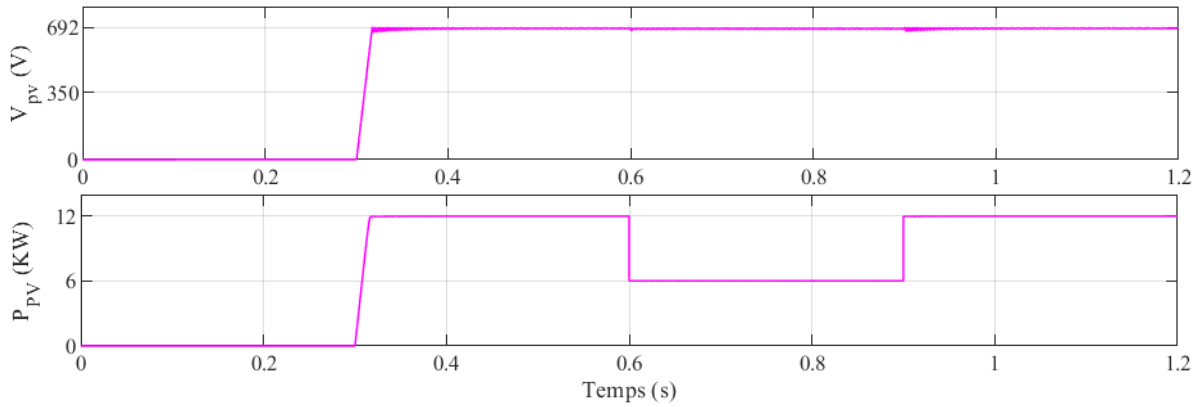


Figure IV. 13: Respectivement, la tension de sortie PV et la puissance PV par SMC.

La Figure IV. 14 montre, de haut en bas, la tension triphasée du réseau, le courant du réseau, le courant de l'onduleur (avec filtre actif), le courant de la charge et la tension du réseau mise à l'échelle avec le courant du réseau. La figure montre qu'avant  $t=0,3$  s, il n'y a pas d'irradiation (obscurité totale) et la charge non linéaire continue d'absorber l'énergie du réseau, tandis que l'onduleur agit en tant que filtre actif, ce qui maintient un courant de réseau sinusoïdal. De  $t=0,3$  s à  $t=0,6$  s, sous une irradiation de  $1000 \text{ W/m}^2$ , le système photovoltaïque génère environ  $12 \text{ kW}$  de puissance maximale, qui est entièrement transmise à la charge non linéaire par l'onduleur, réduisant ainsi la charge sur le réseau. L'onduleur assure également le rôle de filtre harmonique, maintenant une forme sinusoïdale du courant de réseau conforme aux normes internationales ( $\text{THDi} < 5\%$ ) comme illustré sur la Figure IV. 16. On peut observer que l'amplitude est considérablement réduite, car une grande partie de la demande de la charge non linéaire est couverte par la production photovoltaïque. À  $t=0,6$ s, l'irradiance a chuté à  $500 \text{ W/m}^2$  et est restée à ce niveau jusqu'à  $t=0,9$ s ; dans ce cas, la puissance photovoltaïque disponible a diminué, ce qui a entraîné une plus grande absorption de la puissance du réseau par la charge non linéaire, tout en maintenant toujours le courant de réseau en forme sinusoïdale. Enfin, du côté du réseau, la tension et le courant sont parfaitement en phase, ce qui assure un facteur de puissance unitaire. Pour effectuer une comparaison, une autre simulation a été effectuée en utilisant des contrôleurs SMC plutôt que ST-SMC, et les mêmes formes d'onde sont représentées sur la Figure IV. 15.

L'évaluation du flux de puissance, le filtrage des harmoniques et la compensation de la puissance réactive sont atteints avec les deux types de commande, à savoir ST-SMC et SMC. Cependant, le ST-SMC semble permettre moins d'harmoniques dans le courant du réseau par rapport au contrôle SMC, lorsqu'il y a introduction du système PV avec une intensité de rayonnement de  $1000 \text{ W/m}^2$ , comme illustré par la Figure IV. 17.

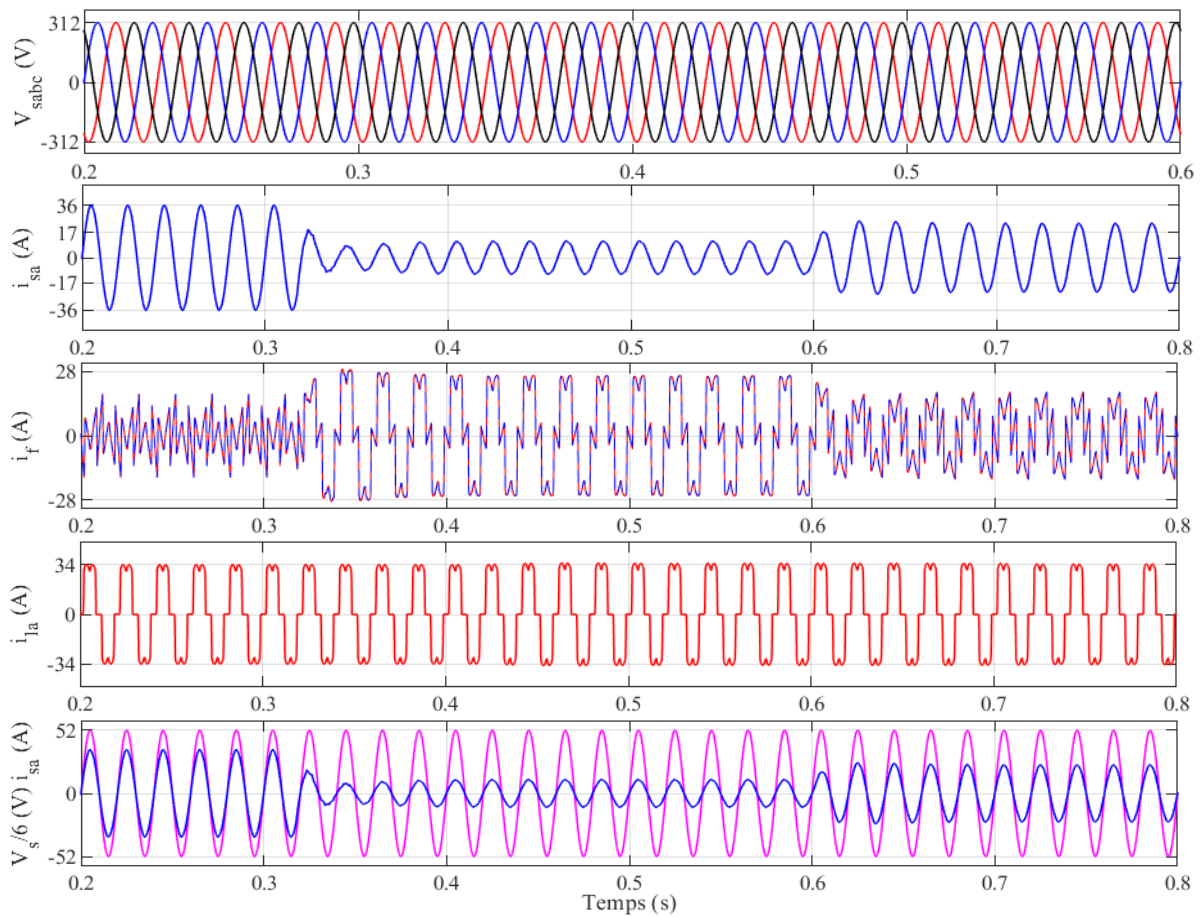


Figure IV. 14: Performance du système contrôlé par ST-SMC.

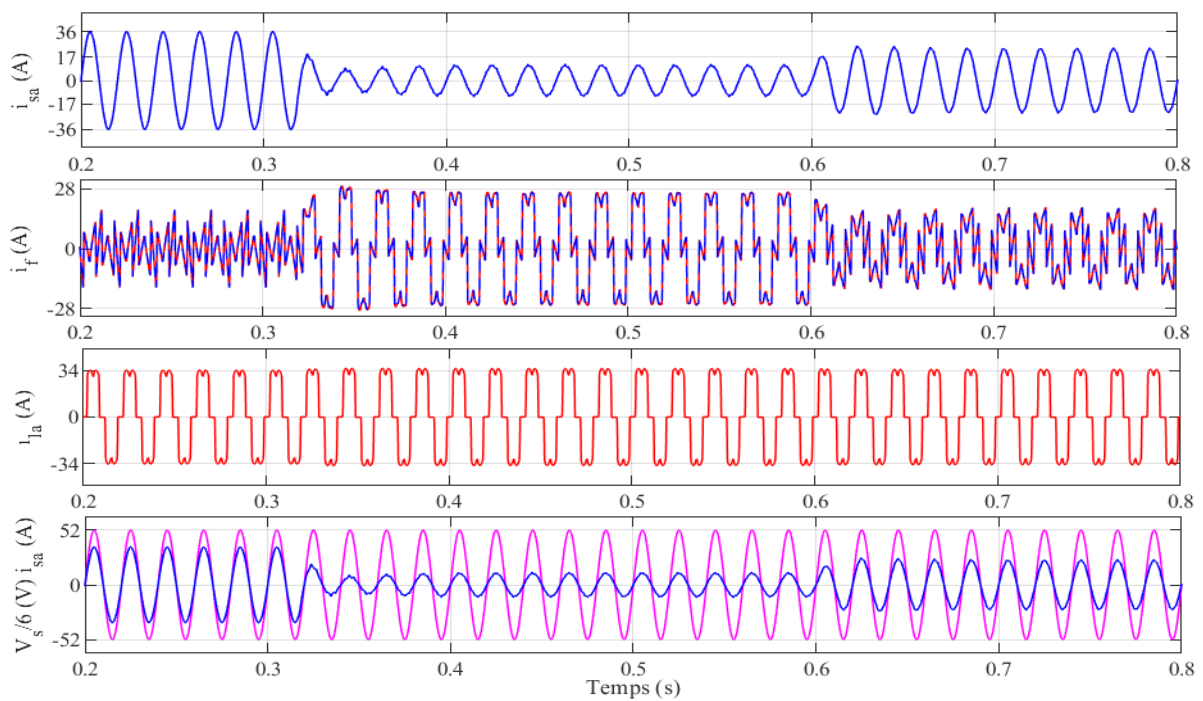


Figure IV. 15: Performance du système contrôlé par SMC.

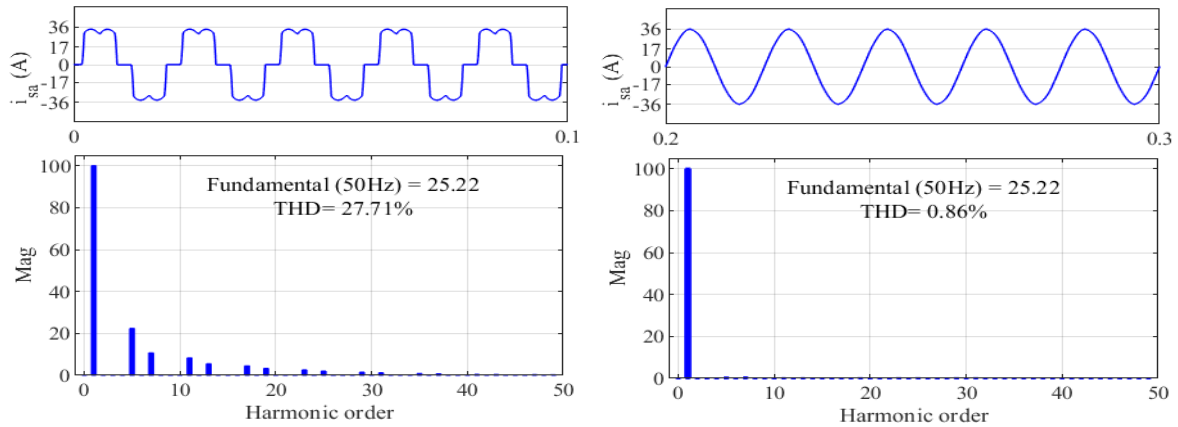


Figure IV. 16: Courant de réseau avec spectre basé sur le contrôle ST-SMC après et avant le filtrage.

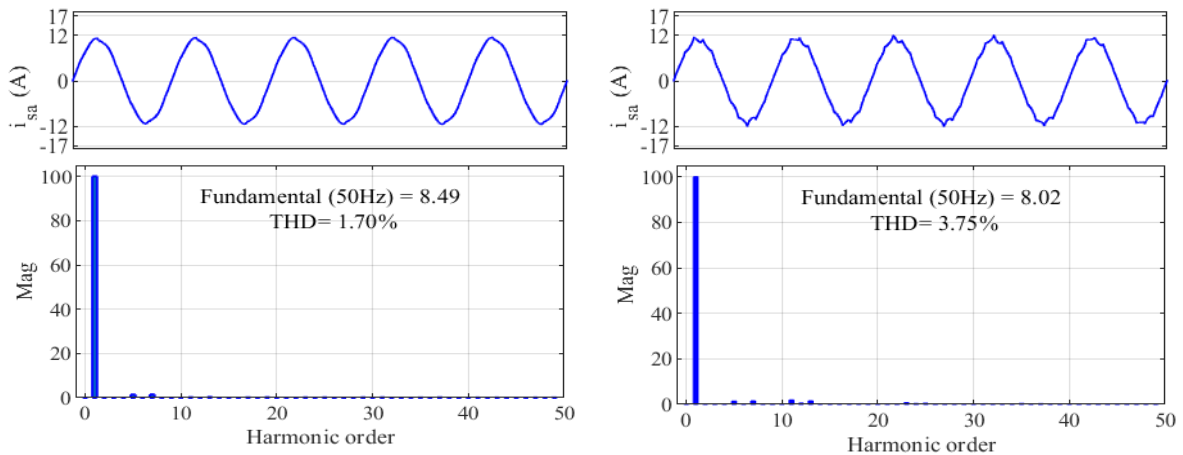


Figure IV. 17: Courant de réseau avec spectre basé sur les contrôles ST-SMC et SMC après introduction du PV à  $G=1000W/m^2$ .

La Figure IV. 18 et Figure IV. 19 montrent la réponse de la tension du bus continu avec les deux méthodes de contrôle en fonction du profil d'irradiation de la Figure IV. 12 . Les performances du système avec le ST-SMC sont meilleures en termes de temps d'atteinte plus court, moins de dépassement ou de sous-dépassement et moins d'oscillations par rapport au contrôle SMC.

Les Figure IV. 20 et Figure IV. 21 montrent la puissance réelle et imaginaire du côté du réseau pour les deux méthodes de commande (ST-SMC et SMC). On peut constater que la puissance imaginaire est maintenue à zéro pour les deux méthodes, ce qui confirme l'observation précédente sur le facteur de puissance. Cependant, le ST-SMC présente moins de fluctuations autour de zéro. En ce qui concerne la puissance réelle, le ST-SMC affiche une meilleure réponse dynamique, comme pour la tension du bus continu. Les principales comparaisons entre les commandes ST-SMC et SMC concernant la qualité de l'énergie et les performances dynamiques sont présentées dans le Tableau IV. 1.

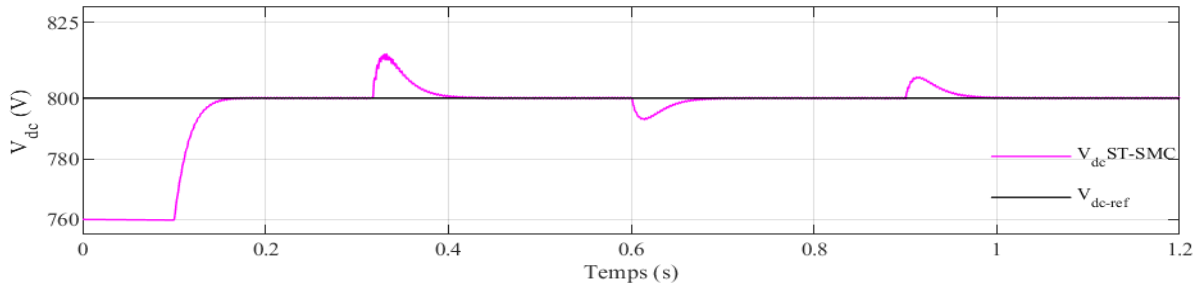


Figure IV. 18: Tension DC avec contrôle ST-SMC.

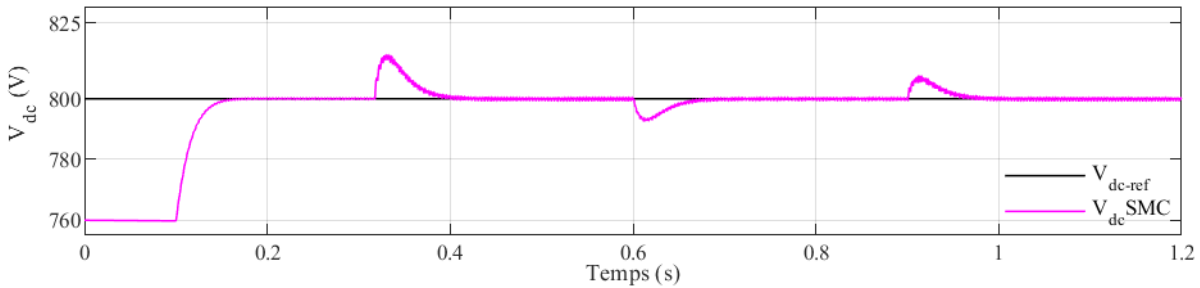


Figure IV. 19: Tension DC avec contrôle SMC.

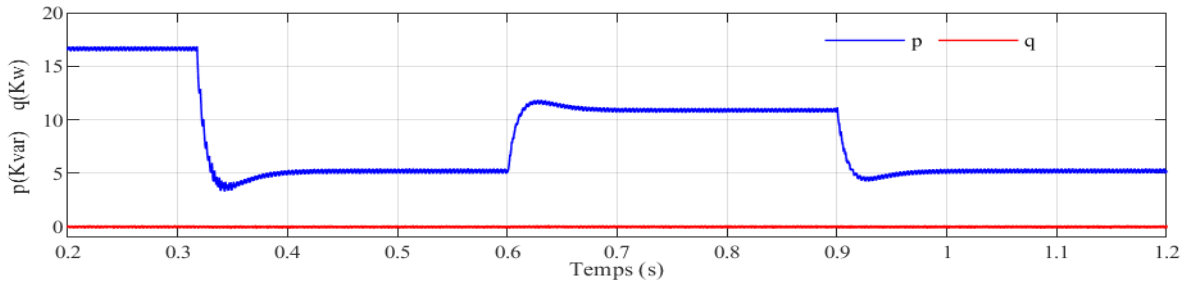


Figure IV. 20: Puissances actives et imaginaires dans la source en utilisant la commande ST-SMC.

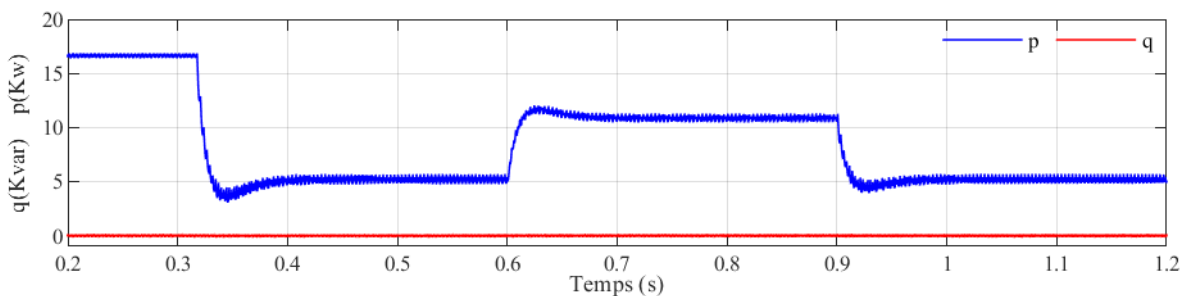
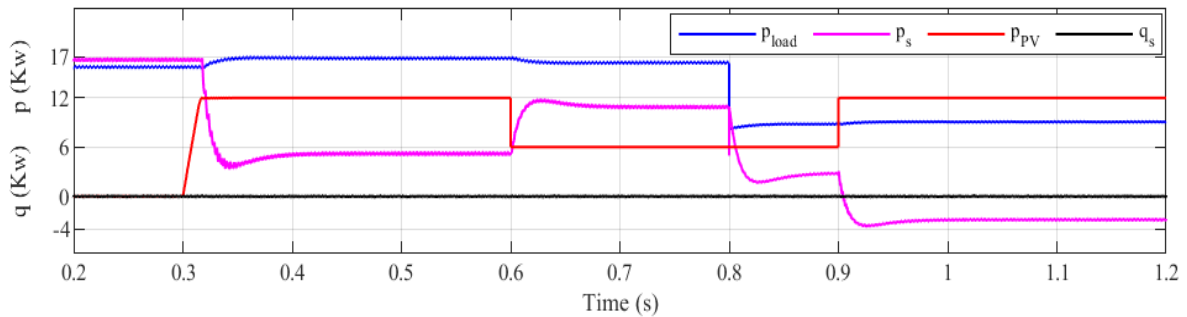


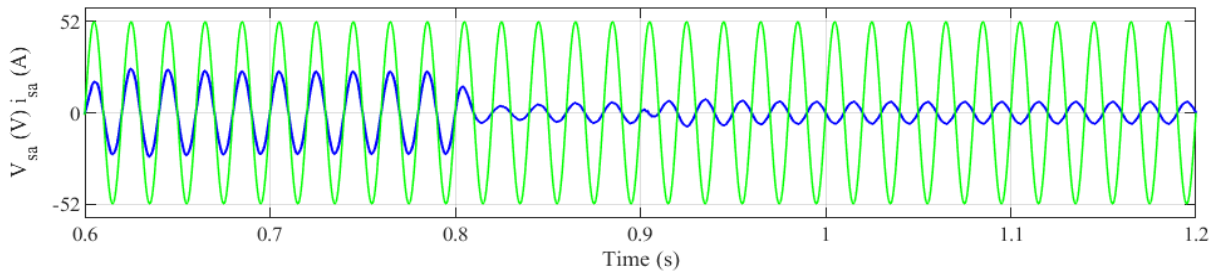
Figure IV. 21: Puissances actives et imaginaires dans la source en utilisant la commande SMC.

Le flux de puissance est examiné dans la Figure IV. 22 en présentant les variations de la charge et de l'irradiation. On peut voir que jusqu'à  $t=0,3s$  (au moment où l'irradiance change), le réseau fournit presque 17 kW. La majorité de cette puissance est consommée par la charge non linéaire (16 kW), et le reste sert à compenser les pertes du filtre actif pour maintenir la tension du bus continu stable. De  $t=0.3s$  à  $t=0.6s$ , les panneaux photovoltaïques produisent 12 kW qui sont transmis à la charge non linéaire, avec quelques pertes. La charge tire le reste de son énergie (environ 5,3 kW) du réseau. En cette situation, moins de puissance est transférée

depuis le réseau, donc moins de tension chute. C'est pourquoi il semble que la charge absorbe légèrement plus de puissance. De  $t = 0,6$  s à  $t = 0,8$  s, la production PV passe à 6 kW, correspondant au nouveau profil d'irradiation ( $500 \text{ W/m}^2$ ), donc le réseau doit fournir la charge pour le reste de la demande. De  $t = 0,8$  s à  $t = 0,9$  s, avec la même production PV (6 kW), la demande de la charge est réduite pour absorber environ 9 kW, donc le réseau transfère à la charge seulement 3 kW. Finalement, à  $t = 0,9$  s, et avec la même demande de charge, la production PV revient à 12 kW et reste constante, donc le surplus d'énergie PV est envoyé au réseau, la puissance active du réseau (P) étant négative, comme montré dans la [Figure IV. 22](#). La [Figure IV. 23](#) montre également la tension et le courant de phase du réseau dans ce dernier cas, confirmant le fonctionnement en facteur de puissance unitaire dans les deux cas, que le réseau délivre ou absorbe de la puissance.



**Figure IV. 22:** Puissances actives et puissance de sortie PV sous changement de charge en  $t = 0,8$  s, en utilisant le ST-SMC.



**Figure IV. 23:** Tension de source et courant sous changement de charge dans un  $t = 0,8$  s, en utilisant ST- SMC.

## IV.10 Etude comparative

Le [Tableau IV. 1](#) montre les différentes mesures de performance calculées pour les deux algorithmes MPPT étudiés pour mettre en évidence les résultats obtenus. Deux indicateurs clés sont utilisés pour évaluer la rapidité de poursuite des algorithmes (en situation dynamique) :

En régime permanent, les performances sont évaluées à l'aide des indicateurs suivants : la précision du suivi, qui est calculée comme la différence entre la valeur idéale  $P_{op-off}$  hors ligne et la puissance moyenne déterminée par chaque méthode,  $P_{pv-moy}$  moyenne.

$$\eta(\%) = \frac{P_{pv-moy}}{P_{op-off}} \quad (IV.23)$$

L'ondulation de puissance, également appelée "rip", a été utilisée pour mesurer la fluctuation autour de la valeur idéale. Elle est déterminée en comparant la différence entre les valeurs maximale et minimale de puissance déterminées par chaque algorithme, et est exprimée en pourcentage de la puissance moyenne  $P_{pv-moy}$ .

$$Rip(\%) = \frac{(P_{pv-max} - P_{pv-min})}{P_{pv-moy}} \quad (IV.24)$$

Tableau IV. 1 : Comparaison des performances entre les commandes ST-SMC et SMC.

Performances	Méthodes	SMC	ST-SMC
Précision de suivi $\eta$ (%)		98.4 %	98.54 %
Taux d'ondulation (Rip)		4 %	3.82 %
Dépassement (%)		0.72 %	0.58 %
Sous-dépassement (%)		3.19 %	2.03 %
Temps de réponse		0.02s	0.017s
THD de courant source (%), à G=1000		3.75 %	1.70 %

## IV.11 Conclusion

Ce chapitre a examiné une chaîne de conversion photovoltaïque connectée au réseau électrique avec un filtre actif parallèle. L'objectif de ce système est d'une part d'obtenir la puissance maximale du système photovoltaïque et de l'injecter sur le réseau, et d'autre part d'améliorer la qualité de l'énergie en éliminant les harmoniques et compensant l'énergie réactive. Pour un fonctionnement optimal du système, une commande en mode glissant d'ordre 2 basée sur l'algorithme de super twisting (ST-SMC) est proposée pour commander la conversion de puissance (boost DC-DC) et (onduleur DC-AC). Les résultats de simulation montrent que le système peut accomplir simultanément toutes les fonctions, y compris le suivi de la puissance maximale, l'atténuation des harmoniques, le fonctionnement du facteur de puissance unitaire et le contrôle bidirectionnel de l'échange d'énergie avec le réseau, tout en respectant les normes internationales. De plus, les résultats confirment l'efficacité et la robustesse de la technique de contrôle ST-SMC en termes de taux de distorsion harmonique et de réponse dynamique, par rapport à la commande SMC.



## Conclusion générale

Ces dernières années, le problème de la pollution harmonique causée par les charges non linéaires s'est multiplié chez les consommateurs d'énergie électrique. Il est devenu l'un des grands défis de la distribution d'énergie, en raison de comportements de plus en plus imprévisibles et de risques d'interaction croissants. Pour aborder la limitation de la pollution harmonique, il existe des approches à priori ou à posteriori. Les approches à priori incluent l'ensemble des normes et contraintes financières utilisées pour maintenir la génération d'harmoniques dans certaines limites. Les méthodes à posteriori permettent de dépolluer les réseaux électriques en absorbant, compensant ou atténuant les harmoniques. Les solutions passives sont souvent insuffisantes, il existe donc des solutions de dépollution qui se basent sur des filtres actifs. Notre travail de recherche s'est concentré sur le contrôle du filtre actif, qui a été présenté 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.

Notre étude dans cette thèse a porté sur l'analyse des dispositifs de dépollution des réseaux électriques en utilisant les filtres actifs. Nous nous sommes concentrés sur l'étude de deux types de filtres actifs parallèles : à deux niveaux et à trois niveaux à structure tension, et avons comparé leurs 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 et présenté les normes en vigueur. 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 basés sur un onduleur à deux niveaux. 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. Les résultats en matière de réduction de la proportion d'harmoniques et de compensation de la puissance réactive étaient acceptables. Pour améliorer les performances du filtre, nous avons intégré deux contrôles non linéaires. Les résultats obtenus ont été meilleurs avec ces contrôles par rapport au contrôle linéaire. Les résultats avec le mode glissant de second ordre ont également montré une amélioration par rapport aux autres contrôles (PI et mode glissant).

Dans le but d'améliorer les performances du filtre actif basé sur onduleur à deux niveaux, nous avons présenté, dans un troisième chapitre, une modélisation et une méthode de contrôle pour un filtre actif basé sur un onduleur à trois niveaux. Nous avons utilisé les mêmes méthodes de contrôle décrites dans le chapitre précédent et obtenu des résultats encourageants en termes de réduction des harmoniques et de compensation de l'énergie réactive dans le réseau. Nous avons également étudié et amélioré la boucle de verrouillage de phase (PLL) en y intégrant un filtre multivarié (FMV) conçu pour extraire les harmoniques. Les simulations du système avec une commande en mode glissant du second ordre ont montré que le filtre actif peut fonctionner efficacement en présence de perturbations de tension telles que des harmoniques et des sources déséquilibrées.

Dans le dernier chapitre, L'objectif de la recherche est de concevoir et de contrôler un système solaire connecté au réseau pour fournir de l'énergie à une charge non linéaire. Les algorithmes de contrôle visent à améliorer les performances du système dans son ensemble en minimisant l'impact de la charge non linéaire sur le réseau, en éliminant les harmoniques courants. Le but ultime est de maximiser la production d'énergie solaire et de l'utiliser comme source d'énergie de secours pour répondre à la demande de la charge.

Afin de réaliser le premier objectif, nous avons conservé le système de filtre actif basé sur un onduleur à deux niveaux, qui est contrôlé par un mode de glissement d'ordre 2.

Pour la deuxième partie, deux techniques MPPT (SMC, ST-SMC) ont été proposées pour le contrôle d'hacheur boost côté GPV. Les résultats obtenus et la comparaison selon différents critères ont montré que le MPPT utilisant le mode de glissement d'ordre 2 offre des performances statiques et dynamiques supérieures.

Pour la suite de ce projet, plusieurs options peuvent être considérées :

- Application de cette structure d'onduleur pour d'autres domaines de filtrage, de compensation et de transport de l'énergie électrique (SVC, STATCOM, le filtrage actif série et hybride, HVDC) ;
- Utilisation des techniques de commande intelligent et non linéaires adaptatives ;
- Utilisation des méthodes modernes d'extraction des harmoniques telles que le filtre de Kalman et les réseaux de neurones, méthodes des Ondelettes ;
- Proposer d'autres algorithmes MPPT du générateur photovoltaïque lors d'un ombrage partiel du champ ;
- Implémentation pratique des algorithmes de commande.

---

---

## Bibliographies

- [1] M. S. Witherden, R. Rayudu, and R. Rigo-Mariani, “The influence of nonlinear loads on the power quality of the New Zealand low voltage electrical power distribution network,” in *2010 20th Australasian Universities Power Engineering Conference*, 2010, pp. 1–6.
- [2] Ł. Michalec, M. Jasiński, T. Sikorski, Z. Leonowicz, Ł. Jasiński, and V. Suresh, “Impact of Harmonic Currents of Nonlinear Loads on Power Quality of a Low Voltage Network—Review and Case Study,” *Energies*, vol. 14, no. 12, p. 3665, 2021.
- [3] A. Kot, W. Nowak, W. Szpyra, and R. Tarko, “Analysis of impact of nonlinear loads on losses in power network elements,” *Przegląd Elektrotechniczny, Rok*, vol. 88, pp. 327–330, 2012.
- [4] 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.
- [5] 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.
- [6] 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.
- [7] A. K. Yadav, V. K. Deolia, and S. Agrawal, “Exploring the resonant characteristic of third order passive filter based Quasi-Z-source inverter,” *Int. J. Electron.*, vol. 108, no. 12, pp. 2100–2121, 2021.
- [8] 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.
- [9] 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.
- [10] 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.

- 
- [11] A. P. Martins, “The use of an active power filter for harmonic elimination and power quality improvement in a nonlinear loaded electrical installation,” in *Proceedings of the International Conference on Renewable Energies and Power Quality, ICREPQ*, 2003, vol. 3, pp. 1–6.
- [12] 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.
- [13] Z. KHERAKHERIA, “Qualité de l’énergie électrique en moyenne tension,” 2019.
- [14] P. E. T. Martins, M. Oleskovicz, and A. L. da Silva Pessoa, “Methodology for Power Quality Monitors Allocation Considering Network Topology Changes,” in *2021 IEEE Madrid PowerTech*, 2021, pp. 1–6.
- [15] S. Yun and J. Jung, “Analyzing temporary overvoltage by the non-islanding operation of distributed generation in multi-grounded neutral distribution system,” *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, p. 107822, 2021.
- [16] M. Wasowski *et al.*, “The Impact of Supply Voltage Waveform Distortion on Non-Intentional Emission in the Frequency Range 2–150 kHz: An Experimental Study with Power-Line Communication and Selected End-User Equipment,” *Energies*, vol. 14, no. 3, p. 777, 2021.
- [17] V. Khokhlov, J. Meyer, D. Ritzmann, S. Lodetti, P. S. Wright, and D. de la Vega, “APPLICATION OF MEASUREMENT METHODS FOR THE FREQUENCY RANGE 2-150 KHZ TO LONG-TERM MEASUREMENTS IN PUBLIC LOW VOLTAGE NETWORKS,” 2021.
- [18] G. Wiczyński, “Determining location of voltage fluctuation source in radial power grid,” *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 180, p. 106069, 2020.
- [19] S. T. Y. Alfalahi *et al.*, “Supraharmonics in power grid: Identification, standards, and measurement techniques,” *IEEE Access*, 2021.
- [20] M. F. Wolff, K. Schmietendorf, P. G. Lind, O. Kamps, J. Peinke, and P. Maass, “Heterogeneities in electricity grids strongly enhance non-Gaussian features of frequency fluctuations under stochastic power input,” *Chaos An Interdiscip. J. Nonlinear Sci.*, vol. 29, no. 10, p. 103149, 2019.
- [21] A. Bouafia, “Techniques de commande prédictive et floue pour les systèmes d’électronique de puissance: application aux redresseurs à MLI.” 2014.
- [22] F. De La Rosa, *Harmonics and power systems*, vol. 13. CRC press Boca Raton, 2006.

- [23] R.-P. Bouchard and G. Olivier, *Electrotechnique*. Presses inter Polytechnique, 1999.
- [24] K. Mann and J. Röschke, “Sleep under exposure to high-frequency electromagnetic fields,” *Sleep Med. Rev.*, vol. 8, no. 2, pp. 95–107, 2004.
- [25] 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.
- [26] M. Dellahi, “Harmonic currents suppression based on three-phase four-wire shunt active power filter,” 2021.
- [27] M. S. Akther, F. A. Nishat, M. M. Alam, R. P. Mou, and M. S. Ali, “A Unique 48-Pulse Passive Rectifier for Harmonics Compensation,” in *2020 IEEE International Women in Engineering (WIE) Conference on Electrical and Computer Engineering (WIECON-ECE)*, 2020, pp. 1–4.
- [28] M. Schwenke and D. Klingbeil, “Application aspects and measurement methods in the frequency range from 2 kHz to 150 kHz,” 2019.
- [29] 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.
- [30] 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.
- [31] 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.
- [32] 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, no. July, pp. 144–156, 2018, doi: 10.1016/j.epsr.2018.09.011.
- [33] A. A. Imam, R. Sreerama Kumar, and Y. A. Al-Turki, “Modeling and simulation of a pi controlled shunt active power filter for power quality enhancement based on p-q theory,” *Electron.*, vol. 9, no. 4, 2020, doi: 10.3390/electronics9040637.
- [34] S. Ye, Y. Zhang, L. Xie, and H. Lu, “Shunt Active Power Filter Based on Proportional Integral and Multi Vector Resonant Controllers for Compensating Nonlinear Loads,” *J. Electr. Comput. Eng.*, vol. 2018, 2018, doi: 10.1155/2018/1312064.

- [35] K. Gaddala and P. S. Raju, "Optimal location of UPQC for power quality improvement: novel hybrid approach," *J. Eng. Des. Technol.*, 2020.
- [36] A. Chehb and R. Betta, "Réalisation d'un onduleur à deux niveaux triphasé commandé par MLI vectorielle." Université Ibn Khaldoun-Tiaret-, 2020.
- [37] M. Jauhari, K. Widarsono, and A. A. Kurdianto, "Shunt active power filter for harmonic mitigation based on PQ theory," in *2019 International Conference on Electrical, Electronics and Information Engineering (ICEEIE)*, 2019, vol. 6, pp. 11–14.
- [38] B. Deffaf, F. Hamoudi, and N. Debdouche, "Sliding Mode Control of a Shunt Active Filter-Comparative analysis with conventional PI control," in *2022 19th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SSD)*, 2022, pp. 1422–1427.
- [39] M. D. K. Hayette, "Contribution à l'Etude des Filtrés Actifs dans les Réseaux Electriques à Basse Tension." Université de Annaba, 2019.
- [40] M. T. Faiz *et al.*, "Capacitor voltage damping based on parallel feedforward compensation method for lcl-filter grid-connected inverter," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 56, no. 1, pp. 837–849, 2019.
- [41] A. Chebabhi, "Contribution à la dépollution harmonique et à la compensation de l'énergie réactive par l'étude et la commande avancée de filtres actifs parallèles." These de doctorat en sciences, Université Djillali Liabes de Sidi-Bel-Abbes ..., 2015.
- [42] Y. Hoon, M. A. Mohd Radzi, M. A. A. Mohd Zainuri, and M. A. M. Zawawi, "Shunt active power filter: A review on phase synchronization control techniques," *Electronics*, vol. 8, no. 7, p. 791, 2019.
- [43] V. Gonal and G. S. Sheshadri, "A hybrid bat–dragonfly algorithm for optimizing power flow control in a grid-connected wind–solar system," *Wind Eng.*, vol. 45, no. 2, pp. 231–244, 2021.
- [44] B. Yang, K. Dai, C. Yang, H. Luo, K. He, and Z. Dai, "Improvement of Recursive DFT for APF With Higher Switching Frequency to Suppress Wideband Harmonics," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 144300–144312, 2021.
- [45] R. Hou, J. Wu, H. Song, Y. Qu, and D. Xu, "Applying directly modified RDFT method in active power filter for the power quality improvement of the weak power grid," *Energies*, vol. 13, no. 18, p. 4884, 2020.
- [46] I. Abouddrar, S. El Hani, H. Mediouni, and A. Aghmadi, "Active disturbance rejection control of shunt active power filter based on PQ theory," in *Recent Advances in Electrical and Information Technologies for Sustainable Development*, Springer, 2019,

- pp. 173–182.
- [47] A. A. Imam, R. Sreerama Kumar, and Y. A. Al-Turki, “Modeling and simulation of a PI controlled shunt active power filter for power quality enhancement based on PQ theory,” *Electronics*, vol. 9, no. 4, p. 637, 2020.
  - [48] C. A. Busada, S. G. Jorge, and J. A. Solsona, “A synchronous reference frame PI current controller with dead beat response,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 35, no. 3, pp. 3097–3105, 2019.
  - [49] A. A. Hussein, A. H. Ahmed, and N. M. Mohammed, “An enhanced implementation of SRF and DDSRF-PLL for three-phase converters in weak grid,” *Int. J. Emerg. Electr. Power Syst.*, 2022.
  - [50] H. Wu and X. Wang, “Design-oriented transient stability analysis of PLL-synchronized voltage-source converters,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 35, no. 4, pp. 3573–3589, 2019.
  - [51] Y. A. Sychev, B. N. Abramovich, R. Y. Zimin, and P. A. Kuznetsov, “Mathematical modeling of harmonic correction by parallel active filter in conditions of distributed generation,” in *Journal of Physics: Conference Series*, 2019, vol. 1333, no. 3, p. 32081.
  - [52] B. Deffaf, F. Hamoudi, N. Debdouche, and A. Chebabhi, “Comparative analysis between Backstepping, Sliding mode and PI control applied to Shunt Active Filter,” in *2022 2nd International Conference on Advanced Electrical Engineering (ICAEE)*, 2022, pp. 1–6.
  - [53] T. V Mysak, “Sliding Mode Current Control Based on Space-Vector Operation Technique for Active Power Filter,” in *2021 IEEE 3rd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, 2021, pp. 1–6.
  - [54] N. Sakata, K. Fujimoto, and I. Maruta, “On trajectory tracking control of simple port-Hamiltonian systems based on passivity based sliding mode control,” *IFAC-PapersOnLine*, vol. 54, no. 19, pp. 38–43, 2021.
  - [55] F. Mohd Zaihidee, S. Mekhilef, and M. Mubin, “Robust speed control of PMSM using sliding mode control (SMC)—A review,” *Energies*, vol. 12, no. 9, p. 1669, 2019.
  - [56] H. Komurcugil, S. Biricik, S. Bayhan, and Z. Zhang, “Sliding mode control: Overview of its applications in power converters,” *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 15, no. 1, pp. 40–49, 2020.
  - [57] M. Rubagotti, A. Estrada, F. Castañós, A. Ferrara, and L. Fridman, “Integral sliding mode control for nonlinear systems with matched and unmatched perturbations,” *IEEE*

- Trans. Automat. Contr.*, vol. 56, no. 11, pp. 2699–2704, 2011.
- [58] M. T. Hamayun, C. Edwards, H. Alwi, M. T. Hamayun, C. Edwards, and H. Alwi, *Integral Sliding Mode Control*. Springer, 2016.
- [59] A. Chebabhi, M. K. Fellah, A. Kessal, and M. F. Benkhoris, “Comparative study of reference currents and DC bus voltage control for Three-Phase Four-Wire Four-Leg SAPF to compensate harmonics and reactive power with 3D SVM,” *ISA Trans.*, vol. 57, pp. 360–372, 2015.
- [60] A. Merabet, L. Labib, A. M. Y. M. Ghias, A. Aldurra, and M. Debbouza, “Dual-mode operation based second-order sliding mode control for grid-connected solar photovoltaic energy system,” *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 111, pp. 459–474, 2019.
- [61] C. Gong, W.-K. Sou, and C.-S. Lam, “Second-order sliding-mode current controller for LC-coupling hybrid active power filter,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 68, no. 3, pp. 1883–1894, 2020.
- [62] B. Kelkoul and A. Boumediene, “Stability analysis and study between classical sliding mode control (SMC) and super twisting algorithm (STA) for doubly fed induction generator (DFIG) under wind turbine,” *Energy*, vol. 214, p. 118871, 2021.
- [63] 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.
- [64] 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.
- [65] 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.
- [66] 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.
- [67] 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.
- [68] 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.
- [69] 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.
- [70] 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.
- [71] 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.
- [72] 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.
- [73] S. Khomfoi and L. M. Tolbert, “Multilevel power converters,” in *Power electronics handbook*, Elsevier, 2011, pp. 455–486.
- [74] 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.
- [75] 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.
- [76] 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.
- [77] 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.
- [78] T. Abdelkrim, E. M. Berkouk, K. Aliouane, K. Benamrane, and T. Benslimane, “Etude et réalisation d’un onduleur à trois niveaux commandé par MLI vectorielle,” *J. Renew. Energies*, vol. 14, no. 2, pp. 211–217, 2011.
- [79] 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.
- [80] 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.
- [81] 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.
- [82] 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.
- [83] 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.
- [84] 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.
- [85] 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.
- [86] 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.
- [87] 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.
- [88] 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.
- [89] 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)*, 2015, pp. 364–369.

- [90] T. Ma, H. Yang, and L. Lu, "Solar photovoltaic system modeling and performance prediction," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 36, pp. 304–315, 2014.
- [91] W. Charfi, M. Chaabane, H. Mhiri, and P. Bournot, "Performance evaluation of a solar photovoltaic system," *Energy Reports*, vol. 4, pp. 400–406, 2018.
- [92] V. Karthikeyan, S. Rajasekar, V. Das, P. Karuppanan, and A. K. Singh, "Grid-connected and off-grid solar photovoltaic system," *Smart Energy Grid Des. Isl. Ctries. Challenges Oppor.*, pp. 125–157, 2017.
- [93] D. Zhao, M. Qian, J. Ma, and K. Yamashita, "Photovoltaic generator model for power system dynamic studies," *Sol. Energy*, vol. 210, pp. 101–114, 2020.
- [94] B. Deffaf, F. Hamoudi, N. Debdouche, Y. A. Amor, and S. Medjmadj, "Super-twisting Sliding Mode Control for a Multifunctional Double Stage Grid-connected Photovoltaic System," *Adv. Electr. Electron. Eng.*, vol. 20, no. 3, pp. 240–249, 2022.
- [95] N. Debdouche, Z. Laid, C. Ali, and S. Ouchen, "DPC-SVM Controlled Strategy for a Three-Level Shunt Active Power Filter Grid Connected Photovoltaic System Optimized by Super Twisting Sliding Mode Technique," in *Artificial Intelligence and Heuristics for Smart Energy Efficiency in Smart Cities: Case Study: Tipasa, Algeria*, 2022, pp. 245–255.
- [96] Z. Salam, J. Ahmed, and B. S. Merugu, "The application of soft computing methods for MPPT of PV system: A technological and status review," *Appl. Energy*, vol. 107, pp. 135–148, 2013.
- [97] R. Palanisamy, K. Vijayakumar, V. Venkatachalam, R. M. Narayanan, D. Saravanakumar, and K. Saravanan, "Simulation of various DC-DC converters for photovoltaic system," *Int. J. Electr. Comput. Eng.*, vol. 9, no. 2, p. 917, 2019.
- [98] N. Hashim, Z. Salam, D. Johari, and N. F. N. Ismail, "DC-DC boost converter design for fast and accurate MPPT algorithms in stand-alone photovoltaic system," *Int. J. Power Electron. Drive Syst.*, vol. 9, no. 3, p. 1038, 2018.
- [99] B. M. Hasaneen and A. A. E. Mohammed, "Design and simulation of DC/DC boost converter," in *2008 12th International Middle-East Power System Conference*, 2008, pp. 335–340.
- [100] H. P. Desai and H. K. Patel, "Maximum power point algorithm in PV generation: An overview," in *2007 7th International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, 2007, pp. 624–630.
- [101] M. A. Eltawil and Z. Zhao, "MPPT techniques for photovoltaic applications," *Renew.*

- Sustain. energy Rev.*, vol. 25, pp. 793–813, 2013.
- [102] Y. E. A. Eldahab, N. H. Saad, and A. Zekry, “Enhancing the maximum power point tracking techniques for photovoltaic systems,” *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 40, pp. 505–514, 2014.
- [103] A. Al-Diab and C. Sourkounis, “Variable step size P&O MPPT algorithm for PV systems,” in *2010 12th international conference on optimization of electrical and electronic equipment*, 2010, pp. 1097–1102.
- [104] D. Beriber and A. Talha, “MPPT techniques for PV systems,” in *4th International conference on power engineering, energy and electrical drives*, 2013, pp. 1437–1442.
- [105] A. K. Podder, N. K. Roy, and H. R. Pota, “MPPT methods for solar PV systems: a critical review based on tracking nature,” *IET Renew. Power Gener.*, vol. 13, no. 10, pp. 1615–1632, 2019.
- [106] H. Guldemir, “Sliding mode control of DC-DC boost converter,” *J. Appl. Sci.*, vol. 5, no. 3, pp. 588–592, 2005.
- [107] T. Abderrahim, T. Abdelwahed, and M. Radouane, “Improved strategy of an MPPT based on the sliding mode control for a PV system,” *Int. J. Electr. Comput. Eng.*, vol. 10, no. 3, 2020.
- [108] S. Ouchen, S. Abdeddaim, A. Betka, and A. Menadi, “Experimental validation of sliding mode-predictive direct power control of a grid connected photovoltaic system, feeding a nonlinear load,” *Sol. Energy*, vol. 137, pp. 328–336, 2016.
- [109] D. G. Montoya, C. A. R. Paja, and R. Giral, “Maximum power point tracking of photovoltaic systems based on the sliding mode control of the module admittance,” *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 136, pp. 125–134, 2016.
- [110] S. Ahmed, H. M. Muhammad Adil, I. Ahmad, M. K. Azeem, Z. e Huma, and S. Abbas Khan, “Supertwisting sliding mode algorithm based nonlinear MPPT control for a solar PV system with artificial neural networks based reference generation,” *Energies*, vol. 13, no. 14, p. 3695, 2020.
- [111] A. Kchaou, A. Naamane, Y. Koubaa, and N. M’sirdi, “Second order sliding mode-based MPPT control for photovoltaic applications,” *Sol. Energy*, vol. 155, pp. 758–769, 2017.
- [112] S. M. H. Mousakazemi, “Comparison of the error-integral performance indexes in a GA-tuned PID controlling system of a PWR-type nuclear reactor point-kinetics model,” *Prog. Nucl. Energy*, vol. 132, p. 103604, 2021.

## 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 $\Omega$ , 0.5mH
Impédance du filtre $R_f, L_f$	5m $\Omega$ , 3mH
Impédance de ligne $R_L, L_L$	1.2m $\Omega$ , 0.2mH
Charge du redresseur à diodes $R_d, L_d$	40m $\Omega$ , 10mH
Référence de tension du bus continue	700V
Condensateur du bus continue $C_{dc}$	4mF

**Tableau A.3.** Paramètres du module PV de BP SX 150

Paramètres	Valeurs
Puissance maximale du panneau $P_{mpp}$	150Watt
Courant au point de puissance maximale $I_{mpp}$	4.35A
Tension au point de puissance maximale $V_{mpp}$	34.5V
Courant de court-circuit $I_{sc}$	4.75A
Tension en circuit ouvert $V_{oc}$	43.5V
Coefficient d'incrémentatation du courant	(0.065 $\pm$ 0.015) mA %/°C
Coefficient d'incrémentatation de la tension	-(160 $\pm$ 20) mV %/°C
Nombre total des panneaux utilisés en série	20
Nombre total des panneaux utilisés en parallèle	4

## Résumé

Récemment, les applications industrielles ont connu une croissance en matière de conversion d'électronique de puissance. Ceux-ci peuvent causer des courants non sinusoïdaux et une augmentation du contenu harmonique dans le système de distribution d'énergie, affectant ainsi les équipements et charges. Dans Cette thèse, nous avons présenté différentes solutions pour réduire les courants harmoniques et compenser la puissance réactive grâce à l'utilisation d'un filtre actif connecté au réseau, basé sur un onduleur à deux et trois niveaux avec des techniques de contrôle linéaires et non linéaires. L'augmentation de la demande d'énergie a entraîné une pénurie de sources d'énergie fossiles, et les sources d'énergie renouvelables telles que les cellules solaires, l'énergie éolienne et les cellules photovoltaïques sont considérées comme les alternatives les plus viables pour produire de l'électricité en raison de la durabilité de l'irradiation solaire. Dans cette étude, nous avons examiné un système photovoltaïque connecté au réseau avec un filtre actif d'énergie pour améliorer la qualité de l'énergie en réduisant les interférences et en compensant l'énergie réactive et en injectant de l'énergie photovoltaïque dans le réseau. De plus, des algorithmes MPPT basés sur la méthode mode glissant de premier et deuxième ordre ont été appliqués pour améliorer la qualité de l'énergie photovoltaïque et l'efficacité du système photovoltaïque.

**Mots-clés :** Filtre actif parallèle ; Identification des harmoniques ; Système photovoltaïque ; Pollution harmonique ; mode glissant.

## Abstract

Recently, industrial applications have experienced growth in power electronics. These can cause non-sinusoidal currents and an increase in harmonic content in the power distribution system, affecting equipment and loads. In This thesis, we have presented solutions to reduce harmonic currents and compensate reactive power by using an active filter connected to the network, based on two- and three-level inverters with linear and non-linear control techniques. The increase in energy demand has resulted in a shortage of fossil energy sources. Renewable energy sources such as solar cells, wind energy, and photovoltaic cells are considered the most viable alternatives to produce electricity due to the durability of solar radiation. In this study, we examined a photovoltaic system connected to the network with an active energy filter to improve energy quality by reducing interference and compensating reactive energy, and injecting photovoltaic energy into the network. Additionally, MPPT algorithms based on the first and second-order sliding mode method were applied to improve the quality of photovoltaic power and the efficiency of the photovoltaic system.

**Key-words:** Parallel active filter; Harmonic identification; Photovoltaic system; Harmonic pollution; Sliding mode.

## ملخص

في الأونة الأخيرة، شهدت التطبيقات الصناعية نموًا في تحويل إلكترونيات الطاقة. يمكن أن يتسبب ذلك في تيارات غير جيبيية وزيادة المحتوى التوافقي في نظام توزيع الطاقة، مما يؤثر على المعدات والأحمال. في هذه الأطروحة، قدمنا حلولاً مختلفة لتقليل التيارات التوافقية وتعويض الطاقة التفاعلية من خلال استخدام مرشح نشط متصل بالشبكة، يعتمد على عاكس ثنائي وثلاثي المستوى بتقنيات تحكم خطية وغير خطية. أدت الزيادة في الطلب على الطاقة إلى نقص مصادر الطاقة الأحفورية، وتعتبر مصادر الطاقة المتجددة مثل الخلايا الشمسية وطاقة الرياح والخلايا الكهروضوئية أكثر البدائل قابلية للتطبيق لتوليد الكهرباء بسبب استدامة التشعيع الشمسي. في هذه الدراسة، قمنا بفحص نظام كهروضوئي متصل بالشبكة مع مرشح طاقة نشط لتحسين جودة الطاقة عن طريق تقليل التداخل وتعويض الطاقة التفاعلية وحقن الطاقة الكهروضوئية في الشبكة. بالإضافة إلى ذلك، تم تطبيق خوارزميات لتتبع أقصى نقطة للطاقة بناءً على طريقة وضع الانزلاق من الدرجة الأولى والثانية لتحسين جودة الطاقة الكهروضوئية وكفاءة النظام الكهروضوئي.

**الكلمات المفتاحية:** نظام الكهروضوئية، الوضع الانزلاقي، عامل التصفية النشط الموازي، تلوث توافقي، إزالة التلوث.