

République Algérienne Démocratique et Populaire Ministère de  
l'Enseignement Supérieur et de La Recherche Scientifique

Université de Djillali Bounaama Khemis Miliana



Faculté des Sciences et de Technologies

Département de Génie Electrique

Mémoire du projet de fin d'études pour l'obtention

Diplôme master en

Electrotechnique industrielle

### Thème

**Commande Non Linéaire par Mode de Glissement type 2 d'un  
Filtre Actif Parallèle à Multi niveaux**

**Réalisé par :**

Mr. Slimani el Housseyn

Mr. Haddouche Ahmed

**Encadré par :**

Dr .Yousfi Abdelkader

**Co-encadreur par :**

Dr. Hinda Abdellatif

Année Universitaire : 2022 /2023

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

## **Remerciements**

Nous débutons en exprimant notre gratitude envers ALLAH qui nous a accordé l'aide, le courage, la force et la patience nécessaires pour mener à bien ce travail.

Nous souhaitons exprimer notre profonde reconnaissance envers notre encadreur, le Dr. Yousfi Abdelkader et Dr. Hinda abdellatif, pour sa précieuse supervision scientifique, ses conseils avisés, ses qualités humaines et ses compétences scientifiques. Ses remarques constructives et son soutien constant ont grandement contribué à l'avancement de ce travail.

Nous souhaitons également remercier chaleureusement nos parents pour leur patience, leur encouragement et leur disponibilité à chaque instant.

Nous n'oublions pas de témoigner notre reconnaissance envers tous les enseignants qui ont contribué à notre formation.

Enfin, nous souhaitons exprimer nos sincères remerciements à tous ceux qui nous ont accompagnés, aidés, soutenus et encouragés tout au long de la réalisation de ce mémoire. Nous tenons également à remercier toutes les personnes qui, de près ou de loin, nous ont apporté leur aide.

## Résumé

La commande non linéaire par mode de glissement de type 2 d'un filtre actif parallèle à multi niveaux est étudiée dans ce travail. L'objectif est d'améliorer la performance du filtre actif en atténuant les perturbations générées par les charges polluantes dans le réseau électrique.

Dans cette étude, une analyse approfondie et des simulations ont été réalisées pour évaluer l'efficacité de cette méthode de commande. Les résultats obtenus ont montré que la commande par mode de glissement de type 2 offre de bons résultats en termes de réduction du THD (Taux d'Harmoniques Distordus) du courant côté source.

Le filtre actif parallèle à multi niveaux, lorsqu'il est contrôlé par cette commande non linéaire, parvient à atténuer efficacement les harmoniques et les perturbations présentes dans le réseau électrique. Cela contribue à améliorer la qualité de l'alimentation électrique et à réduire les interférences indésirables, et dans ce travail utilise filtre actif parallèle cinq niveau (à base d'onduleur cinq niveau) et méthode de identification PQ et charge non linéaire statique (redresseur+R L).

## Abstract

The non-linear sliding mode control of a parallel multi-level active filter is studied in this work. The objective is to improve the performance of the active filter by mitigating the disturbances generated by polluting loads in the power grid.

In this study, an in-depth analysis and simulations were conducted to evaluate the effectiveness of this control method. The obtained results have demonstrated that the second-order sliding mode control yields good results in terms of reducing the Total Harmonic Distortion (THD) of the source current.

The parallel multi-level active filter, when controlled by this non-linear sliding mode control, effectively attenuates harmonics and disturbances present in the power grid. This contributes to improving the quality of the power supply and reducing undesirable interferences. In this work, a five-level parallel active filter (based on a five-level inverter) is utilized, along with the PQ identification method and a static non-linear load (rectifier + RL).

## ملخص

يتم دراسة التحكم غير الخطي بواسطة وضع الانزلاق في مراقبة مرشح نشط متعدد المستويات مواز في هذا العمل. الهدف هو تحسين أداء المرشح النشط عن طريق التخفيف من التشويش الناتج عن الأحمال الملوثة في الشبكة الكهربائية في هذه الدراسة، تم إجراء تحليل عميق ومحاكاة لتقييم فعالية هذه الطريقة التحكم. أظهرت النتائج المحصل عليها أن التحكم (THD) غير الخطي بواسطة وضع الانزلاق من الدرجة الثانية يعطي نتائج جيدة فيما يتعلق بتقليل التشويش التوافقي الكلي للتيار المصدر.

يقوم المرشح النشط متعدد المستويات الموازي، عندما يتم التحكم به باستخدام هذا التحكم غير الخطي بواسطة وضع الانزلاق، بتقليل ترددات الهارمونيك والتشويشات الموجودة في الشبكة الكهربائية بفعالية. وهذا يساهم في تحسين جودة إمدادات الطاقة وتقليل التداخلات غير المرغوب فيها. في هذا العمل، يتم استخدام مرشح نشط متعدد المستويات موازي من (RL + مقوم) وحمل غير خطي ثابت PQ خمسة مستويات (على أساس محول خمسة مستويات)، بالإضافة إلى طريقة تحديد

## LISTE DES FIGURE

### Chapitre I. : Perturbations des réseaux électriques et principes de compensation

Figure I.1 : Formes de courant et de tension pour charge linéaire et non linéaire ....	3
Figure I.2 : Sens de circulation du courant harmonique.....	4
Figure I.3 : Déséquilibre du système triphasé de tension.....	9
Figure I.4: Exemple d'un creux dû à un court-circuit.....	10
Figure I.5: Amplitude d'un creux de tension provoqué par.....	10
Figure I.6 :filtre passif .....	13
Figure I.7 : Schéma de principe d'un filtre passif série-(a), filtre passif parallèle-(b).....	13
Figure I.8 : Schéma de principe d'un filtre résonant.....	14
Figure I.9 : Schéma de principe d'un filtre amorti.....	15
Figure I.10 : Schéma de principe d'un filtre passif série.....	16
Figure I.11 : filtre actif série .....	17
Figure I.12 : Filtre actif parallèle .....	18
Figure I.13 :combinaison parallèle série (UPQC).....	20
Figure I.14 :Filtre hybride.....	20

### Chapitre II : Les onduleurs multi niveaux

Figure II.1 : schéma de principe de l'ondeur.....	24
Figure II.2 : Onduleur de tension à trois bras employé dans FAP à structure tension relié à un réseau électrique à trois fils.....	24
Figure II.3 : Représentation vectorielle des tensions fournis par l'ondeur de tension à trois bras .....	27
Figure II.4 : Onduleur de tension à deux bras employé dans FAP à structure tension relié à un réseau électrique à trois fils.....	27
Figure II.5 : Représentation vectorielle des tensions fournis par l'ondeur de tension à deux bras.....	29
Figure II.6 :Principe des ondeur multi niveaux.....	30
Figure II.7 : Figure topologies d'ondeur NPC a condensateur flottant.....	31

Figure II.8 : Structure d'un convertisseur N niveaux en cascade .....	32
Figure II.9. : onduleur en type NPC à(phase A) .....	33
Figure II.10 : Onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC .....	35
Figure II.11 : Interrupteur bidirectionnel équivalent à la paire transistor-diode .....	35
Figure II.12: Structure d'un bras de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC .....	36
Figure II.12.a: Configuration E1 du premier bras de l'onduleur à cinq niveaux NPC .....	37
Figure II.12.b : Configuration E2 du premier bras de l'onduleur cinq niveaux NPC .....	37
Figure II.12.c : Mise à zéro d'un bras de l'onduleur cinq niveaux NPC .....	38
Figure II.12.d : Configuration E4 du premier bras de l'onduleur cinq niveaux NPC .....	38
Figure II.12.e : Configuration E5 du premier bras d'onduleur cinq niveaux NPC .....	39
Figure II.13 : les différent signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuse .....	46
Figure II.14: simulation des onduleurs NPC cinq niveaux .....	46
Figure II.15 : la tension simple $V_a$ et son spectre d'onduleur NPC cinq niveaux triphasé commandé par Commande triangulo-sinusoidale à quatre porteuses .....	47

### **Chapitre III: Structure du filtre actif parallèle de puissance et principe de fonctionnement**

Figure III.1: Raccordement d'un filtre actif parallèle .....	49
Figure III.2 : principe du compensation shunt idéal .....	50
Figure III.3 : structures générales du filtre actif parallèle .....	51
Figure III.4 : Schéma équivalent d'un onduleur de tension triphasé à quatre fils .....	51
Figure III.5 : Structure générale du FAP contrôle par la commande p-q .....	55
Figure III.6 : Filtres d'extraction de la composante alternative .....	55
Figure III.7 : Commande d'un filtre actif de e puissance pour la compensation de courants harmonique et l'énergie réactive par la méthode directe des puissance instantanées p-q .....	56
Figure III.8 : Schéma de principe de séparation des composantes continues alternative .....	58
Figure III.9 : principe d'identification des harmoniques par la méthode SRF .....	58
Figure III.10 : Méthode de commande directe de puissance (DPC) .....	59

Figure III.11 : Boucle de régulation de la tension continue .....	60
Figure III.12 : Principe de commande des courants par hystérésis.....	61
Figure III.13 : Principe de commande des courants par MLI.....	62
Figure III.14 : Boucle de régulation du courant du filtre actif.....	63
Figure III.15 : Système de réglage à structure variable avec changement de la structure par commutation.....	64

### **Chapitre IV: Commande non linéaire**

Figure IV.1 : la commande appliquée aux systèmes à structure variable.....	69
Figure IV.2 : représentation la fonction sign .....	71
Figure IV.3: structure .de commande par mode glissant 1.....	71
Figure IV.4 : phénomène de broutement .....	72
Figure IV.5 : fonction de saturation .....	72
Figure IV.6 : fonctions tangente hyperbolique .....	73
Figure IV.7 : trajectoire du mode glissant d'ordre 2 .....	75
Figure IV.8 : Structure du régulateur du super-twisting.....	77

### **Chapitre V: Résultat de simulation**

Figure V.1:schéma de simulation sans filtre.....	78
Figure V.2 :la tension et le courant de source et spectre de courant is et Courant harmonique sons FAP .....	79
Figure V.3 : schéma de simulation avec FAP cinq niveaux .....	80
Figure V.4 :la tension et le courant de source et spectre de courant is et Courant harmonique et injecté avec FAP cinq niveaux commandé par PI.....	81
Figure V.5 : la tension et le courant de source et spectre de courant is et Courant harmonique et injecté avec FAP cinq niveaux commandé par mode glissant 1 .....	82
Figure V.6 : la tension et le courant de source et spectre de courant is et Courant harmonique et injecté avec FAP cinq niveaux commandé par mode glissant 2 .....	83

## LISTE DES tableaux

Tableau I.1 : Effets de la pollution harmonique sur les équipements .....	7
Tableau. I.2 : Récapitulatif des solutions de dépollution .....	21
Tableau II-1 : Tensions générées par l'onduleur de tension à trois bras.....	26
Tableau II-2 : Tensions générées par l'onduleur de tension à deux bras .....	29
Tableau II.3 : Grandeurs électriques pour chacune des configurations d'un bras K de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC.....	39
Tableau V .1: Les paramètres de système sans filtre .....	78
Tableau V .2: Les paramètres de système sans filtre .....	80
Tableau V.3:la valeur de THD avec filtre par différent commande .....	84



## Nomenclature

<b>THD</b>	Taux de distorsion harmonique.
<b><math>I_h</math></b>	Courant harmonique.
<b>FAP</b>	Le filtre actif parallèle.
<b>FAS</b>	Le filtre actif série.
<b><math>L_f</math></b>	Inductance du filtre de sortie
<b><math>L_s</math></b>	Inductance de la ligne.
<b><math>R_s</math></b>	Résistance de la ligne.
<b><math>L_c</math></b>	Inductance de la charge.
<b><math>R_c</math></b>	Résistance de la charge
<b><math>V_{ref}</math></b>	Tensions de références.
<b><math>I_{ref}</math></b>	les courants de références
<b><math>i_f</math></b>	Courant injecté par le filtre.
<b><math>V_{dc}</math></b>	Tension du bus continu.
<b><math>V_{dc}^*</math></b>	Tension de référence du bus continu.
<b><math>C_{dc}</math></b>	Condensateur de stockage.
<b><math>p, q</math></b>	Puissance réelle, imaginaire et homopolaire.
<b><math>\bar{p}, \bar{q}</math></b>	Puissances continues.
<b><math>\tilde{p}, \tilde{q}</math></b>	Puissances alternatives
<b><math>v_\alpha, v_\beta</math></b>	Tensions dans le repère $(\alpha, \beta)$ .
<b><math>i_\alpha, i_\beta</math></b>	Courant dans le repère $(\alpha, \beta)$ .
<b><math>\delta 1, \delta 2, \delta 3</math></b>	des signaux de commande
<b><math>BkS</math></b>	interrupteur
<b>K</b>	la tension du bras
<b>M</b>	point milieu
<b><math>T_s</math></b>	doit être inférieure à la plus petite constante de temps
<b><math>VNm</math></b>	Tension de sortie de l'onduleur par rapport au neutre de la source.
<b>E</b>	Tension continue à l'entrée du convertisseur.
<b>VKM</b>	Tension simple du bras k.
<b><math>F_{km}^b</math></b>	Fonction de connexion du demi-bras.
<b><math>Fks</math></b>	Fonctions de connexion des interrupteurs.
<b><math>VA, VB, VC</math></b>	Tensions simples par rapport au neutre de la charge.

<b><i>VAM, VBM, VCM</i></b>	Tensions des trois bras de l'onduleur par rapport au point milieu de la source.
<b><i>m</i></b>	Indice de modulation.
<b><i>r</i></b>	Coefficient de réglage.
<b><i>f<sub>p</sub></i></b>	Fréquence de la porteuse.
<b><i>f</i></b>	Fréquence de la tension de référence.
<b><i>V<sub>m</sub></i></b>	L'amplitude de référence
<b><i>U<sub>pm</sub></i></b>	Latension de crête de la porteuse
<b>[cos(<math>\theta</math>)] et [sin(<math>\theta</math>)]</b>	les signaux tirés de la tension " fondamentale " du réseau,
<b>s(x)</b>	représente la surface de glissement, une fonction scalaire.

### **Abréviation**

<b>(UPQC)</b>	Unified Power Quality Conditionner.
<b>NPC</b>	Neutral Point Clamped.
<b>PI</b>	proportionnel intégral
<b>PLL</b>	Boucle à verrouillage de phase
<b>SMC</b>	sliding mode control
<b>PWM</b>	Pulse Withe modulation.
<b>MLI</b>	Modulation de Largeur d'Impulsion
<b>p-q</b>	Méthode des puissances réelles et imaginaires
<b>SRF</b>	Théorie du référentiel synchrone
<b>DPC</b>	Méthode de commande directe de puissance (DPC)

## Sommaire

Remerciements

Résumé

Liste des notations et symboles

Liste des figures et tableaux

Introduction générale

### **Chapitre I: Perturbations des réseaux électriques et principes de compensation**

I.1. Introduction .....	2
I.2. Principaux types de perturbations électriques.....	2
I.2.1. Phénomène de pollution harmonique .....	2
I.2.1.1. Origine des harmoniques type courant et tension .....	3
I.2.1.2. Effets et conséquences des harmoniques .....	5
I.2.1. 3.Effets des harmoniques sur le réseau électrique.....	6
I.2.2. Phénomène de déséquilibre de tension et du courant .....	8
I.2.2.1 Impacte d'un déséquilibre.....	8
I.2.2.2. Causes du déséquilibre dans un réseau électrique.....	9
I.2.3. Phénomène de creux de tension .....	9
I.2.3.1. Origines des creux de tension .....	10
I.2.3.2. Conséquences des creux de tension.....	11
I.3. Solutions de dépollution des réseaux électriques.....	11
I.3.1. Solutions traditionnelles .....	12
I. 3.1.1.Agir sur la structure de l'installation .....	12
I.3.1.2 Sur dimensionnement ou déclassement de l'installation électrique .....	12
I.3.1.3 Renforcement de la puissance de court- circuit .....	12
I.3.1.4 Le Rééquilibrage des courants du réseau électrique.....	12
I.3.1.5 Filtrage passif .....	13
I.3.2. Solutions modernes .....	17
I.3.2.1. Filtre actif série.....	17
I.3.2.2. Filtre actif parallèle .....	18

I.3.2.3. Combinaison parallèle-série de filtres actifs(UPQC) .....	20
I.3.2.4. Filtre hybride .....	21
I.4 Comparatif et les choix des filtrages .....	21
Conclusion .....	22

## **Chapitre II : Les onduleurs multi niveaux**

II.1. Introduction .....	23
II.2. Définition des onduleurs .....	24
II.2.1. L'ondeur de tension trois bras .....	24
II.2.2. L'ondeur de tension deux bras .....	27
II.3. Les onduleurs multi niveaux .....	29
II.3.1. Principe de fonctionnement des onduleurs multi niveaux .....	29
II.3.2. Les différent types des onduleurs multi niveaux .....	30
II.3.2.1. Ondeur multi niveaux à condensateurs flottants .....	30
II.3.2.2. Ondeurs multi niveaux en cascade .....	31
II.3.2.3. L'ondeur multi niveaux NPC .....	33
II.4. L'ondeur NPC cinq niveaux .....	34
II.4.1. Modélisation de l'ondeur de tension à cinq niveaux à structure NPC .....	34
II.4.1.1. Structure de l'ondeur cinq niveaux NPC .....	34
II.4.1.2. Modélisation du fonctionnement d'un bras d'ondeur cinq niveaux NPC .....	36
II.4.1.3. Différentes configurations d'un bras d'ondeur cinq niveaux NPC .....	46
II.4.2. Modélisation en vue de la commande d'ondeur cinq niveaux NPC .....	40
II.4.2.1. Fonction de connexion des interrupteurs .....	40
II.4.2.2. Commande complémentaire .....	40
II.4.2.3. Fonction de connexion du demi-bras .....	40
II.4.2.4. Modélisation aux valeurs instantanées .....	41
II.4.3. Stratégies de commande de l'ondeur cinq niveaux à structure NPC .....	43
II.4.3. 1. commande PWM modulant sinusoïdale .....	44
II.4.3.1.1 Commande triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses .....	45
II.5. Simulation des onduleurs NPC cinq niveaux .....	46
Conclusion .....	48

## **Chapitre III: Structure du filtre actif parallèle de puissance et principe de fonctionnement**

III.1. Introduction .....	49
III.2. Point de raccordement .....	49

III.3. Rôle du filtre actif.....	50
III.4.Topologie générale d'un filtre actif parallèle.....	50
III.5. Etude de la partie puissance.....	51
III.5.1. Onduleur de tension.....	51
III.5.2.Système de stockage de l'énergie.....	52
III.5.3. Filtre de sortie.....	52
III.6. Etude de la partie commande.....	53
III.6.1. Algorithmes d'identification des courants de référence.....	53
III.6.1.1. Méthode des puissances réelles et imaginaires (PQ).....	53
III.6.1.2.Théorie du référentiel synchrone (SRF).....	57
III.6.1.3. Méthode de commande directe de puissance (DPC).....	58
III.6.2. Système à base de PLL.....	59
III.6.3. Régulation de la tension continue.....	59
III.6.4. Commande de l'onduleur.....	61
III.6.4.1. Commande par hystérésis.....	61
III.6.4.2Commandepar modulation de largeur d'impulsion(MLI).....	62
III.7. Régulation des courants ifi.....	62
III.7.1. Régulation des courants ifi par régulateur linéaire (proportionnel intégral PI).....	62
III.7.2. Régulation des courants ifi Commande non linéaire (mode de glissant).....	64
III.8. Modélisation du filtre actif parallèle multi-niveaux.....	64
Conclusion.....	65

## **Chapitre IV: Commande non linéaire**

IV.1. Introduction.....	66
IV.2. Principe de la commande par mode glissant.....	66
III.3. Commande par modes glissants d'ordre 1.....	67
IV.3.1. Synthèse de la loi de commande.....	67
IV .3.1.1. Choix de la surface de glissement.....	67
IV3.1.2. Condition d'existence du mode de glissement.....	68
IV .3.1.3.Calculs de la commande.....	69
IV. 3.2. Le broutement (chattering).....	71
IV .3.3.Solutions pour atténuer le phénomène de réticence.....	72
IV.3.3. 1. Solution de couche limite.....	72
IV.3.3.2. Solution par des lois d'approche.....	73
IV.3.4. Solution par des modes glissants d'ordre supérieur.....	74
IV.3.4.1 Principe des modes glissants d'ordre supérieur.....	74

IV.3.4.2. Mode glissant d'ordre deux.....	74
IV.3.5 Quelques exemples de mode glissant de second ordre .....	75
IV.3.6 Choix du régulateur.....	76
Conclusion .....	77

## **Chapitre V: Résultat de simulation**

V.1 Introduction .....	78
V.2. Simulation du système sans filtre .....	78
V.3. Simulation du système après filtre .....	80
V .3.1 Utilisé régulateur PI .....	81
V .3.2. Utilisé commande par mode glissant d'ordre 1 .....	91
V .3.3. Utilisé commande par mode glissant d'ordre deux.....	92
Conclusion .....	93
Conclusion générale .....	94

# Introduction général

L'augmentation des charges non linéaires connectées au réseau électrique, telles que les ordinateurs, les télécopieurs, les lampes à décharge, les fours à arc, les chargeurs de batterie et les onduleurs, a eu un impact significatif sur le système d'alimentation électrique. Ces charges génèrent des courants harmoniques déformés et non sinusoïdaux, ce qui peut avoir des effets néfastes sur les composants du système électrique, créant ainsi de nouvelles contraintes diélectriques, thermiques et mécaniques.

Pour éviter les dysfonctionnements et les dommages aux composants, il est essentiel de comprendre l'origine de ces perturbations et de trouver des solutions appropriées pour les éliminer. Parmi les solutions proposées, les filtres passifs et les filtres actifs sont couramment utilisés pour atténuer les problèmes liés aux perturbations harmoniques. Les filtres actifs sont considérés comme la solution la plus avancée en matière de dépollution, tant au niveau de la production que de la distribution électrique. Ils offrent une réponse instantanée et s'adaptent automatiquement aux variations des perturbations introduites par les charges du réseau électrique.

L'objectif de ce mémoire est proposé d'améliorer les performances du filtre actif parallèle à multi-niveaux à structure NPC, par l'application d'une commande non linéaire par mode de glissement type 2. Nous commençons par modéliser le filtre au sens des valeurs moyennes puis nous présentons sa stratégie de commande triangulo-sinusoïdale. Par la suite nous développerons les étapes du contrôle par mode de glissement type 2 pour la commande du filtre. Nous terminons par présenter les résultats de simulations de la compensation du courant harmonique et l'énergie réactive générée par la charge non linéaire.

Ce mémoire comporte cinq chapitres :

- Le premier chapitre fournira une introduction générale aux harmoniques, en abordant leurs sources, leurs conséquences et les solutions classiques et modernes pour les compenser.
- Le deuxième chapitre se concentrera sur la définition des onduleurs multi-niveaux, en présentant différentes topologies d'onduleurs multi-niveaux et en se concentrant sur la modélisation de l'onduleur à cinq niveaux de type NPC.
- Le troisième chapitre portera sur la modélisation du filtre actif parallèle multi.
- Le quatrième chapitre présentera la commande non linéaire du filtre actif par mode glissant.
- Enfin, l'étude se conclura par la présentation des résultats de simulation obtenus.

### Chapitre I: Perturbations des réseaux électriques et principes de compensation

#### II.1. Introduction :

Le distributeur d'énergie fournit généralement de l'électricité sous forme d'un système triphasé de tensions sinusoïdales. Les paramètres caractéristiques de ce système comprennent la fréquence, l'amplitude et la forme d'onde, qui doivent être sinusoïdales, ainsi que la symétrie du système triphasé. Cependant, ces dernières années, les distributeurs d'énergie ont été confrontés à plusieurs problèmes en raison de l'évolution technologique des composants d'électronique de puissance et de l'augmentation du nombre de convertisseurs statiques connectés aux réseaux de distribution d'énergie. En effet, ces convertisseurs sont des sources de pollution qui absorbent des courants non sinusoïdaux et consomment principalement de la puissance réactive.

Les harmoniques générés sont des perturbations permanentes qui altèrent la forme d'onde de la tension du réseau. Ces perturbations se superposent à l'onde fondamentale, ce qui entraîne une modification de la forme d'onde du courant ou de la tension. Cela se traduit par une détérioration du facteur de puissance et/ou la génération de courants et de tensions alternatives ayant une fréquence différente de celle du signal fondamental. Au cours des dernières années, les convertisseurs électroniques se sont largement imposés dans le domaine des hautes puissances nécessitant une conversion de l'énergie électrique, grâce à leur fiabilité et à leurs performances supérieures par rapport aux convertisseurs électromécaniques.

Dans ce chapitre, nous présenterons la source des harmoniques, l'impact de la connexion des convertisseurs statiques sur les réseaux électriques et leur environnement, ainsi que les normes. Ensuite, nous aborderons les solutions couramment mises en œuvre pour dépolluer les réseaux électriques. [1]

#### I.2. Principaux types de perturbations électriques :

##### I.2.1. Phénomène de pollution harmonique :

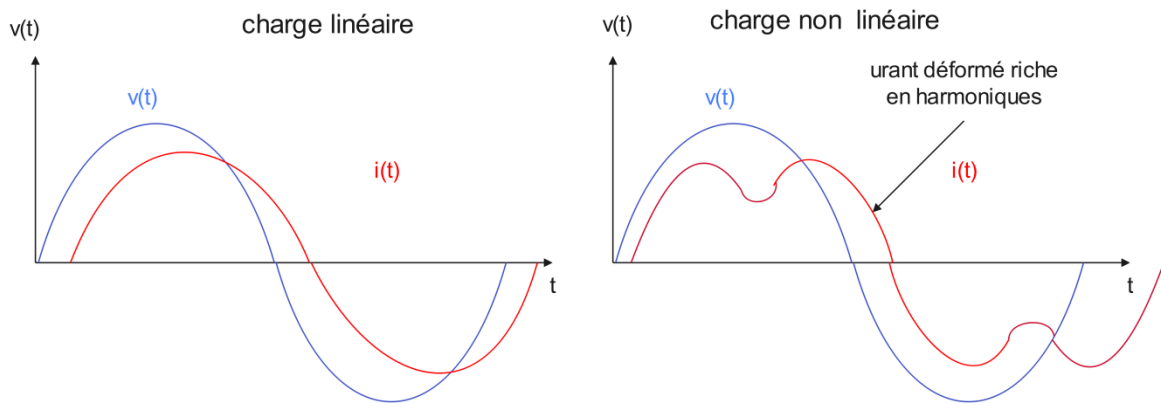
La présence de pollution harmonique est l'un des problèmes majeurs qui entraînent une dégradation significative de la qualité de l'énergie électrique. Les charges non linéaires connectées au réseau de distribution génèrent une distorsion harmonique. Ce phénomène se traduit par l'absorption de courants non sinusoïdaux contenant de multiples harmoniques, ce qui à son tour



engendre des tensions harmoniques aux différents points de connexion. De manière générale, tous les dispositifs intégrant des redresseurs et des composants électroniques de commutation altèrent les courants et provoquent des fluctuations de tension sur le réseau de distribution basse tension. La concentration de nombreux « pollueurs » harmoniques est responsable de l'apparition de perturbations importantes sur le réseau. [2]

### I.2.1.1. Origine des harmoniques type courant et tension :

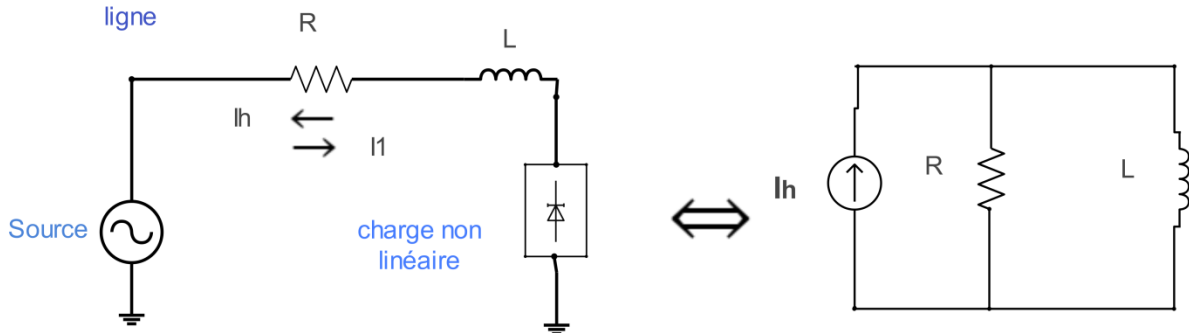
Une charge est considérée comme non linéaire lorsque le courant qu'elle absorbe ne présente pas la même forme que la tension qui l'alimente. Ce courant contient plusieurs composantes harmoniques, dont le spectre dépend de la nature de la charge. Les charges non linéaires génèrent des courants harmoniques qui circulent de la charge vers la source en suivant le chemin de moindre impédance. On appelle harmonique la superposition d'une onde sinusoïdale, également à 50 Hz, sur l'onde fondamentale, avec une fréquence multiple entière de celle de l'onde fondamentale. Parmi les exemples de charges non linéaires, on retrouve les convertisseurs statiques, les variateurs de vitesse, les alimentations à découpage, les postes à souder, etc. La Figure I.1 illustre la différence, du point de vue de la forme d'onde, entre une charge linéaire et une charge non linéaire. En comparant les deux signaux, on remarque clairement la déformation de la forme d'onde du courant dans le cas de la charge non linéaire. Cette forme non sinusoïdale peut être décomposée en multiples harmoniques à l'aide de la célèbre série de Fourier. [3]



**Figure I.1** : Formes de courant et de tension pour charge linéaire et non linéaire

Dans les circuits alternatifs, le sens conventionnel des courants et le sens de l'écoulement de puissance. Ainsi, le courant fondamental  $I_1$  va de la source vers la charge tandis que le courant

harmonique  $I_h$  circule de la charge vers la source. Notre système alimenté sous la f.é.m.  $E$  peut se représenter comme dans Figure I.2.



**Figure I.2 :** Sens de circulation du courant harmonique

Lorsqu'un signal présente une composante superposée à l'onde fondamentale à 50 Hz, qui n'est pas un multiple de la fréquence fondamentale (par exemple : 175 Hz), on parle d'inter harmonique. Le niveau de ces inters harmoniques augmente également en raison du développement des convertisseurs utilisant des composants d'électronique de puissance. Toutes ces harmoniques peuvent être additionnées, ce qui forme le THD (taux de distorsion harmonique).

La distorsion harmonique se manifeste sous forme de distorsion en courant (provoquée par les charges) et de distorsion en tension (apparaissant à la source). Pour détecter la présence d'harmoniques et calculer le THD, il existe deux types de solutions. Lorsque le THD est égal à zéro, on peut conclure qu'il n'y a pas de circulation d'harmoniques sur le réseau de distribution. Le taux de distorsion harmonique correspond au rapport entre la valeur efficace réelle de l'harmonique d'un signal ( $U$  ou  $I$ ) et sa valeur efficace à la fréquence fondamentale. [4]

Pour une harmonique de rang «  $h$  », le taux de distorsion individuel se calcule de la manière suivante :

$$\tau_h = \frac{H_h}{H_1} \quad (\text{I.1})$$

Pour évaluer la distorsion globale du signal, il est nécessaire de prendre en compte tous les harmoniques présents. L'expression suivante permet de déterminer la valeur totale du taux de distorsion harmonique (THD) :

$$\text{THD} = \sqrt{\frac{H_2^2 + H_3^2 + \dots}{H_1^2}} \quad (\text{I.2})$$

## Chapitre I : Perturbations des réseaux électriques et principes de compensation :

---

Ce paramètre global de distorsion peut être appliqué soit en tension avec le THD<sub>v</sub>, soit en courant avec le THD<sub>i</sub>. Dans notre étude, nous nous concentrerons sur le calcul du THD<sub>i</sub> en courant, qui peut être exprimé de la manière suivante :

$$\text{THDi} = \sqrt{\frac{i_2^2 + i_3^2 + \dots}{i_1^2}} \quad (\text{I.3})$$

$$\text{THDv} = \sqrt{\frac{v_2^2 + v_3^2 + \dots}{v_1^2}} \quad (\text{I.4})$$

Une autre caractéristique qui permet d'identifier un signal déformé est son facteur de crête (Fc). Dans le cas d'un signal sinusoïdal non déformé, ce facteur de crête correspond à :

$$\text{Fc} = \frac{I_{\text{max}}}{I_{\text{eff}}} = \sqrt{2} \quad (\text{I.5})$$

Lorsque le courant est déformé, le facteur devient différent à cette valeur.

### I.2.1.2. Effets et conséquences des harmoniques :

Il existe plusieurs effets des harmoniques sur les installations et les équipements électriques qui peuvent être mentionnés : [5]

● **Echauffement** : Les pertes totales dues à l'effet Joule sont la somme des pertes du fondamental et des harmoniques :

$$RI^2 = RI^2 = \sum_{h=0}^{\infty} RIh^2 \quad (\text{I.6})$$

Avec I désignant le courant total, et R la résistance traversée par le courant I, les pertes totales par effet Joule augmentent en présence d'harmoniques. Les courants harmoniques de rang h, qui incluent le fondamental pour h = 1, contribuent à ces pertes. De plus, les harmoniques entraînent une augmentation des pertes fer (pertes par courants de Foucault). Ces pertes fer deviennent significatives dans les dispositifs utilisant des circuits magnétiques tels que les moteurs et les transformateurs.

● **Interférences avec les réseaux de télécommunication** : Le couplage électromagnétique entre les réseaux électriques et les réseaux de télécommunication peut entraîner des perturbations significatives dans ces derniers. En cas de résonance, une partie des réseaux de télécommunication risque de devenir inutilisable. [5]

● **Dysfonctionnements des équipements électriques** : En présence d'harmoniques, la tension (ou le courant) peut changer de signe à plusieurs reprises pendant une demi-période. Par conséquent,

tout appareil fonctionnant en se basant sur le passage par zéro des grandeurs électriques (comme ceux utilisant la tension comme référence) peut être perturbé.

• **Risque d'excitation de la résonance** : Les circuits formés par les inductances des transformateurs et des câbles ont généralement des fréquences de résonance élevées. Cependant, lorsque des batteries de capacité sont connectées au réseau pour améliorer le facteur de puissance, les fréquences de résonance peuvent devenir assez basses et coïncider ainsi avec celles des harmoniques générées par les convertisseurs statiques. Dans ce cas, des phénomènes d'amplification des harmoniques se produisent. [5]

### I.2.1. 3.Effets des harmoniques sur le réseau électrique :

Leurs effets sont liés à l'augmentation des valeurs crêtes (risque de claquage diélectrique) et des valeurs efficaces (génération de chaleur supplémentaire), ainsi qu'à la répartition spectrale des tensions et courants en termes de fréquence (vibrations et fatigue mécanique). On peut distinguer trois catégories principales :

#### ► Aspects économiques :

- Dégradation du rendement énergétique de l'installation (pertes d'énergie).
- Surdimensionnement des équipements.
- Perte de productivité (vieillesse accélérée des équipements et déclenchements intempestifs).
- Influence sur les transformateurs du réseau (augmentation des pertes à vide en raison des courants harmoniques).
- Impact sur les câbles haute tension (réduction de la durée de vie des câbles et dégradation du matériel isolant).
- Pertes supplémentaires dans les condensateurs, les transformateurs, etc.
- Augmentation du bruit généré par les moteurs et autres appareils.
- Influence sur le fonctionnement des redresseurs.
- Impact sur la télécommande dans les réseaux.
- Perturbation des condensateurs des réseaux.

#### ► Effets instantanés

Les effets instantanés se manifestent immédiatement dans certains équipements :

- Déclenchement intempestif des dispositifs de protection ;
- Perturbations induites sur les systèmes à courants faibles (télécommande, télécommunication, écrans d'ordinateur, téléviseurs, etc.) ;
- Vibrations et bruits acoustiques anormaux (tableaux basse tension, moteurs, transformateurs) ;

## Chapitre I.: Perturbations des réseaux électriques et principes de compensation :

- Destruction des condensateurs due à une surcharge thermique ;
- Perte de précision des instruments de mesure

On résume quelques exemples des matériels électriques susceptibles à la perturbation par la pollution harmonique : [6]

Nature de matériel électrique	Effet de la pollution harmonique
Machines tournantes : Moteurs triphasés et Alternateurs	-Échauffements supplémentaires (effet joule) dans les enroulements statoriques. -Couples oscillatoires. -Augmentation du bruit.
Transformateurs	Pertes supplémentaires dans le fer (par courants de Foucault) et dans les enroulements (par effet Joule).
Câbles	Augmentation des pertes surtout dans le câble de neutre où s'ajoutent les harmoniques de rang 3 et multiple de 3.
Condensateur de puissance	Pertes diélectrique supplémentaires aboutissants à un vieillissement prématuré des condensateurs.
Dispositif de protection : Fusibles, Disjoncteurs, ...etc.	Fonctionnement intempestif
Électronique de puissance : Pont redresseur à thyristor, Transistors, etc.	Pertes diélectrique supplémentaires aboutissants à un vieillissement prématuré des condensateurs.
Compteur d'énergie	Erreurs de mesure

**Tableau I.1** Effets de la pollution harmonique sur les équipements

### I.2.2. Phénomène de déséquilibre de tension et du courant :

Le déséquilibre du système triphasé se produit lorsque les trois tensions ne sont pas équivalentes en amplitude et/ou déphasées de  $120^\circ$  les unes par rapport aux autres. Pour quantifier ce

phénomène, on utilise la décomposition de la composante fondamentale en composantes symétriques de Fortescue. On définit deux degrés de déséquilibre :

- Le degré de déséquilibre inverse, qui est le rapport entre la composante inverse du fondamental de la tension et sa composante directe :

$$\Delta U_i = \frac{|\Delta U_{1i}|}{|\Delta \bar{U}_{1d}|} \quad (\text{I.7})$$

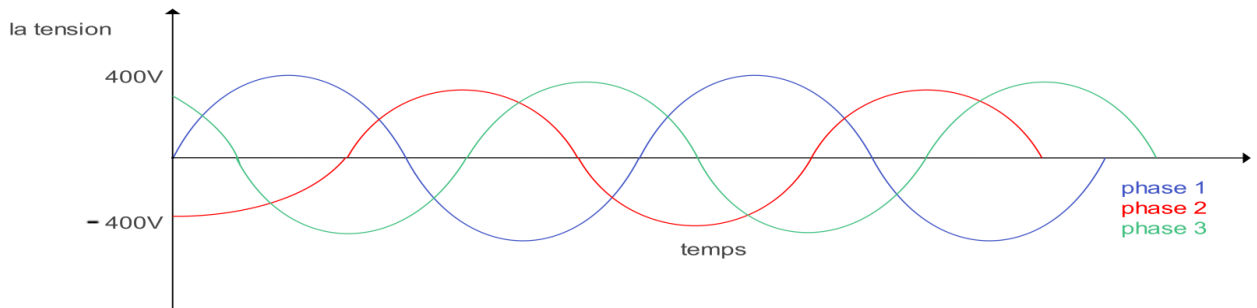
- Le degré de déséquilibre homopolaire, qui est le rapport entre la composante homopolaire du fondamental de la tension et sa composante directe :

$$\Delta U_0 = \frac{|\Delta U_{10}|}{|\Delta \bar{U}_{1d}|} \quad (\text{I.8})$$

La norme EN50160 fixe le taux de déséquilibre inverse admissible à 2 % sur les valeurs efficaces calculées sur une période de 10 minutes, pour 95 % du temps sur une semaine. Le déséquilibre du système triphasé de tension est principalement causé par des charges monophasées ou déséquilibrées connectées au réseau. [7]

### I.2.2.1. Impacte d'un déséquilibre :

- Mauvais fonctionnement d'un appareil monophasé alimenté par une tension très faible (lampe à incandescence qui fournit un mauvais éclairage)
- Destruction d'un appareil monophasé alimenté par une tension trop élevée, il peut être détruit (claquage d'un filament de lampe par surtension).
- Concernant les dispositifs triphasés d'électronique de puissance, principalement les ponts redresseurs, le fonctionnement en présence de déséquilibre entraîne l'apparition de composantes harmoniques non caractéristiques,
- Concernant l'effet du déséquilibre homopolaire, il faut signaler le risque d'échauffement du conducteur neutre dans un réseau BT qui, lorsque le conducteur est d'un diamètre trop faible, peut provoquer une rupture du conducteur ou un incendie [8]



**Figure I.3 :** Déséquilibre du système triphasé de tension

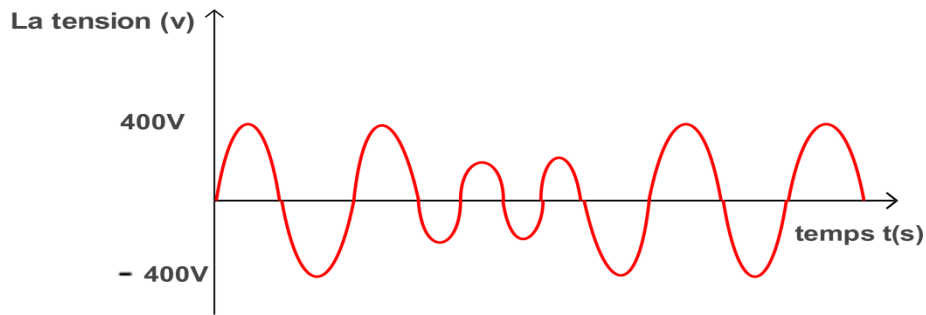
### **I.2.2.2. Causes du déséquilibre dans un réseau électrique :**

Les déséquilibres de tension peuvent être causés de plusieurs manières :

- L'alimentation de charges déséquilibrées, telles que des charges monophasées de forte puissance mal réparties ;
- La distribution d'énergie basse tension sur une branche ou un claquage de la résistance d'isolement dans les enroulements moteur, etc. [9]

### **I.2.3. Phénomène de Creux de tension :**

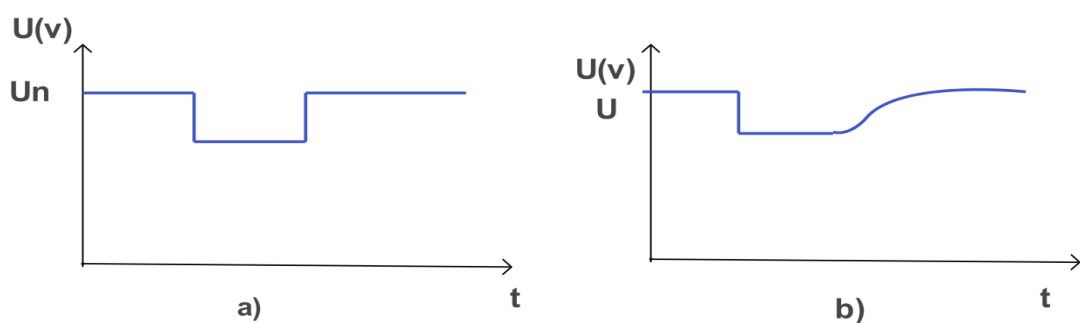
Un creux de tension se produit lorsqu'il y a une baisse de la tension pendant une durée allant d'un cycle à quelques secondes. Les creux de tension sont caractérisés par leur amplitude et leur durée. Il est important de noter la distinction lorsqu'on parle de l'amplitude d'un creux. Cette caractéristique peut avoir deux définitions différentes. Selon certains auteurs, l'amplitude d'un creux fait référence à la tension résiduelle, tandis que pour d'autres, elle représente la diminution réelle de la tension elle-même. Dans ce travail, nous adopterons la deuxième définition. Par exemple, lorsque nous mentionnons un creux de tension de 30%, cela signifie que la tension a diminué de 30% par rapport à sa valeur nominale. La figure présente un exemple de creux de tension causé par un court-circuit [10]



**Figure I.4:** Exemple d'un creux dû à un court-circuit.

### I.2.3.1. Origines des creux de tension :

Les creux de tension sont principalement causés par les court-circuités affectant le réseau électrique ou les installations connectées, ainsi que par le démarrage des moteurs de forte puissance. Les court-circuités demeurent la principale cause de creux de tension et de coupures brèves. Ils entraînent des variations brusques d'amplitude de tension, ce qui donne aux creux de tension une forme rectangulaire dans le temps (figure I.5a). Les court-circuités peuvent affecter une, deux ou trois phases, entraînant des déphasages supplémentaires entre elles. Les moteurs de forte puissance, principalement les moteurs asynchrones, peuvent également provoquer des creux de tension. En général, au démarrage des moteurs, le courant atteint 5 à 6 fois le courant nominal, diminuant progressivement à mesure que la machine se rapproche de sa vitesse nominale. Cette surintensité entraîne une chute de tension qui diminue avec la diminution du courant (figure I.5.b). Les creux de tension causés par le démarrage des moteurs de forte puissance durent généralement quelques secondes à quelques dizaines de secondes et se caractérisent par des chutes de tension sur les trois phases [11]



**Figure I.5:** Amplitude d'un creux de tension provoqué par



- a) un court-circuit
- b) le démarrage d'un moteur de forte puissance

### I.2.3.2. Conséquences des creux de tension :

Chaque creux de tension peut entraîner les conséquences suivantes :

- L'arrêt inattendu d'équipements et, dans certains cas, des dysfonctionnements, en fonction du type d'équipement et de processus utilisés. L'impact financier dépend également du secteur d'activité concerné et du niveau de protection déjà en place.
- La détérioration du fonctionnement des équipements électriques, pouvant aller jusqu'à leur destruction totale : les chaînes de production automatisées dont le processus ne tolère aucun arrêt temporaire de chaque élément de la chaîne, les équipements informatiques, les systèmes d'éclairage, ainsi que les équipements de sécurité et de protection.
- Le déclenchement des protections générales de l'installation, entraînant l'arrêt du processus.

### I.3 Solutions de dépollution des réseaux électriques :

La réduction des perturbations harmoniques au sein des dispositifs électriques présente plusieurs avantages, tels qu'un dimensionnement approprié, une réduction de la fatigue mécanique et une atténuation du bruit acoustique, entre autres. Pour atténuer les courants et les tensions harmoniques, et ainsi réduire le taux de distorsion harmonique (THD), des actions peuvent être entreprises à deux niveaux :

- Du côté du distributeur, en filtrant la tension à la source.
- Du côté du client, en compensant les courants harmoniques absorbés par la charge non linéaire. Il existe deux types de solutions pour la dépollution de ces harmoniques : les solutions traditionnelles et les solutions modernes. [12]

### I.3.1 Solutions traditionnelles :

Ces techniques sont essentielles pour la plupart des professionnels de l'électrotechnique. Elles offrent une solution simple et rapide pour certains cas de perturbations spécifiques, en utilisant des composants passifs tels que des inductances, des condensateurs et des transformateurs, ainsi que des modifications sur le schéma de l'installation.

#### I. 3.1.1 Agir sur la structure de l'installation :

Il est recommandé de fournir une source d'alimentation séparée à un grand pollueur en utilisant un transformateur distinct, afin de le séparer d'un récepteur sensible. Pour un pollueur de taille moyenne, il est préférable d'alimenter les câbles de manière distincte plutôt que de les connecter en parallèle. Une distribution et une répartition en étoile garantissent un découplage grâce aux impédances naturelles et/ou supplémentaires.

#### I. 3.1.2 Surdimensionnement ou déclassement de l'installation électrique :

En général, les équipements sont souvent surdimensionnés pour résister aux surcharges harmoniques. Cependant, cette solution ne traite pas les harmoniques qui ne sont pas traitées de manière corrective par l'utilisateur. Cette approche permet de résoudre temporairement les problèmes liés à la pollution harmonique. Dans le cas des installations existantes, on utilise la déclassification des équipements de distribution électrique soumis aux harmoniques. Cependant, cette méthode entraîne une augmentation des coûts de production et ne tire pas pleinement parti du potentiel réel de l'installation.

#### I. 3.1.3 Renforcement de la puissance de court-circuit:

La réduction de l'impédance totale en amont de la charge non linéaire permet de diminuer la tension générée par les harmoniques de courant, ce qui permet de minimiser le taux de distorsion harmonique en tension au point de connexion. Cependant, il convient de noter que les courants harmoniques ne sont pas atténués.

#### I. 3.1.4 Le Rééquilibrage des courants du réseau électrique

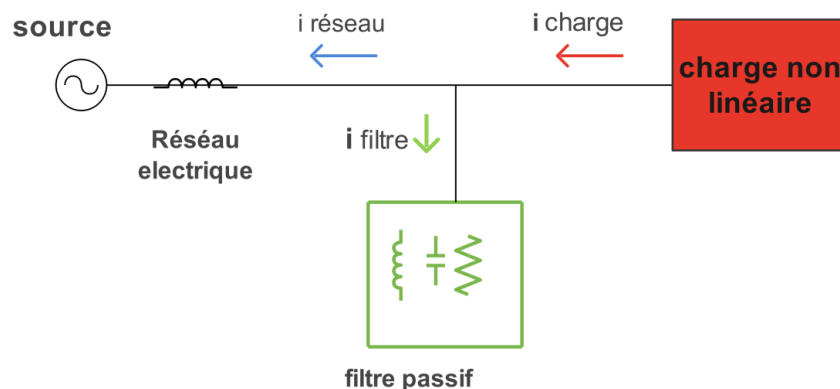
Cette solution permet une répartition équilibrée des charges sur les trois phases. En effet, une répartition inadéquate des charges monophasées et biphasées entraîne des courants déséquilibrés dans un réseau électrique basse tension. [13]

### I. 3.1.5 Filtrage passif

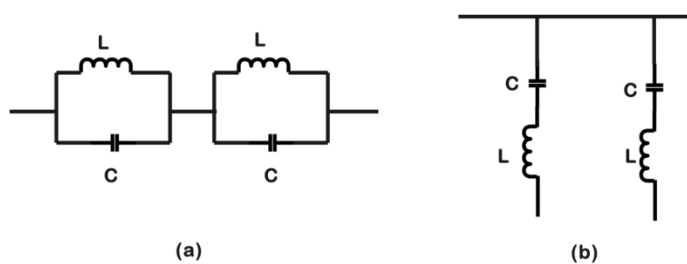
Les filtres passifs utilisent des configurations d'éléments résistifs (R), capacitifs (C) et inductifs (L) reliés de différentes manières pour obtenir la suppression souhaitée des harmoniques. Ils sont utilisés pour manipuler les courants harmoniques en dehors de la ligne ou pour bloquer leur circulation entre les différentes parties du système en accordant ces éléments pour créer une résonance à une fréquence choisie. Ils fournissent également de la puissance réactive au système électrique, améliorant ainsi la qualité de puissance.

Cependant, ils présentent l'inconvénient d'interagir défavorablement avec le système d'alimentation, et les performances du filtre passif dépendent principalement de l'impédance du système. De plus, ils peuvent être utilisés pour éliminer une fréquence harmonique spécifique, ce qui signifie que le nombre de filtres passifs augmente avec le nombre d'harmoniques à éliminer.

[14]



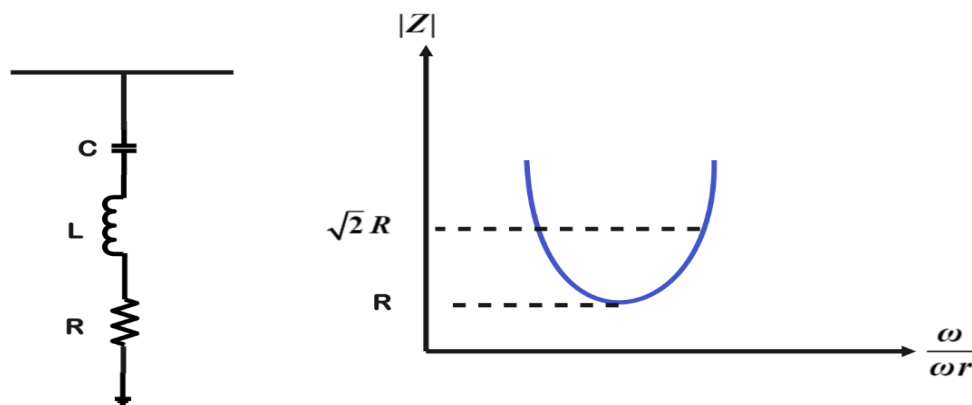
**Figure I.6 :** filtre passif Ils peuvent être classifiés en deux familles, filtres séries figure (1.7.a) et filtres parallèles figure (1.7.b).



**Figure I.7.** Schéma de principe d'un filtre passif série-(a), filtre passif parallèle-(b)

### a-Filtre passif parallèle

**-Filtre résonant :** Le filtre résonant, illustré dans la figure (I.8), est le type le plus couramment utilisé et économique parmi les filtres passifs. Ce filtre présente une impédance très faible sur une large plage de fréquences. En le connectant en parallèle avec le système d'alimentation, il peut absorber les harmoniques de haute fréquence en déviant les courants harmoniques de leur trajet à travers le filtre. De plus, il peut fournir de la puissance réactive au convertisseur grâce à ses capacités. En fait, les condensateurs utilisés pour la compensation du facteur de puissance peuvent être utilisés pour construire un filtre simple, réglé pour les basses fréquences harmoniques. Cependant, un inconvénient de ce type de filtre shunt est la variation des éléments L et C en raison du vieillissement et de la qualité.



**Figure I.8.** Schéma de principe d'un filtre résonant.

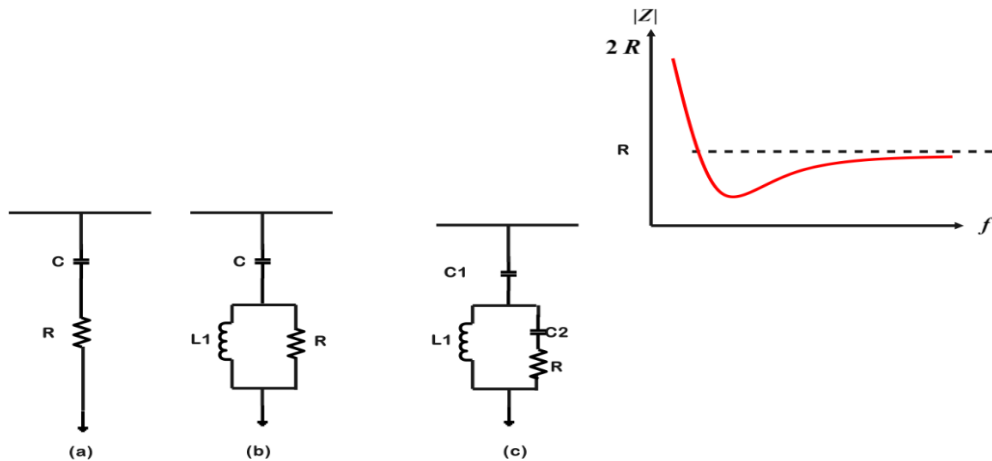
### -Filtres amortis

Les filtres peuvent être de premier, deuxième ou troisième ordre, comme illustré dans les figures (I.9.a), (I.9.b) et (I.9.c) respectivement. Le filtre du deuxième ordre est généralement le plus utilisé. Un filtre amorti du deuxième ordre est composé d'un condensateur en série avec une combinaison parallèle d'une inductance et d'une résistance. Il présente une faible impédance sur une large plage de fréquences. Lorsqu'il est utilisé pour éliminer les harmoniques d'ordre élevé (17e et plus), le filtre amorti, également appelé filtre passe-haut, présente une faible impédance pour les hautes fréquences tout en bloquant les fréquences d'ordre bas.

Le filtre du premier ordre est moins couramment utilisé car il nécessite une grande capacité et présente des pertes excessives à la fréquence fondamentale. Le filtre du deuxième ordre offre une meilleure qualité de filtrage mais présente des pertes plus élevées à la fréquence fondamentale par rapport aux filtres du troisième ordre. Le filtre du troisième ordre présente une dégradation significative des pertes à la fréquence fondamentale par rapport au filtre du deuxième ordre.

Les filtres amortis offrent de nombreux avantages :

- Leurs performances sont moins sensibles aux variations de température, aux déviations de fréquence, aux pertes d'éléments capacitifs, etc.
- Ils présentent une faible impédance pour une large gamme d'harmoniques sans avoir besoin de subdiviser les branches parallèles, ce qui réduit les problèmes de maintenance.



**Figure I.9.** Schéma de principe d'un filtre amorti.

L'utilisation de filtres résonants peut souvent entraîner une résonance parallèle entre le filtre et les admittances du système. Dans de tels cas, l'utilisation d'un ou de plusieurs filtres amortis est une bonne alternative.

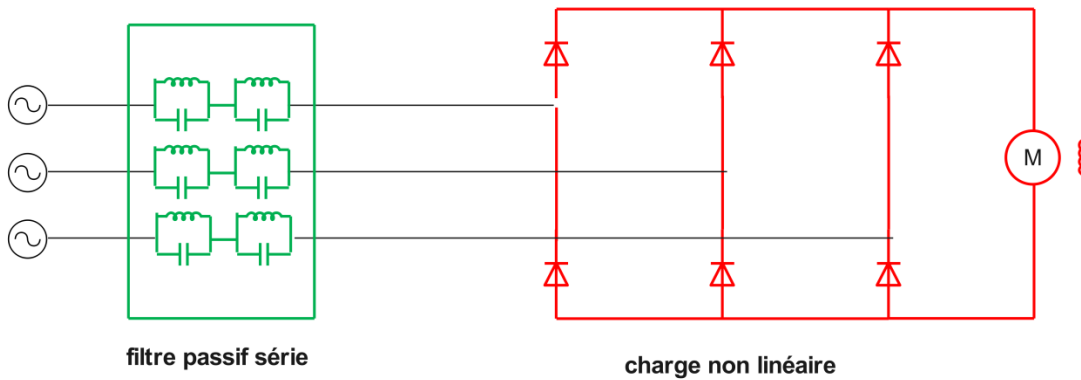
Cependant, les filtres amortis présentent également quelques inconvénients majeurs :

- Pour atteindre les mêmes performances que celles des filtres résonants, il est nécessaire de concevoir un filtre amorti avec une puissance fondamentale VA plus élevée.
- Les pertes dans la résistance et les inductances sont généralement élevées.

### **b-Filtre passif Série :**

Pour réduire les harmoniques dans le cas de charges harmoniques alimentées par une source de tension (comme un redresseur à diode avec une charge RL), le filtre passif série est considéré comme une solution potentielle. Différentes configurations de filtres passifs sont connectées en série entre la source et la charge non linéaire, comme illustré dans la figure (1.10). Dans ce cas, les performances des filtres série ne dépendent pas beaucoup de l'impédance du réseau.

Cependant, cela entraîne une diminution de la tension du bus continu en raison de la chute de tension à travers les composants du filtre.



**Figure I.10.** Schéma de principe d'un filtre passif série.

### c- Le filtre passif hybride :

L'utilisation d'un filtre passif parallèle pose un problème de régulation de tension pour les charges fluorescentes. Il entraîne également une augmentation de l'ondulation de tension du côté continu des redresseurs et provoque des pics de courant du côté alternatif. D'autre part, le filtre passif série présente des limitations en cas de mauvais facteur de puissance, où la chute de tension à travers le filtre peut affecter à la fois la fréquence de la composante fondamentale et les composantes harmoniques

Pour surmonter ces inconvénients, une combinaison des deux configurations est présentée sous la forme d'un filtre passif hybride. Cette configuration permet de pallier les lacunes des deux types de filtres passifs et améliore simultanément les caractéristiques de compensation des harmoniques pour une charge variable, même en présence d'une tension source déséquilibrée.

### I.3.2 Solutions modernes :

Deux raisons principales ont conduit à la conception d'une nouvelle structure de filtrage moderne et efficace appelée filtre actif. La première raison est liée aux inconvénients inhérents aux solutions traditionnelles de dépollution qui ne sont plus adaptées aux charges et aux réseaux électriques en évolution. La deuxième raison découle de l'émergence de nouveaux composants semi-conducteurs tels que les thyristors GTO et les transistors IGBT. L'objectif de ces filtres est de générer des courants ou des tensions harmoniques afin de compenser les perturbations responsables de la dégradation des performances des équipements et installations électriques.

## Chapitre I : Perturbations des réseaux électriques et principes de compensation :

Quatre topologies possibles de filtres actifs sont mentionnées :

- Le filtre actif parallèle (FAP) : conçu pour compenser toutes les perturbations de courant, telles que les harmoniques, les déséquilibres et la puissance réactive.
- Le filtre actif série (FAS) : conçu pour compenser toutes les perturbations de tension, telles que les harmoniques, les déséquilibres et les creux de tension.
- La combinaison série-parallèle : une solution universelle pour compenser toutes les perturbations en courant et en tension.
- La combinaison hybride active et passive : ces structures sont conçues dans le but d'optimiser le rapport performance/coût. [15]

### I.3.2.1 Filtre actif série :

C'est une solution pour protéger les charges sensibles contre les perturbations de tension du réseau électrique. Donc l'objectif pour le premier cas (compensateur de tension harmonique) est de jouer le rôle d'une source de tension qui fournit la tension harmonique tel que, additionnée à la tension réseau, le résultat sera sinusoïdal, et pour le deuxième cas (compensateur de courant harmonique) il se comporte comme une impédance infinie aux fréquences harmoniques et comme une impédance nulle à la fréquence fondamentale dont le rôle d'isolateur qui empêche les courants harmoniques de remonter vers le réseau. L'opération principale de ce dispositif qui est destiné à protéger les installations sensibles aux perturbations réseau : surtension, déséquilibre le filtre actif série est basée sur l'isolation des harmoniques entre la charge et la source, Ce type de configuration est indiqué par la figure (II.11) :

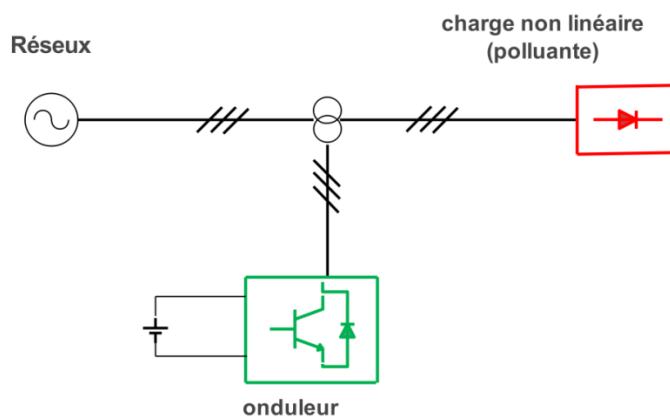


Figure I.11 : filtre actif série

Ce filtre n'a aucune influence sur les courants harmoniques qui pourraient circuler dans le réseau. La tension aux bornes de la charge est sinusoïdale, ce qui n'est pas le cas du courant de la source car cette dernière est traversée par la totalité du courant de la charge. Une solution qui permet de pallier cet inconvénient est l'association d'un filtre actif série avec un filtre passif. [16]

### I.3.2.2 Filtre actif parallèle :

Le filtre actif connecté en parallèle sur le réseau, comme le montre la figure (I.12), est le plus souvent commandé comme un générateur de courant. Il injecte dans le réseau des courants perturbateurs égaux à ceux absorbés par la charge polluante, mais en opposition de phase avec ceux-ci. Le courant côté réseau est alors sinusoïdal. Ainsi l'objectif du (F.A.P) consiste à empêcher les courants perturbateurs (harmoniques, réactifs et déséquilibrés), produits par des charges polluantes, de circuler à travers l'impédance du réseau, située en amont du point de connexion du filtre actif.

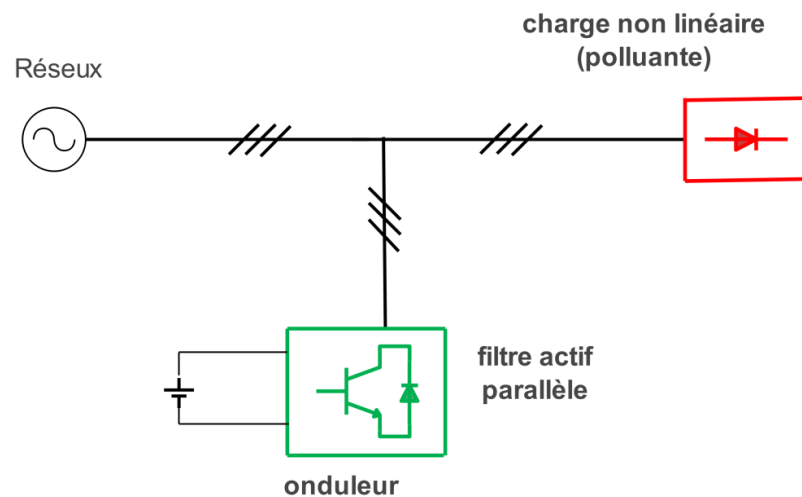


Figure I.12. Filtre actif parallèle

Les premiers principes de fonctionnement des filtres actifs parallèles ont été présentés dans la littérature dès le début des années 1970. En 1976, une première famille de FAP a été conçue à partir d'onduleurs à transistors de puissance commandés en MLI. Ces premiers dispositifs de puissance étaient alors proposés pour la seule compensation des courants harmoniques. Cependant, à cette époque, il était encore difficile de concevoir ce type de système pour des applications industrielles. En effet, dans cette année-là, il était presque impossible de trouver, sur le marché, des interrupteurs de puissance capables de fonctionner aux fréquences de commutation et aux niveaux de puissance exigés par la réalité industrielle. Cette barrière technologique sera franchie, dès 1977, lors de la conception d'un premier prototype de FAP à base de thyristors à commutations



naturelles pour la compensation de courant harmonique. Cependant, l'application des onduleurs à base de thyristor a tout de suite posé le problème de la génération non désirée de composantes injectées sur le réseau à la fréquence de commutation. La même raison a également empêché l'utilisation de compensateurs statiques parallèles à thyristors, lesquels avaient été conçus pour la compensation conjointe de la puissance réactive et des courants déséquilibrés. Au cours des années 1980, des progrès importants dans le domaine des semi-conducteurs ont permis de développer de nouveaux composants de puissance associant hautes fréquences de commutation et fortes puissances. Profitant de ces avancées, et de l'avènement des interrupteurs de puissance du type GTO et IGBT, de nombreux onduleurs de puissance, commandés en MLI, ont pu être conçus en vue de répondre aux contraintes industrielles de conception des FAP. Ainsi, ces derniers ont commencé à être commercialisés et installés à travers le monde, et plus spécialement dans les pays les plus industrialisés comme le Japon. Ces premiers prototypes ne compensaient alors que les perturbations harmoniques de courant. Suite à ces premiers développements, d'autres types de FAP ont pu être réalisés pour compenser à la fois la puissance réactive, et/ou les harmoniques et les déséquilibres de courant.

Actuellement, les filtres actifs parallèles sont essentiellement installés par les consommateurs industriels. L'évolution future de ces dispositifs de puissance pourrait autoriser le fournisseur d'énergie à prendre un rôle plus important, en lui permettant de les installer lui-même. Cette approche permettrait d'amortir la propagation des harmoniques causées par la résonance, laquelle peut être observée entre les inductances du réseau et les batteries de condensateur installées pour améliorer le facteur de puissance. De même, des filtres actifs parallèles installés par le fournisseur auraient aussi pour objectif de réduire la distorsion harmonique de tension en amont, côté réseau électrique. [17]

### I.3.2.3 Combinaison parallèle-série de filtres actifs(UPQC)

D'après ce qui précède, ni le FAP, ni le FAS de puissance ne sont capables d'effectuer un filtrage total, donnant une tension sinusoïdale du côté de la charge et un courant sans harmoniques du côté du réseau. Cet objectif peut être atteint en utilisant un conditionneur d'énergie électrique de puissance communément appelé (Unified Power Quality Conditionner : UPQC) composé de ces deux filtres actifs de puissance comme le montre la Figure (I. 13), l'un connecté en série et l'autre en parallèle avec la charge. L'UPQC permet de réaliser simultanément l'isolation harmonique, tension ou courant, entre la source et la charge et la compensation des différents types de perturbations : harmoniques de courant et de tension, creux tension, surtension et déséquilibre de tension [18]

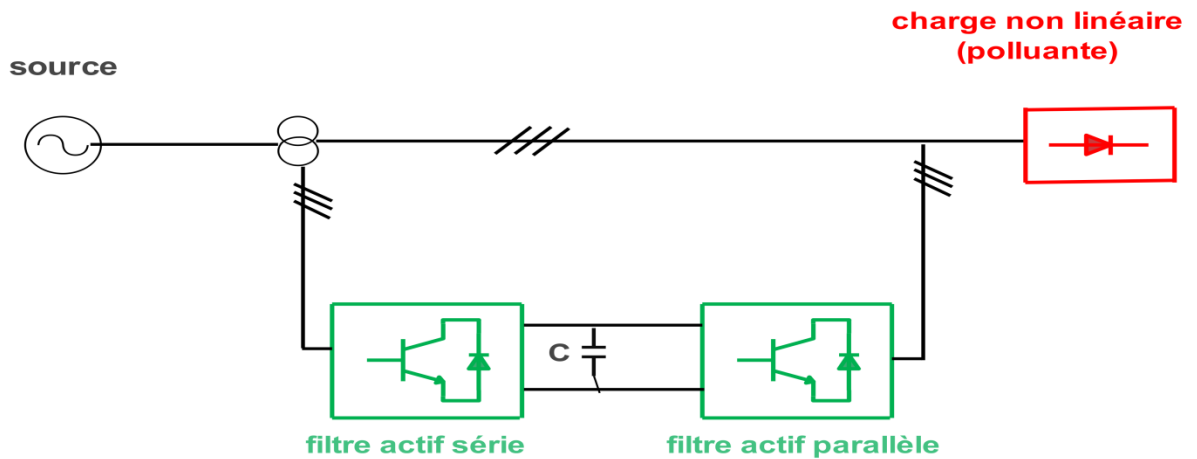


Figure I.13 : combinaison parallèle série (UPQC)

### I.3.2.4 Filtre hybride

Le filtre hybride est une topologie de filtre qui combine les avantages des filtres passifs et des filtres actifs. Pour cette raison, il est considéré comme l'une des meilleures solutions pour filtrer les harmoniques de courant des réseaux de distribution. Une des principales raisons de l'utilisation du filtre actif hybride est liée au développement des semi-conducteurs de puissance tels que les transistors de puissance de types MOSFET ou IGBT. De plus, du point de vue économique, le filtre hybride présente un atout majeur : il permet de réduire le coût du filtre actif, actuellement l'obstacle majeur à l'utilisation de filtres actifs [19]

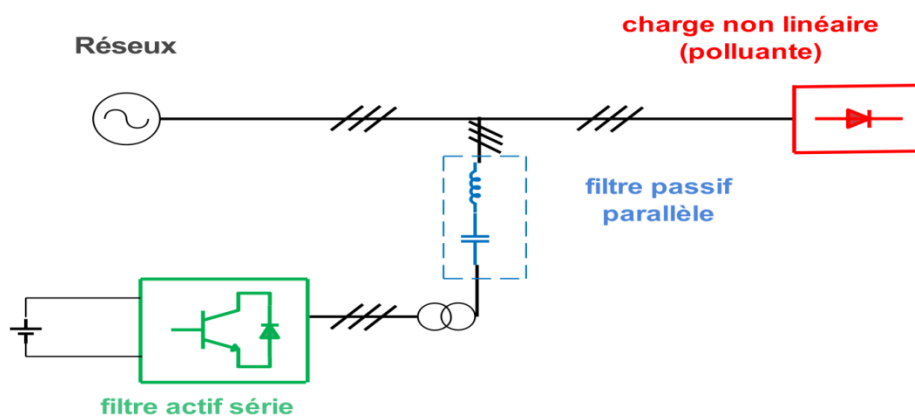


Figure I.14 : Filtre hybride

**2.2.5 Comparatif et les choix des filtrages :**

Le tableau (I.2) montre un récapitulatif des avantages et inconvénients de cinq schémas de dépollution : renforcement de la puissance de court-circuit, filtrage passif, filtrage actif série, filtrage actif parallèle et le filtrage parallèle - série actifs. Le filtre parallèle - série active compense toutes les perturbations liées à la tension et au courant. Néanmoins, cette solution dite universelle reste difficile à réaliser pratiquement. Le filtre actif parallèle génère des composantes harmoniques aux mêmes fréquences et en opposition de phase aux perturbations mesurées. Il compense les courants harmoniques engendrés par une charge non linéaire, tout en s'adaptant aux évolutions du récepteur. Cependant, la compensation des harmoniques de tension n'est toujours pas évidente avec cette approche.

En raison de la législation des normes de qualité de l'énergie (surtout la compensation des harmoniques de courant) et les bonnes performances obtenues par le FAP, nous avons retenu cette topologie de compensation pour notre stratégie de dépollution des perturbations harmoniques. **(20)**

<b>Principes</b>	<b>Avantages</b>	<b>Inconvénients</b>
renforcement de la puissance de court-circuit	amélioration de la forme de la tension	pas d'amélioration de la forme du courant,
filtrage passif	amélioration de la forme du courant	risque de résonance, pas d'adaptabilité
redresseur dodécaphasé	harmoniques 5, 7, 17 et 19 sont éliminés	harmoniques de rang $12k \pm 1$ sont conservés
filtrage actif série FAS	amélioration de la forme de la tension, adaptabilité aux variations de charge et du réseau	pas d'amélioration de la forme du courant
filtrage actif parallèle FAP	amélioration de la forme du courant, adaptabilité aux variations de charge et du réseau	amélioration de la forme de la tension pas toujours évidente
combinaison parallèle - série actifs UPQC	amélioration de la forme du courant, amélioration de la forme de la tension, adaptabilité aux variations de charge et du réseau	réalisation difficile

**Tableau I.2:** Récapitulatif des solutions de dépollution

### Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons abordé les différentes sources de perturbations électriques qui impactent la qualité des tensions et/ou courants du réseau électrique, ainsi que leurs effets néfastes sur les équipements électriques. Ces effets se traduisent par des échauffements et une détérioration du fonctionnement de ces équipements. Nous avons également examiné les normes imposées aux utilisateurs pour prévenir les désagréments causés par la présence de courants et tensions harmoniques dans le réseau, qui fixent les limites des perturbations électriques. Enfin, nous avons exploré les solutions traditionnelles telles que les filtres passifs, ainsi que les solutions modernes telles que les filtres actifs, pour atténuer ces perturbations.

## Chapitre II : Les onduleurs multi-niveaux

### II.1 Introduction

Dans les années 90, les propriétés en constante évolution des semi-conducteurs de puissance ont stimulé la croissance du marché des convertisseurs adaptés aux applications de moyenne et forte puissance, allant de quelques kilowatts à plusieurs mégawatts dans la gamme du kilovolt. Cette évolution a principalement impacté l'industrie, mais a également eu un impact significatif sur les systèmes de génération d'énergie électrique. La demande croissante de niveaux de puissance toujours plus élevés a entraîné une augmentation des niveaux de tension et de courant, ce qui a nécessité le développement de semi-conducteurs de plus en plus performants, principalement à base de silicium, tels que les diodes, les transistors bipolaires, les MOSFETs, les thyristors, les GTOs, les IGBTs, etc.

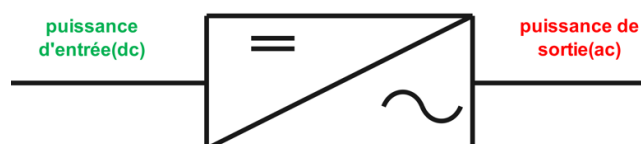
Les onduleurs de tension sont une fonction essentielle de l'électronique de puissance, présents dans une large gamme d'applications, dont la plus connue est la variation de vitesse des machines à courant alternatif. Cette fonction a connu une forte évolution grâce au développement de composants à semi-conducteurs entièrement commandables, puissants, robustes et rapides, ainsi qu'à l'utilisation généralisée des techniques de modulation de largeur d'impulsion et aux progrès réalisés dans le domaine de la micro-informatique.

Malgré leurs nombreux avantages, les onduleurs conventionnels présentent des limitations telles que leur utilisation restreinte aux applications de faible et moyenne puissance, ainsi que la détérioration prématurée des roulements due aux tensions homopolaires à l'arbre du moteur.

Pour surmonter ces problèmes, un nouveau type d'onduleur, l'onduleur multi-niveaux, a été introduit. Ce type d'onduleur offre plusieurs avantages majeurs, notamment la capacité à générer des tensions très proches de la sinusoïde avec une fréquence de commutation égale à celle de la fréquence fondamentale. Les performances spectrales des formes d'ondes de sortie d'un onduleur multi-niveaux sont supérieures à celles d'un onduleur à deux niveaux, et les formes d'ondes de sortie de l'onduleur multi-niveaux limitent naturellement les problèmes de surtensions. De plus, il est particulièrement adapté aux moteurs de moyenne et grande puissance. [33]

### II.2 Définition des onduleurs :

Un onduleur est un convertisseur statique qui assure la conversion de courant continu en courant alternatif. Alimenté en continu, il modifie périodiquement les connexions entre l'entrée et la sortie, permettant ainsi d'obtenir du courant alternatif en sortie. Les onduleurs sont principalement utilisés pour fournir une alimentation en tension ou en courant alternatif afin d'alimenter en énergie des charges critiques telles que les micro-ordinateurs et les stations de télécommunication pendant les coupures du réseau électrique, ainsi que pour assurer une alimentation permanente dans les systèmes autonomes tels que les centrales photovoltaïques et les engins aérospatiaux. La figure (II.1) donne une représentation symbolique d'un onduleur. [26]



FigureII.1 : schéma de principe de l'onduleur

#### II.2.1 l'onduleur de tension trois bras :

La figure II-2 présente un onduleur de tension à trois bras utilisé dans un FAP à structure tension, qui est connecté à un réseau électrique à trois fils. Chaque bras de l'onduleur est équipé de deux interrupteurs bidirectionnels en courant qui peuvent être commandés pour se fermer ou s'ouvrir. L'énergie côté continu est stockée via un condensateur  $C_{dc}$ , qui maintient une tension régulée notée  $V_{dc}$  à une valeur positive. Ce condensateur agit comme une source de tension continue. [27]

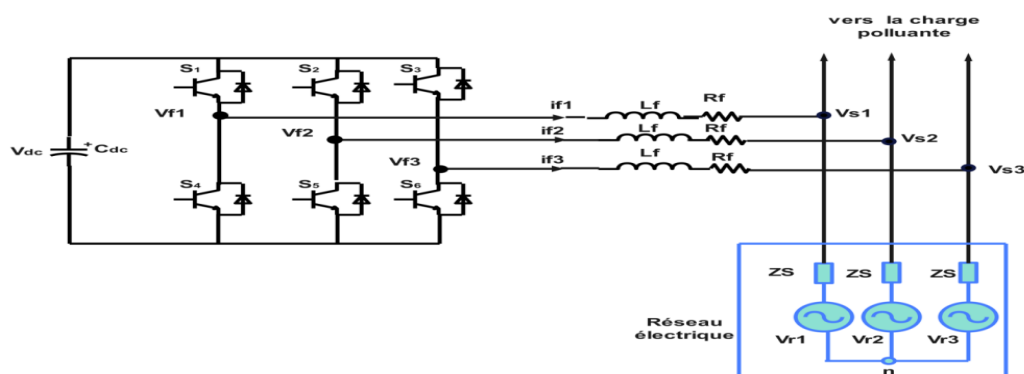


Figure II.2. Onduleur de tension à trois bras employé dans FAP à structure tension relié à un réseau électrique à trois fils.

**-Tensions de sortie de l'onduleur :**

Les deux semi-conducteurs d'un même bras sont commandés de manière complémentaire, ce qui signifie que la conduction de l'un implique le blocage de l'autre. L'ouverture et la fermeture des interrupteurs de l'onduleur présenté dans la figure II-2 dépendent de l'état des signaux de commande ( $\delta_1, \delta_2, \delta_3$ ), tels que définis ci-dessous.:

$$\delta_1 = \begin{cases} 1 & S1 \text{ fermé et } S4 \text{ ouvert} \\ 0 & S1 \text{ ouvert et } S4 \text{ fermé} \end{cases}$$

$$\delta_2 = \begin{cases} 1 & S2 \text{ fermé et } S5 \text{ ouvert} \\ 0 & S2 \text{ ouvert et } S5 \text{ fermé} \end{cases}$$

$$\delta_3 = \begin{cases} 1 & S3 \text{ fermé et } S6 \text{ ouvert} \\ 0 & S3 \text{ ouvert et } S6 \text{ fermé} \end{cases}$$

-Les tensions de ligne, imposées par l'onduleur, sont alors définies par :

$$\begin{bmatrix} v_{f1} - v_{f2} \\ v_{f2} - v_{f3} \\ v_{f3} - v_{f1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \delta_1 - \delta_2 \\ \delta_2 - \delta_3 \\ \delta_3 - \delta_1 \end{bmatrix} VDC \quad (\text{II.1})$$

Les tensions de sortie de l'onduleur, notées  $v_{fk}$  (avec  $k = 1, 2, 3$ ), sont référencées par rapport au neutre du réseau. Elles obéissent aux équations suivantes.

$$V_{fk} = V_{sk} + L_f \frac{di_{fk}}{dt} + R_f \cdot i_{fk} \quad (\text{II.2})$$

Étant donné que les tensions du réseau sont supposées équilibrées et que la somme des courants injectés par l'onduleur est nulle, nous pouvons établir l'équation suivante :

$$\begin{cases} V_{s1} + V_{s2} + V_{s3} = 0 \\ i_{f1} + i_{f2} + i_{f3} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

Nous pouvons donc déduire des équations (II.2) et (II.3) la relation suivante :

$$i_{f1} + i_{f2} + i_{f3} = 0 \quad (\text{II.4})$$

A partir des équations (II.1) et (II.4), nous obtenons :

$$\begin{bmatrix} -Vf1 \\ Vf2 \\ Vf3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2\delta1 & -\delta2 & -\delta3 \\ -\delta1 & 2\delta2 & -\delta3 \\ -\delta1 & -\delta2 & 2\delta3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

Étant donné que les grandeurs  $\delta1$ ,  $\delta2$  et  $\delta3$  peuvent prendre deux valeurs chacune (0 ou 1), cela donne lieu à huit combinaisons de commandes possibles, qui sont présentées dans le tableau II-1. Dans ce tableau, Vf représente la représentation vectorielle des tensions fournies par l'onduleur ( $v_{f1}$ ,  $v_{f2}$  et  $v_{f3}$ ) dans le repère orthogonal  $\alpha\beta$ . La figure II-3 illustre ce vecteur dans le repère  $\alpha\beta$ . Les commutations permettent le passage du vecteur Vf d'une position à une autre. Dans la figure II-3,  $V_{ref}$  représente le vecteur tension de référence que l'onduleur doit produire pour générer les courants harmoniques absorbés par la charge polluante en opposition de phase. L'onduleur peut fournir des tensions égales aux tensions de référence uniquement si le vecteur formé par ces derniers se situe à l'intérieur de l'hexagone tracé dans la figure II-3. Les tensions fournies par l'onduleur engendrent les courants de sortie du FAP, conformément à l'équation (II.2). [27]

m	$\delta1$	$\delta2$	$\delta3$	$V_{f1}$	$V_{f2}$	$V_{f3}$	$\bar{V}_f(m)$
0	0	0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$\sqrt{2/3}V_{dc}$
2	0	1	0	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$\sqrt{2/3}V_{dc} e^{j\frac{2\pi}{3}}$
3	1	1	0	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$	$\sqrt{2/3}V_{dc} e^{-j\frac{2\pi}{3}}$
4	0	0	1	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	$\sqrt{2/3}V_{dc} e^{j\frac{2\pi}{3}}$
5	1	0	1	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$\sqrt{2/3}V_{dc} e^{-j\frac{2\pi}{3}}$
6	0	1	1	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$\sqrt{2/3}V_{dc} e^{-j\pi}$
7	1	1	1	0	0	0	$\sqrt{2/3}V_{dc}$

**Tableau II.1** : Tensions générées par l'onduleur de tension à trois bras.



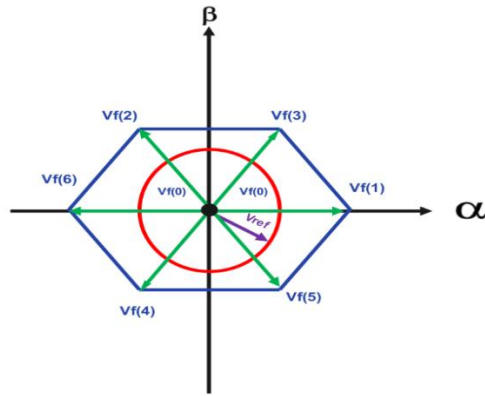


Figure II.3 : Représentation vectorielle des tensions fournis par l'onduleur de tension à trois bras.

### II.2 .2. Onduleur de tension à deux bras :

La seconde topologie d'onduleur utilisable dans un FAP à structure tension est l'onduleur de tension à deux bras. Le schéma de principe de cette topologie est présenté dans la figure II-4. Les deux différences par rapport à la topologie à trois bras précédente sont les suivantes :

- L'onduleur se compose de quatre interrupteurs bidirectionnels en courant formant les deux bras, qui sont des composants semi-conducteurs commandés à la fermeture et à l'ouverture. Chaque interrupteur est doté d'une diode en antiparallèle.
- Le troisième bras est remplacé par deux condensateurs reliés par leur point milieu à la troisième phase du réseau électrique. Les deux capacités  $C_{dc}$  jouent le rôle de sources de tension continue. La tension à leurs bornes,  $v_{dc}/2$ , est également régulée à une valeur de consigne positive. [27]

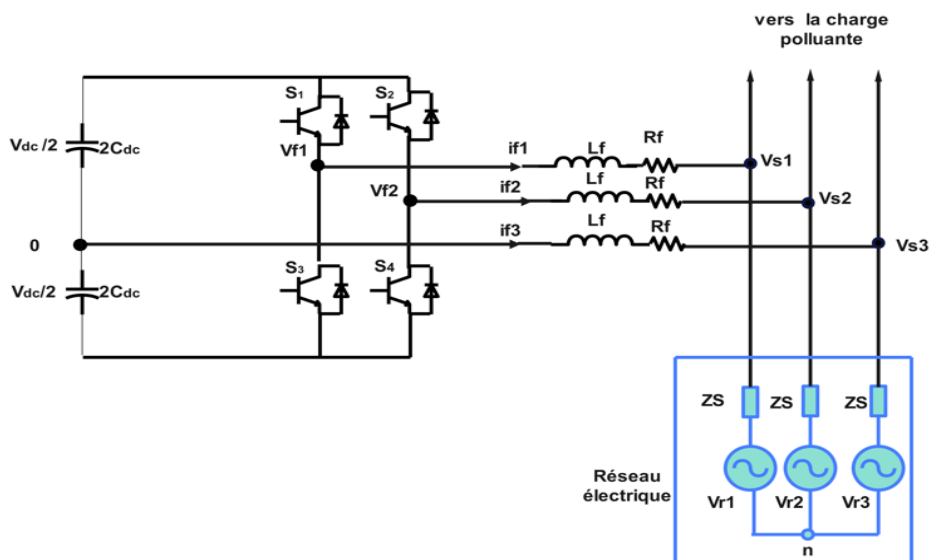


Figure II.4. Onduleur de tension à deux bras employé dans FAP à structure tension relié à un réseau électrique à trois fils.

**-Tension fournie par l'onduleur :**

Pour cette topologie, les signaux de commande ( $\delta_1, \delta_2$ ) sont ainsi définis :

$$\delta_1 = \begin{cases} 1 & S1 \text{ fermé et } S3 \text{ ouvert} \\ 0 & S1 \text{ ouvert et } S3 \text{ fermé} \end{cases}$$

$$\delta_2 = \begin{cases} 1 & S2 \text{ fermé et } S4 \text{ ouvert} \\ 0 & S2 \text{ ouvert et } S4 \text{ fermé} \end{cases}$$

Les tensions de sortie de l'onduleur, référencées par rapport au neutre du réseau, sont définies par les expressions suivantes :

$$\begin{cases} V_{f1} = V_{f1o} + V_{on} \\ V_{f2} = V_{f2o} + V_{on} \\ V_{f3} = V_{on} \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

Où :

$$\begin{bmatrix} V_{f1o} \\ V_{f2o} \end{bmatrix} = \frac{\begin{bmatrix} 2\delta_1 - 1 \\ 2\delta_2 - 1 \end{bmatrix} V_{dc}}{2} \quad (\text{II.7})$$

En sommant les trois équations de (II.6) et en tenant compte des équations (I.I3), nous obtenons

$$V_{on} = -\frac{V_{1o} + V_{2o}}{3} \quad (\text{II.8})$$

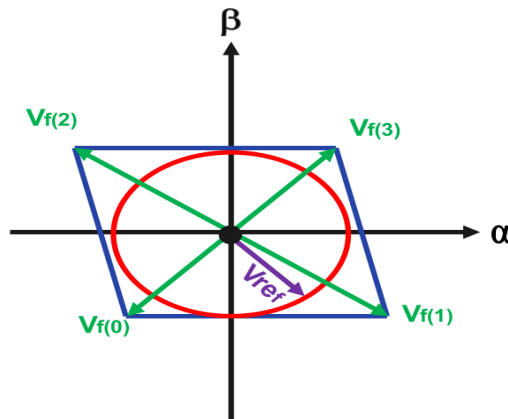
En substituant l'expression (II.8) dans (II.6), nous obtenons :

$$\begin{bmatrix} V_{f1} \\ V_{f2} \\ V_{f3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 \\ -1/3 & -1/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{f1o} \\ V_{f2o} \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

Puisque les variables  $\delta_1$  et  $\delta_2$  prennent chacune deux valeurs, il existe quatre commandes possibles pour cette topologie, qui sont présentées dans le tableau(II-2). Les tensions  $v_{f1}$ ,  $v_{f2}$  et  $v_{f3}$  génèrent les courants de sortie du filtre actif selon l'équation (II.2). Ces tensions peuvent également être représentées sous la forme d'un vecteur  $V_f$  dans le repère  $\alpha\beta$ . Les quatre vecteurs tensions correspondant aux quatre possibilités de commande sont illustrés dans la figure (II-5). Dans ce cas également, l'onduleur peut fournir des tensions égales aux tensions de référence uniquement si le module du vecteur  $V_{ref}$  reste inférieur à celui du vecteur de tension  $V_f(m)$ .

M	$\delta_1$	$\delta_2$	Vf1	Vf2	Vf3	$\overline{Vf}(m)$
0	0	0	-Vdc/6	-Vdc/6	Vdc/3	$\frac{Vdc}{\sqrt{6}} e^{-j\frac{2\pi}{3}}$
1	1	0	Vdc/2	-Vdc/2	0	$\frac{Vdc}{\sqrt{2}} e^{j\frac{\pi}{6}}$
2	0	1	-Vdc/2	Vdc/2	0	$\frac{Vdc}{\sqrt{2}} e^{j\frac{2\pi}{3}}$
3	1	1	Vdc/6	Vdc/6	-Vdc/3	$\frac{Vdc}{\sqrt{6}} e^{j\frac{\pi}{3}}$

**Tableau II.2** : Tensions générées par l'onduleur de tension à deux bras.



**Figure II.5** : Représentation vectorielle des tensions fournis par l'onduleur de tension à deux bras.

### II.3 les onduleurs multi-niveaux :

#### II.3.1 principe de fonctionnement des onduleurs multi niveaux :

On peut dire qu'un convertisseur statique est multi-niveau lorsqu'il génère plusieurs niveaux de tensions à sa sortie. La Figure (II.6) illustre le principe de base d'un onduleur multi-niveaux :

- Le schéma (a) représente un convertisseur à deux niveaux, où la tension de sortie peut prendre les valeurs 0 ou E.
- Le schéma (b) représente un convertisseur à trois niveaux, où la tension de sortie peut prendre les valeurs 0, E ou -E.
- Le schéma (c) représente un convertisseur de n niveaux, qui représente le cas général avec plusieurs niveaux de tension, où la tension de sortie peut prendre les valeurs 0, E ou n\*E. [34]

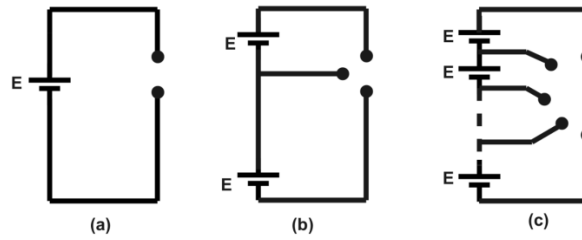


Figure II.6 : Principe des onduleurs multi niveaux

### II.3.2 les différents types des onduleurs multi niveaux :

#### II.3.2.1 Onduleur multi-niveaux à condensateurs flottants :

Dans la topologie multi-niveaux proposée par T.Meynard et H. Foch 1992, la structure de ce convertisseur est similaire à celle de l'onduleur à diode de bouclage, mais au lieu d'utiliser des diodes de blocage, des condensateurs sont utilisés à leur place. C'est pourquoi cette structure est appelée « Onduleur à Condensateurs Flottants ». Cette configuration a été proposée pour résoudre deux problèmes : le déséquilibre des tensions et le nombre excessif de diodes.

Dans la topologie suivante, Figure (II.7), on présente l'onduleur à condensateur flottant à trois et cinq niveaux. Ce type de convertisseur offre plusieurs avantages :

- Le concept de condensateur flottant peut-être appliqué à différents types de convertisseurs, qu'ils soient DC/AC ou AC/DC.
- La plupart des stratégies de modulation peuvent être facilement appliquées à cette topologie.
- Les tensions des condensateurs sont automatiquement équilibrées grâce à une stratégie de modulation conventionnelle. Si nécessaire, les tensions des condensateurs peuvent être activement contrôlées en modifiant les signaux de commande.
- La charge est répartie équitablement entre les commutateurs par défaut.
- La topologie est modulaire et ne dépend pas d'un transformateur. De plus, la tension de blocage des interrupteurs est uniforme.
- Le concept peut être facilement appliqué à d'autres types de convertisseurs, qu'il s'agisse de transferts unidirectionnels ou bidirectionnels de puissance.
- Sa modularité permet une extension et une adaptation faciles des stratégies de commande à un grand nombre de niveaux.

- Les condensateurs ne sont jamais connectés en série entre des niveaux différents, ce qui élimine le problème du déséquilibre de tension.

Cependant, cette topologie présente quelques inconvénients :

- Elle nécessite un grand nombre de condensateurs de haute tension, plus nombreux que d'autres topologies. Ces condensateurs doivent supporter le courant de pleine charge pendant au moins une partie du cycle de commutation. Heureusement, si la fréquence de commutation est élevée, ces condensateurs peuvent généralement avoir une capacité relativement faible.

- La topologie n'est pas intrinsèquement tolérante aux pannes.

- Contrairement au premier cas qui ne nécessite que  $(N-1)$  capacités, il est évident que des courants de grande valeur efficace circuleront à travers ces condensateurs.

- Il existe un potentiel de résonance parasite entre les condensateurs découplés. [35]

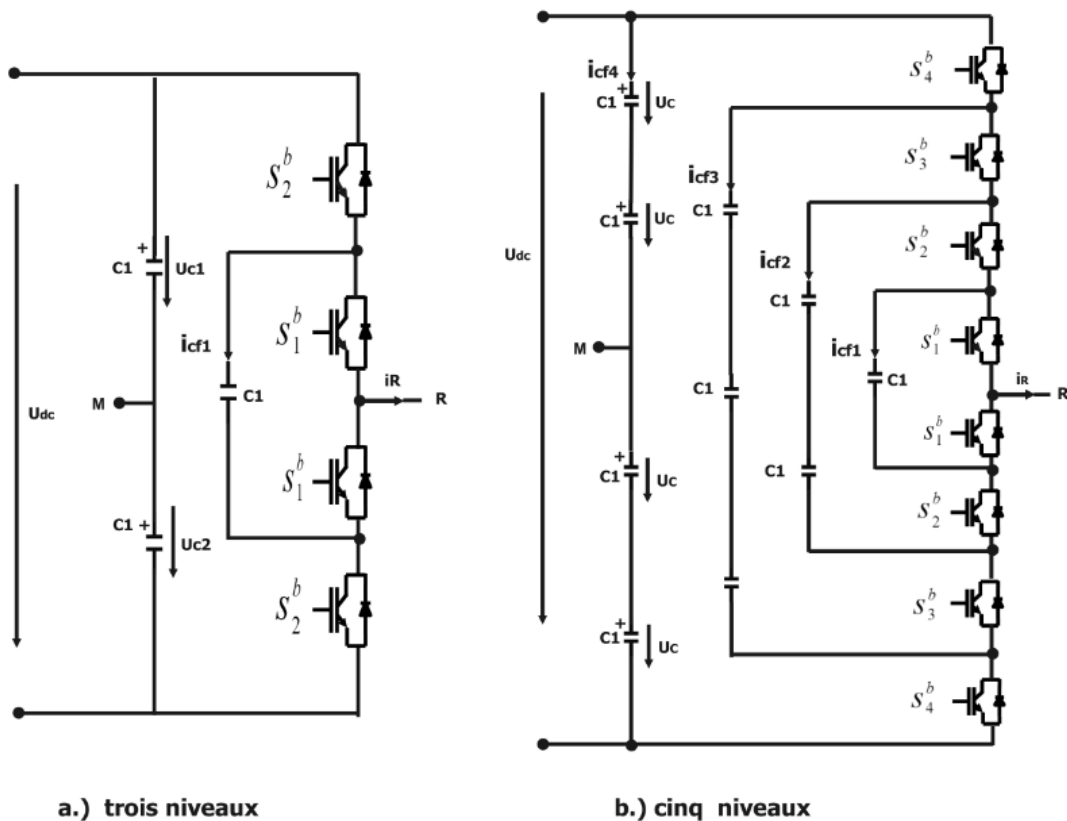


Figure II.7. Figure topologies d'onduleur NPC a condensateur flottant

### II.3.2.2 Onduleurs multi-niveaux en cascade :

En 1975, les auteurs ont proposé un convertisseur multi-niveaux en cascade qui consiste à mettre en série plusieurs ponts à deux niveaux monophasés. Ces ponts sont connectés à des

sources de tension continue séparées. La Figure (II.8) montre le schéma de base d'un convertisseur en cascade à N niveaux, formé par l'association en série de N-1/2 ponts à deux niveaux. La tension de sortie de cette structure est la somme des tensions de sortie des N-1/2 ponts.

Une autre alternative consiste à mettre en série plusieurs ponts monophasés alimentés par une même source de tension continue  $E_c$ . Cette structure est appelée polygonale, et l'utilisation d'un transformateur d'isolement à la sortie de chaque pont est nécessaire pour connecter les sorties alternatives de chaque pont.

Les complications et les coûts des sources isolées par pont ne constituent pas un inconvénient majeur, car ils sont compensés par les avantages de la construction modulaire.

Le principal avantage de cette approche est que la topologie de ce type d'onduleur facilite la maintenance tout en offrant un moyen pratique d'augmenter le nombre de niveaux. Pour améliorer la résolution de ces convertisseurs sans augmenter le nombre de cellules, il est possible d'alimenter les cellules avec des tensions d'entrée différentes. [36]

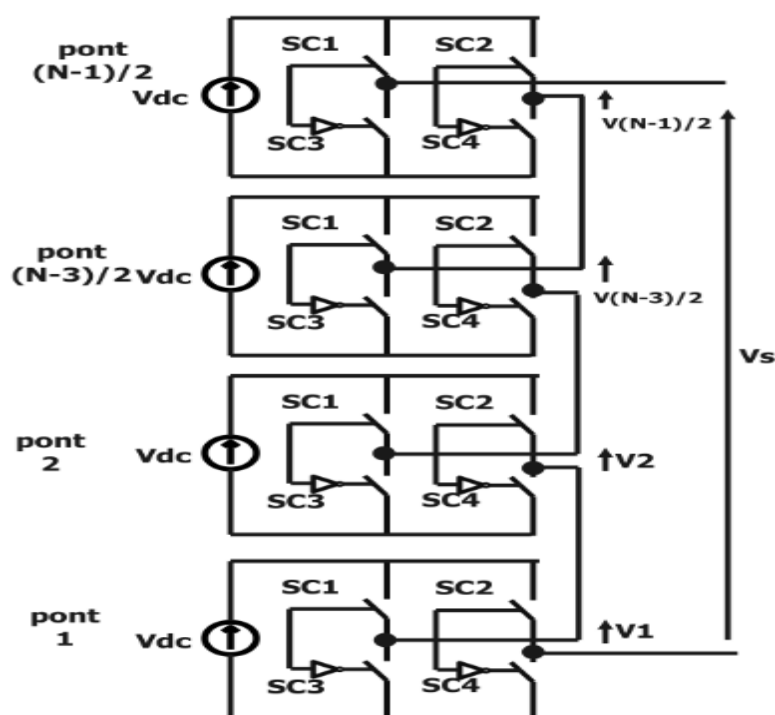


Figure II.8 : Structure d'un convertisseur N niveaux en cascade

### II.3.2.3 L'onduleur multi niveaux NPC :

La première topologie la plus pratique d'onduleur de tension multi-niveaux est le NPC (Neutral Point Clamped). Cette topologie a été initialement proposée par A. Nabac en 1981 pour la génération de N niveaux de tension. [37]

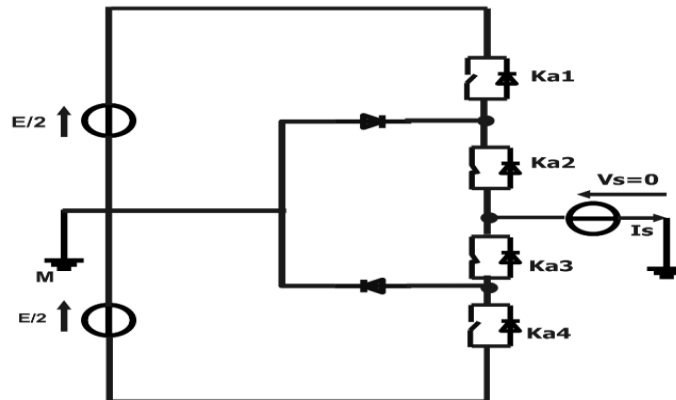


Figure II.9. : onduleur en type NPC à (phase A)

Cette topologie présente plusieurs avantages, dont certains sont énumérés ci-dessous:

- Les composants de puissance à semi-conducteur ne bloquent qu'une tension inverse égale à la moitié de la tension de la source continue.
- Cette topologie peut être généralisée et les principes utilisés dans la topologie d'onduleur à trois niveaux peuvent être étendus pour être utilisés dans des topologies avec n'importe quel nombre de niveaux.
- Toutes les phases partagent le même bus continu.
- La fréquence fondamentale assure un rendement élevé.
- La méthode de contrôle est relativement simple.
- La forme d'onde à trois niveaux entraîne une meilleure qualité spectrale par rapport à celle d'un onduleur triphasé classique, ce qui permet d'utiliser des filtres passifs de petite taille.

Cependant, cette topologie présente plusieurs difficultés techniques dans les cas de grande puissance, telles que:

- Pour les topologies avec plus de trois niveaux, les diodes de blocage peuvent entraîner des contraintes de tension élevées allant jusqu'à une valeur égale à  $E(N-1)/N$ . Ainsi, des connexions en série pour les diodes peuvent être nécessaires, ce qui complique la conception et soulève des questions de fiabilité et de coût.

- Cette topologie nécessite des diodes de blocage à vitesse de commutation élevée capables de supporter le courant de pleine charge.
- Différents calibres d'appareils de commutation sont nécessaires en raison de leur conduction cyclique. [37]

### II.4 L'onduleur NPC cinq niveaux :

#### II.4.1 Modélisation de l'onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC :

Pour la modélisation de l'onduleur, on fait l'hypothèse d'un fonctionnement idéalisé comprenant les éléments suivants :

- Les interrupteurs sont considérés comme parfaits, ce qui signifie que leur commutation est instantanée, sans perte d'énergie, et qu'il n'y a pas de chute de tension lorsque les interrupteurs sont conducteurs.
- La charge alimentée par l'onduleur est supposée être équilibrée, c'est-à-dire qu'elle ne produit pas de composante homopolaire, c'est-à-dire une composante de courant continu.
- Les sources d'alimentation sont considérées comme parfaites, ce qui implique que la tension aux bornes du circuit continu reste constante et ne varie pas en fonction de la puissance échangée. [38]

##### II.4.1.1 Structure de l'onduleur cinq niveaux NPC :

L'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC étudié est composé de trois bras et de quatre sources de tension continue. Chaque bras comprend huit interrupteurs, dont six sont montés en série et les deux autres en parallèle, accompagnés de deux diodes. Chaque interrupteur est constitué d'un transistor et d'une diode antiparallèle montée en tête-bêche. La Figure (II.10) représente le schéma électrique de cet onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC. [39]



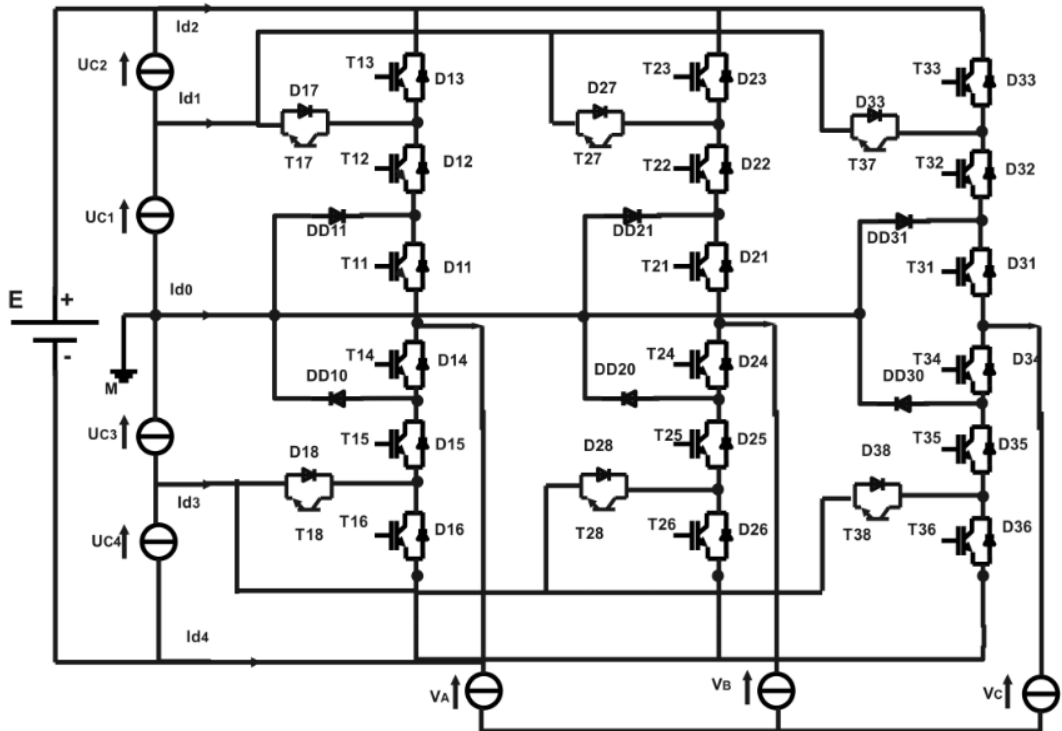


Figure II.10 : Onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC.

Pour simplifier la représentation de l'onduleur, nous utilisons un seul interrupteur bidirectionnel  $BkS$  pour représenter chaque paire transistor-diode, en supposant que cet interrupteur est parfait.

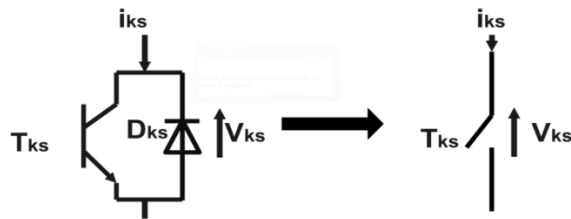


Figure II.11 : Interrupteur bidirectionnel équivalent à la paire transistor-diode

Pour un fonctionnement commandable de ce convertisseur, nous adoptons la commande complémentaire suivante.

$$\left\{ \begin{array}{l} B_{K1} = \overline{B_{K5}} \\ B_{K2} = \overline{B_{K4}} \\ B_{K3} = \overline{B_{K6}} \\ B_{K7} = B_{K1} B_{K2} \overline{B_{K3}} \\ B_{K8} = B_{K4} B_{K5} \overline{B_{K6}} \end{array} \right. \quad (II.10)$$

### II.4.1.2 Modélisation du fonctionnement d'un bras d'onduleur cinq niveaux NPC :

La symétrie de la structure de l'onduleur triphasé à cinq niveaux NPC permet sa modélisation par bras sans préjuger de la commande. Ensuite, nous déduisons celui de l'onduleur complet comme illustré dans la Figure (II.12) [47]

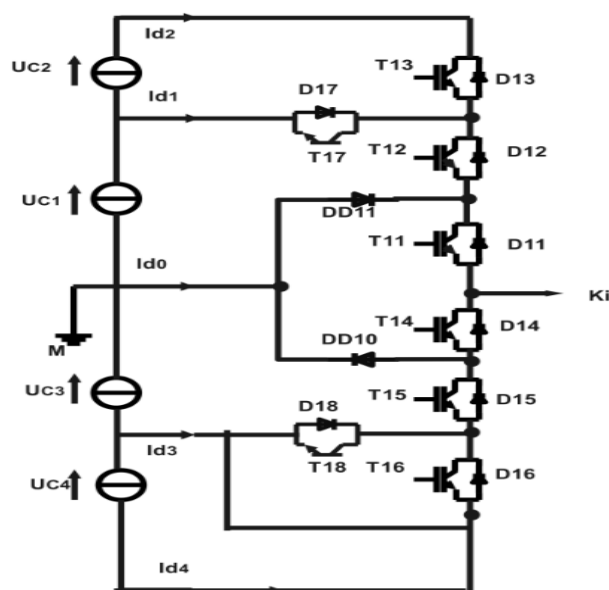


Figure II.12: Structure d'un bras de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC.

### II.4.1.3 Différentes configurations d'un bras d'onduleur cinq niveaux NPC :

Une analyse topologique d'un bras révèle cinq configurations possibles, qui dépendent de la tension du bras k par rapport au point milieu M composé de cinq niveaux distincts. Le nombre de niveaux de tension de cet onduleur correspond au nombre de potentiels différents du bus continu imposé à la tension de sortie. Les figures (a-e) représentent ces différentes configurations. [47]

On a l'équation suivante :  $U_{c1} = U_{c2} = U_{c3} = U_{c4} = E/4$ .

➤ **Première configuration E<sub>1</sub> [11100000]**

Cette configuration est illustrée dans la Figure (II.12.a). Dans cette configuration, les interrupteurs B<sub>11</sub>, B<sub>12</sub> et B<sub>13</sub> sont commandés à l'état 1, tandis que les autres interrupteurs restent à l'état 0. La valeur de la tension V<sub>KM</sub> est déterminée par l'équation (II.11).

$$V_{KM} = B_{13} \frac{E}{4} + B_{11} B_{12} \frac{E}{4} = \frac{E}{2} \quad (II.11)$$

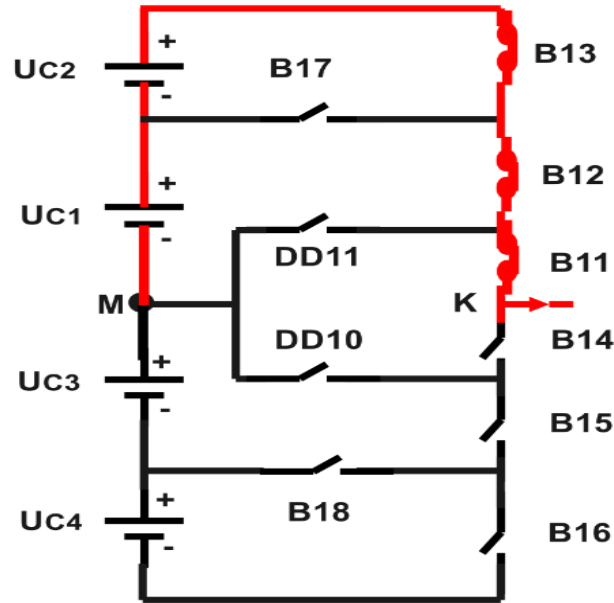


Figure II.12.a: Configuration E<sub>1</sub> du premier bras de l'onduleur à cinq niveaux NPC.

➤ **Deuxième configuration E<sub>2</sub> [01100010]**

En commandant les interrupteurs B<sub>11</sub>, B<sub>12</sub> et B<sub>17</sub> à l'état 1 et les autres à l'état 0, comme illustré dans la Figure (II.12.b), la valeur de la tension V<sub>KM</sub> correspondante est obtenue en utilisant l'équation (II.12).

$$V_{KM} = B_{11}B_{12}B_{17} \frac{E}{4} = \frac{E}{4} \quad (\text{II.12})$$

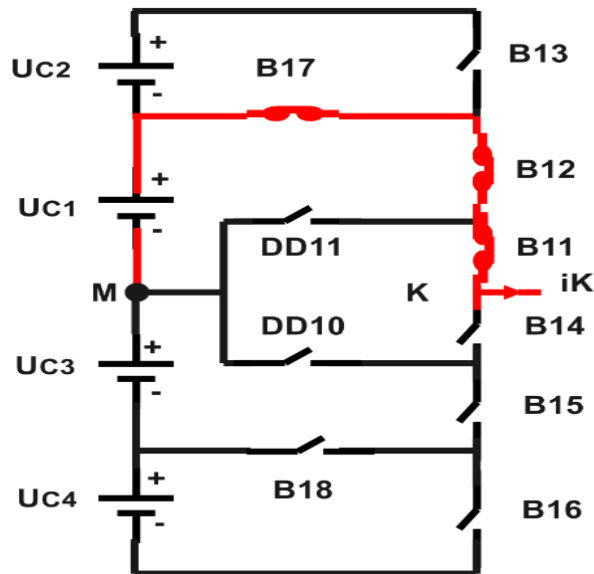


Figure II.12.b: Configuration E<sub>2</sub> du premier bras de l'onduleur cinq niveaux NPC.

➤ **Troisième configuration E<sub>3</sub> [00110000]**

La conduction des interrupteurs B<sub>11</sub> et B<sub>14</sub> permet la mise à zéro de la tension V<sub>KM</sub> (II.12.c). la valeur de la tension V<sub>KM</sub> correspondante est obtenue en utilisant l'équation (II.13). réformer la phrase seulement.

$$V_{KM} = B_{11} \frac{E}{4} - B_{14} \frac{E}{4} = 0 \quad (\text{II.13})$$

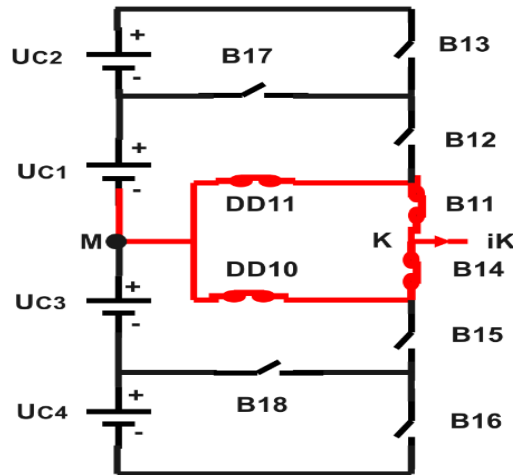


Figure II.12.c : Mise à zéro d'un bras de l'onduleur cinq niveaux NPC.

➤ **Quatrième configuration E<sub>4</sub> [00011001]**

Cette configuration fournit la partie négative, définie par l'état des interrupteurs B<sub>14</sub>, B<sub>15</sub> et B<sub>18</sub>, comme illustré dans la Figure (II.12.d). La valeur de V<sub>KM</sub> correspondante est donnée par l'équation (II.14).

$$V_{KM} = -B_{14}B_{15}B_{18} \left( -\frac{E}{4} \right) = -\frac{E}{4} \quad (\text{II.14})$$

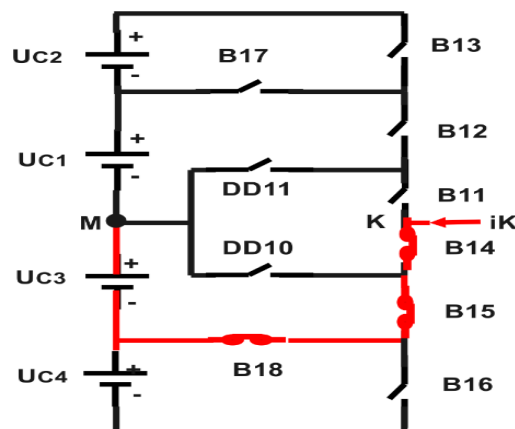
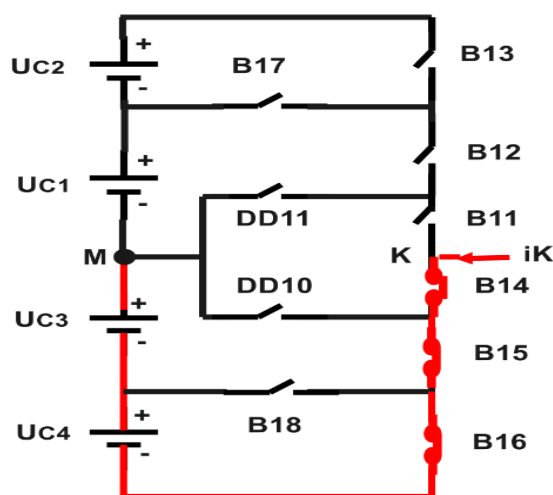


Figure II.12. d : Configuration E<sub>4</sub> du premier bras de l'onduleur cinq niveaux NPC.

➤ **Cinquième configuration  $E_5$  [00011100]**

Le cinquième niveau d'un bras de l'onduleur à cinq niveaux est illustré par la Figure (II.12.e). La valeur de la tension correspondante  $V_{KM}$  est donnée par l'équation (II.15).

$$V_{KM} = -B_{16} \frac{E}{4} - B_{14} B_{15} \frac{E}{4} = -\frac{E}{2} \quad (II.15)$$



**Figure II.12.e :** Configuration  $E_5$  du premier bras d'onduleur cinq niveaux NPC.

Le tableau (II.3) présente les grandeurs électriques caractérisant chacune de ces configurations. Il indique les potentiels du nœud M du bras k, notés  $V_{kM}$  (pour  $k = A, B$  et  $C$ ), en prenant M comme origine des potentiels. [47].

configuration	Grondeurs électriques
$E_0$	$ik = 0$
$E_1$	$V_{km} = U_{c1} + U_{c2} = 2 U_c$
$E_2$	$V_{km} = U_{c2} = U_c$
$E_3$	$V_{km} = 0$
$E_4$	$V_{km} = -U_{c3} = -U_c$
$E_5$	$V_{km} = -U_{c3} - U_{c4} = -2 U_c$

**Tableau II.3 :** Grandeurs électriques pour chacune des configurations d'un bras K de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC.

## II.4.2. Modélisation en vue de la commande d'onduleur cinq niveaux NPC :

### II.4.2.1. Fonction de connexion des interrupteurs :

On associe une fonction  $F_{ks}$  à chaque interrupteur, qui décrit son état fermé ou ouvert, tel que:[48]

$$F_{ks} = \begin{cases} 1 & \text{si l'interrupteur } B_{ks} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si l'interrupteur } B_{ks} \text{ est ouvert} \end{cases}$$

### II.4.2.2. Commande complémentaire :

Les fonctions de connexion des interrupteurs du bras k sont liées par les relations suivantes :

$$\begin{cases} F_{K1} = 1 - F_{K5} \\ F_{K2} = 1 - F_{K4} \\ F_{K3} = 1 - F_{K6} \\ F_{K7} = F_{K1} F_{K2} \overline{F_{K3}} \\ F_{K8} = F_{K4} F_{K5} \overline{F_{K6}} \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

### II.4.2.3 Fonction de connexion du demi-bras :

On définit pour l'onduleur à cinq niveaux une fonction logique de connexion du demi-bras notée  $F_{km}$  telle que :

Indice du bras ( $k = 1, 2, 3$ ).

$$m = \begin{cases} 0 & \text{pour le demi-bras du bas} \\ 1 & \text{pour le demi-bras du haut} \end{cases}$$

Les fonctions de connexion des trois demi-bras s'expriment comme suites :

$$\begin{cases} F_{11}^b = F_{11} F_{12} F_{13} \\ F_{10}^b = F_{14} F_{15} F_{16} \end{cases} \begin{cases} F_{21}^b = F_{21} F_{22} F_{23} \\ F_{20}^b = F_{24} F_{25} F_{26} \end{cases} \begin{cases} F_{31}^b = F_{31} F_{32} F_{33} \\ F_{30}^b = F_{34} F_{35} F_{36} \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

Les fonctions de connexion des interrupteurs parallèles du bras k sont liées par les équations suivantes :

$$\begin{cases} F_{K7}^b = F_{K1} F_{K2} (1 - F_{K3}) \\ F_{K8}^b = F_{K4} F_{K5} (1 - F_{K6}) \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

**II.4.2.4 Modélisation aux valeurs instantanées :**

La modélisation sera effectuée en considérant l'association de l'onduleur de tension triphasé à cinq niveaux avec une charge triphasée couplée en étoile avec le neutre isolé. Les notations et hypothèses utilisées sont les suivantes :

- Les tensions d'entrée de l'onduleur sont considérées comme parfaites, ce qui signifie que quelle que soit le courant émis par l'alimentation, la tension à ses bornes reste constante ( $U_{c1} = U_{c2} = U_{c3} = U_{c4}$ ).
- Le convertisseur est contrôlable, c'est-à-dire que les transitions entre les différentes configurations dépendent uniquement du contrôle externe  $B_{ki}$ .
- La chute de tension aux bornes des semi-conducteurs est négligeable par rapport à  $U_{Cj}$  ( $j = 1, 2, 3, 4$ ).
- La charge est triphasée équilibrée, couplée en étoile avec le neutre isolé.

D'où :

$$\begin{cases} i_A + i_B + i_C = 0 \\ V_A + V_B + V_C = 0 \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

Les potentiels des nœuds A, B et C de l'onduleur triphasé à cinq niveaux NPC par rapport au point milieu ( $M$ ) s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11}F_{12}(1 - F_{13})U_{C1} + F_{11}F_{12}F_{13}(U_{C1} + U_{C2}) - F_{14}F_{15}(1 - F_{16})U_{C3} - F_{14}F_{15}F_{16}(U_{C3} + U_{C4}) \\ V_{BM} = F_{21}F_{22}(1 - F_{23})U_{C1} + F_{21}F_{22}F_{23}(U_{C1} + U_{C2}) - F_{24}F_{25}(1 - F_{26})U_{C3} - F_{24}F_{25}F_{26}(U_{C3} + U_{C4}) \\ V_{CM} = F_{31}F_{32}(1 - F_{33})U_{C1} + F_{31}F_{32}F_{33}(U_{C1} + U_{C2}) - F_{34}F_{35}(1 - F_{36})U_{C3} - F_{34}F_{35}F_{36}(U_{C3} + U_{C4}) \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

Pour les tensions simples on a :

$$\begin{cases} V_A = V_{AN} = V_{AM} - V_{NM} \\ V_B = V_{BN} = V_{BM} - V_{NM} \\ V_C = V_{CN} = V_{CM} - V_{NM} \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

Les équations des mailles du système source-onduleur-charge sont les suivantes :

$$V_{AM} + V_{BM} + V_{CM} = V_A + V_B + V_C + 3V_{NM} \quad (\text{II.22})$$

Avec  $V_{NM}$  représentant la tension entre le point milieu de l'alimentation continue de l'onduleur ( $M$ ) et le point neutre de la charge ( $N$ ), dans le cas où le neutre de la charge est isolé, les équations suivantes permettent de l'exprimer :

$$V_{NM} = \frac{1}{3}(V_{AM} + V_{BM} + V_{CM}) \quad (\text{II.23})$$

À partir des équations (II.21) et (II.22) on a :

$$\begin{cases} V_A = V_{AM} - \frac{1}{3}(V_{AM} + V_{BM} + V_{CM}) = \frac{1}{3}(2V_{AM} - V_{BM} - V_{CM}) \\ V_B = V_{BM} - \frac{1}{3}(V_{AM} + V_{BM} + V_{CM}) = \frac{1}{3}(-V_{AM} + 2V_{BM} - V_{CM}) \\ V_C = V_{CM} - \frac{1}{3}(V_{AM} + V_{BM} + V_{CM}) = \frac{1}{3}(-V_{AM} - V_{BM} + 2V_{CM}) \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

En introduisant les fonctions de connexion des demi-bras et des interrupteurs en parallèle, on aura les équations suivantes :

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{17} + F_{11}^b \\ F_{27} + F_{21}^b \\ F_{37} + F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C1} + \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C2} - \begin{bmatrix} F_{18} + F_{10}^b \\ F_{28} + F_{20}^b \\ F_{38} + F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C3} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C4} \quad (\text{II.25})$$

D'après l'équation (II.25), on peut déduire que l'onduleur à cinq niveaux peut être considéré comme une mise en série de quatre onduleurs à deux niveaux ou de deux onduleurs à trois niveaux. Dans le cas où les tensions des condensateurs sont égales ( $U_{C1} = U_{C2} = U_{C3} = U_{C4} = U_c$ ), la relation se réduit à :

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{17} + 2F_{11}^b - F_{18} - 2F_{10}^b \\ F_{27} + 2F_{21}^b - F_{28} - 2F_{20}^b \\ F_{37} + 2F_{31}^b - F_{38} - 2F_{30}^b \end{bmatrix} U_c \quad (\text{II.26})$$

Les tensions composées s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} U_{AB} = V_{AM} - V_{BM} \\ U_{BC} = V_{BM} - V_{CM} \\ U_{CA} = V_{CM} - V_{AM} \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

Donc, à partir des fonctions de connexions, ces tensions s'écrivent sous la forme :

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{C.A} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{17} + 2F_{11}^b - F_{18} - 2F_{10}^b \\ F_{27} + 2F_{21}^b - F_{28} - 2F_{20}^b \\ F_{37} + 2F_{31}^b - F_{38} - 2F_{30}^b \end{bmatrix} U_c \quad (\text{II.28})$$

Les tensions simples sont liées aux tensions composées par les relations :

$$\begin{cases} V_{AN} = V_{AA} = \frac{1}{3}(U_{AB} - U_{CAA}) \\ V_{BN} = V_B = \frac{1}{3}(U_{BC} - U_{AB}) \\ V_{CN} = V_C = \frac{1}{3}(U_{C.A} - U_{BC}) \end{cases} \quad (\text{II.29})$$



Et donc, en fonctions de connexions sous la forme :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{17} + 2F_{11}^b - F_{18} - 2F_{10}^b \\ F_{27} + 2F_{21}^b - F_{28} - 2F_{20}^b \\ F_{37} + 2F_{31}^b - F_{38} - 2F_{30}^b \end{bmatrix} U_C \quad (\text{II.30})$$

Les courants d'entrée **id1, id2, id3, id4 et id0** de l'onduleur à cinq niveaux sont liés aux courants **i1, i2 et i3** de la charge par les expressions suivantes :

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{17}i_1 + F_{27}i_2 + F_{37}i_3 \\ i_{d2} = F_{11}^b i_1 + F_{21}^b i_2 + F_{31}^b i_3 \\ i_{d3} = F_{18}i_1 + F_{28}i_2 + F_{38}i_3 \\ i_{d4} = F_{10}^b i_1 + F_{20}^b i_2 + F_{30}^b i_3 \end{cases} \quad (\text{II.31})$$

$$i_{d0} = (i_1 + i_2 + i_3) - (i_{d1} + i_{d2} + i_{d3} + i_{d4}) \Leftrightarrow$$

$$i_{d0} = [(1 - (F_{17} + F_{18} + F_{11}^b + F_{10}^b)) \cdot i_1] + [(1 - (F_{27} + F_{28} + F_{21}^b + F_{20}^b)) \cdot i_2] + [(1 - (F_{37} + F_{38} + F_{31}^b + F_{30}^b)) \cdot i_3] \quad (\text{II.32})$$

Pour l'onduleur triphasé à cinq niveaux, le vecteur d'état est :

$$U_{c1}U_{c2}U_{c3}U_{c4}i_1i_2i_3]^t \quad (\text{II.33})$$

Et ces entrées internes sont :

$$[V_A V_B V_C i_{d0} i_{d1} i_{d2} i_{d3} i_{d4}]^t \quad (\text{II.34})$$

#### **II.4.3. Stratégies de commande de l'onduleur cinq niveaux à structure NPC :**

Dans cette partie, nous présenterons différentes stratégies de commande MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) pour l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC. Ces stratégies sont

des extensions de celles utilisées pour les onduleurs à deux et à trois niveaux. Voici les stratégies que nous allons aborder :

1. Commande PWM à quatre porteuses unipolaires de type 1.
2. Commande PWM à quatre porteuses unipolaires de type 2.
3. Commande PWM à quatre porteuses bipolaires.
4. Commande PWM à quatre porteuses en dent de scie.
5. Commande PWM à quatre porteuses unipolaires de type 1 avec injection de l'harmonique trois.
6. Commande PWM à quatre porteuses unipolaires de type 2 avec injection de l'harmonique trois.
7. Commande PWM à quatre porteuses bipolaires avec injection de l'harmonique trois.
8. Commande triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses.
9. Modulation vectorielle (SVM).

L'analyse de ces différentes stratégies sera basée sur la bande de réglage et le spectre harmonique des tensions de sortie. [48]

### II.4.3.1: Commande PWM modulante sinusoïdale

Le principe de cette stratégie de commande repose sur l'intersection entre une onde de référence sinusoïdale (qui représente l'image de l'onde de sortie souhaitée) et une onde de modulation, généralement triangulaire, d'où le terme "triangulo-sinusoïdale". Les tensions de référence nécessaires pour obtenir un système de tension triphasé équilibré dans l'onduleur triphasé à cinq niveaux sont déterminées par l'équation (II.35).

$$\begin{cases} V_{\text{ref } 1} = V_m \sin(\omega t) \\ V_{\text{ref } 2} = V_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{\text{ref } 3} = V_m \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II.35})$$

**Les caractéristiques de la modulation sont :**

L'indice de modulation "m" est défini comme le rapport entre la fréquence de la porteuse (**f<sub>p</sub>**) et la fréquence de la tension de référence (**f**).

$$m = \frac{f_p}{f} \quad (\text{II.36})$$

Le taux de modulation ou coefficient de réglage de tension "r" est défini comme le rapport entre l'amplitude de référence **V<sub>m</sub>** et la tension de crête de la porteuse **U<sub>pm</sub>**.

$$r = \frac{V_m}{U_{pm}} \quad (\text{II.37})$$

**NB :**

➤ Les équations des porteuses et les algorithmes de commande sont les mêmes pour le même type de porteuses quel que soit la modulante pour cela on va les citer que dans la partie de la commande PWM modulante sinusoïdale. [48]

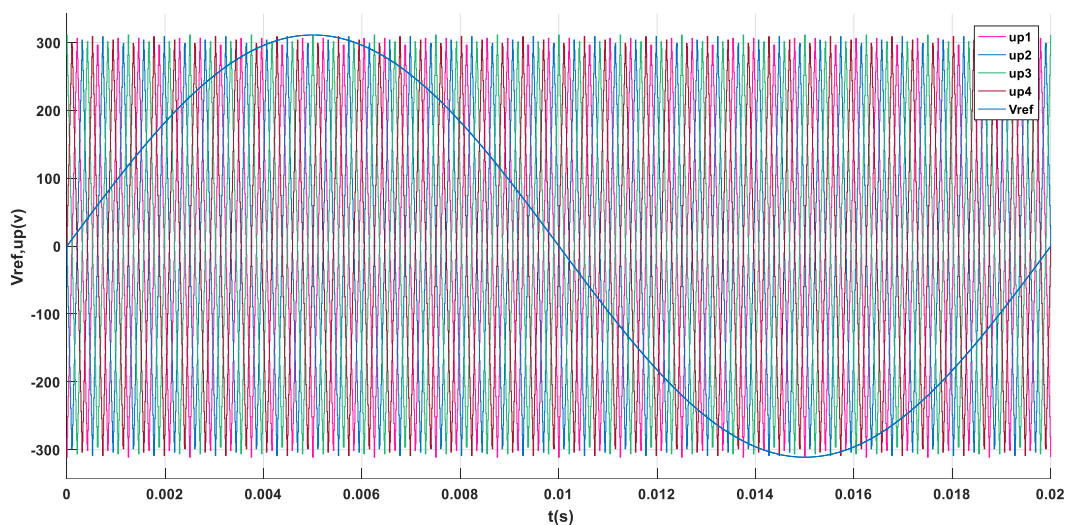
**II.4.3. 1. 1. Commande triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses :**

Dans ce paragraphe, nous allons présenter l'algorithme de contrôle pour la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses. Différents porteurs sont possibles, à savoir, porteur triangulaire unipolaire ou bipolaire, porteur unipolaire ou bipolaire en dents de scie.

Comme pour la commande triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse, cette stratégie est également caractérisée par l'indice de modulation  $m$ , et le taux de modulation  $r$ .

Pour l'onduleur triphasé à cinq niveaux et afin d'améliorer le taux d'harmoniques, quatre porteuses en dents de scie bipolaires sont utilisées ( $U_{p1}$ ,  $U_{p2}$ ,  $U_{p3}$ ,  $U_{p4}$ ) déphasées d'un quart de période ( $T/4$ ) l'une par rapport à l'autre ( $T_p$ , période de la porteuse) [48]

$$\begin{aligned}
 U_{p1}(t) &= \begin{cases} U_{pm} \left( \frac{2t}{T_p} - 1 \right); & 0 \leq t < T_p \\
 U_{p2}(t) &= \begin{cases} U_{pm} \left( \frac{2t}{T_p} + \frac{1}{2} \right); & 0 \leq t < \frac{T_p}{4} \\
 U_{pm} \left( \frac{2t}{T_p} - \frac{3}{2} \right); & \frac{T_p}{4} \leq t < T_p \\
 U_{p3}(t) &= \begin{cases} U_{pm} \left( \frac{2t}{T_p} \right); & 0 \leq t < \frac{T_p}{2} \\
 U_{pm} \left( \frac{2t}{T_p} - 2 \right); & \frac{T_p}{2} \leq t < T_p \\
 U_{p4}(t) &= \begin{cases} U_{pm} \left( \frac{2t}{T_p} - \frac{1}{2} \right); & 0 \leq t < \frac{3T_p}{4} \\
 U_{pm} \left( \frac{2t}{T_p} - \frac{5}{2} \right); & \frac{3T_p}{4} \leq t < T_p
 \end{cases}
 \end{cases}
 \end{aligned} \tag{II.38}$$



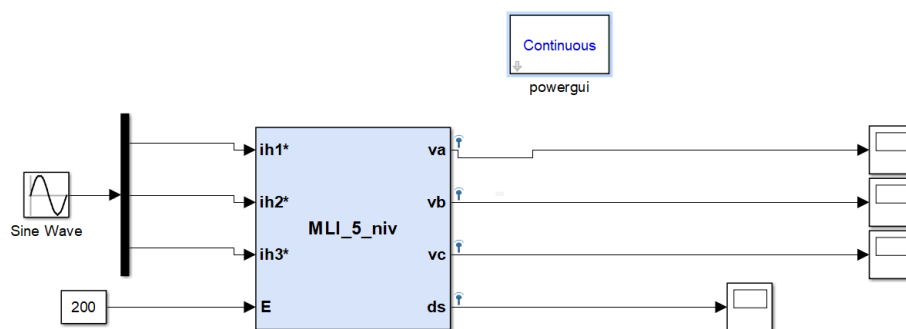
**Figure II.13 :** les différent signaux de la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses.

### II.5 simulation de l'onduleur NPC cinq niveaux :

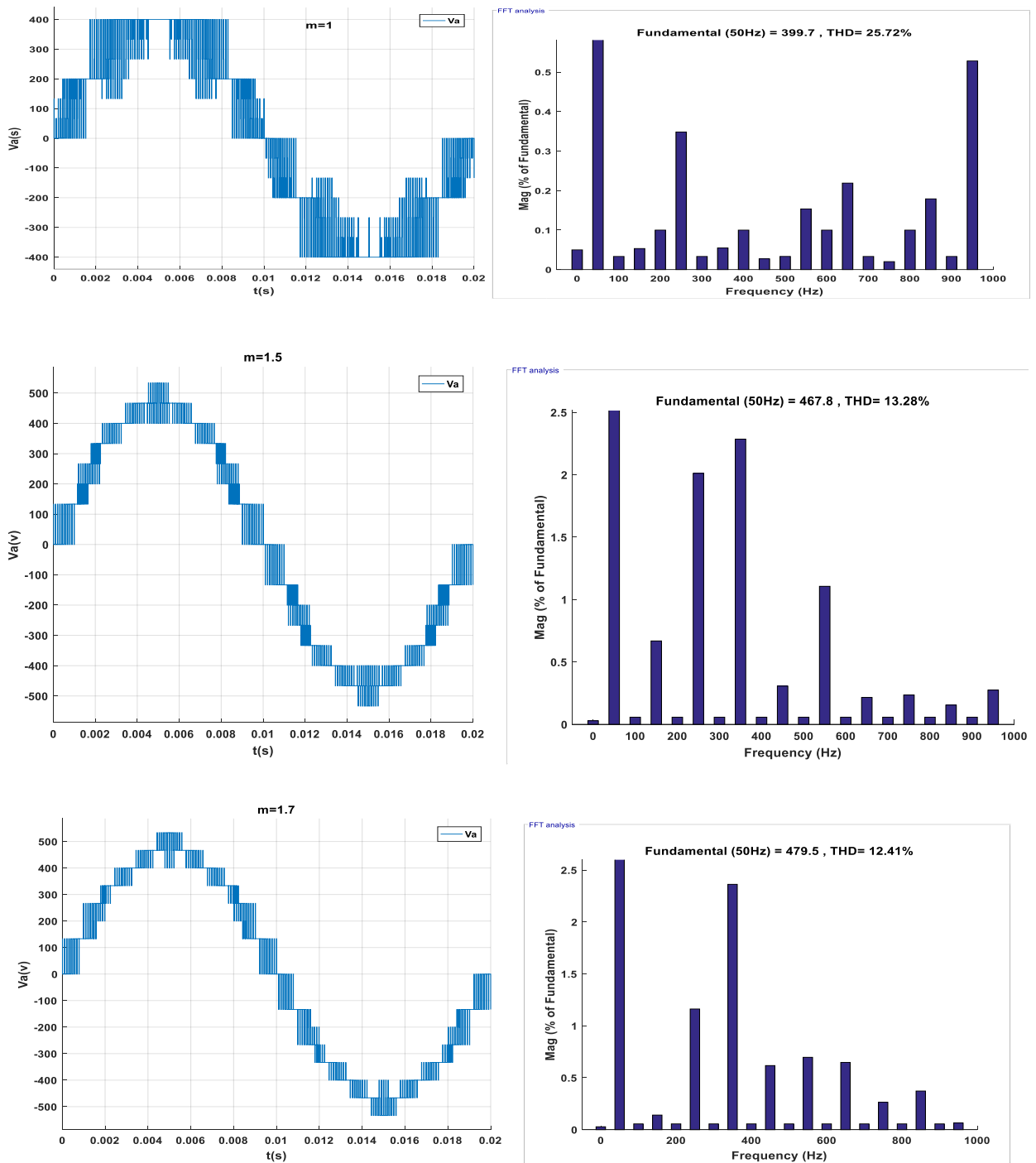
Dans notre travail nous avons simulé l'onduleur de tension à cinq niveaux de type NPC commandé parla Commande triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses, **et** La simulation de ce travail est faite par l'utilisation d'un logiciel MATLAB/Simulink 2016

### II.5. Simulation de système :

- La tension d'entrée de l'onduleur est a  $V_{dc}=200V$
- la fréquence de commutation  $f_s=2400$  Hz
- les tensions de référence  $V_r=220v$
- Le taux de modulation  $r=1$
- L'indice de modulation  $m=1$ ,  $m=1.7$  et  $m=2$



**Figure II.14 :** simulation des onduleurs NPC cinq niveaux



**Figure II.15** :la tension simple  $V_a$  et son spectre d'ondeur NPC cinq niveaux triphasé commandé par Commande triangulo-sinusoidale à quatre porteuses.

### Commentaire

On remarque dans les figure(II.14) l'évolution du taux de distorsion harmonique (THD) de la tension de sortie d'ondeur est dépende par la valeur de L'indice de modulation  $m$ , alors que  $m=1$  le THD=26.72  $m=1.6$  le THD=13.28 et  $m=1.7$  le THD=12.41

### Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons examiné la modélisation d'un onduleur à cinq niveaux avec une structure NPC. Nous avons présenté un modèle pour cet onduleur, ainsi que les commandes complémentaires optimales et les matrices de transfert en utilisant les fonctions de connexion.

Les résultats de cette analyse sont les suivants :

- L'onduleur à cinq niveaux peut être obtenu en mettant en série deux onduleurs à trois niveaux ou en mettant en série quatre onduleurs à deux niveaux.
- L'utilisation des fonctions de commutation, de connexion des interrupteurs et des demi-bras permet d'extrapoler les relations donnant les différentes tensions.

## Chapitre III: Structure du filtre actif parallèle de puissance et principe de fonctionnement :

### III.1 Introduction

Dans ce travail, nous proposons le filtrage actif parallèle comme solution pour réduire les harmoniques dans le réseau électrique. Ce système présente plusieurs avantages, notamment son adaptation aux variations de la charge polluante. Le filtre actif parallèle est basé sur un onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsions, qui injecte dans le réseau des courants harmoniques égaux et en opposition de phase par rapport à ceux absorbés par la charge polluante. Cette structure a pour objectif d'éliminer activement tout ou une partie des harmoniques de courant. Dans ce chapitre, nous examinerons en détail la structure générale du filtre actif parallèle, les différentes stratégies de commande de l'onduleur de tension, ainsi que le dimensionnement approprié.

### III.2 Point de raccordement

Il existe deux types de compensation pour les filtres actifs : la compensation globale et la compensation locale. Dans le schéma représenté à la Figure (III.1), le filtre actif est positionné entre le réseau électrique et la ou les charges polluantes. Cette configuration permet de compenser globalement les harmoniques lorsque le filtre actif est connecté à l'entrée du tableau de distribution. La compensation globale est privilégiée lorsque de nombreuses charges non linéaires de faible puissance sont présentes sur le réseau. En revanche, la compensation est dite locale lorsqu'un seul filtre actif est connecté aux bornes d'une charge polluante spécifique. Ce type de compensation est utilisé lorsque le nombre de charges polluantes connectées au réseau est limité, mais avec une puissance significative par rapport à la puissance globale.

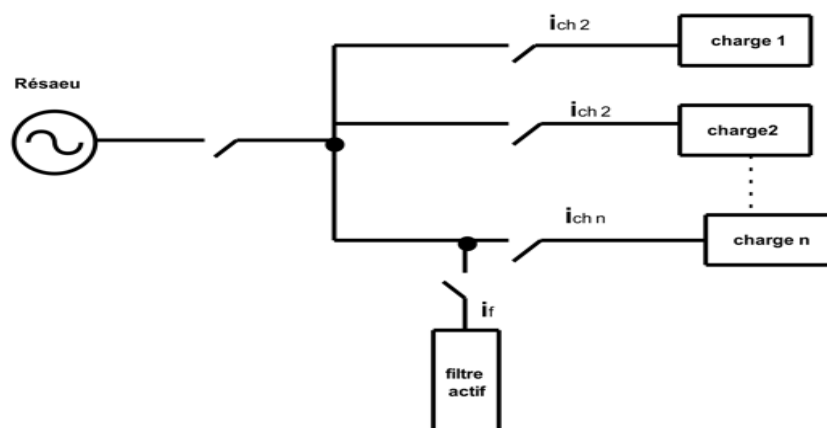


Figure III.1: Raccordement d'un filtre actif parallèle

## Chapitre III: Structure du filtre actif parallèle de puissance et principe de fonctionnement

Idéalement, la correction des harmoniques devrait être effectuée au point d'origine de ces harmoniques. Le choix optimal est déterminé en prenant en compte plusieurs critères financiers et techniques. [23]

### III.3 Rôle du filtre actif

Dans le cas idéal, le rôle du filtre actif est d'éliminer tous les harmoniques produits par la charge non linéaire. Pour ce faire, il fournit en permanence des harmoniques égaux en amplitude et en opposition de phase par rapport à ceux produits par la charge. Ainsi, le courant dans la ligne reste sinusoïdal pur et égal au fondamental du courant de charge. La Figure (III.2) illustre le principe de la compensation parallèle idéale.

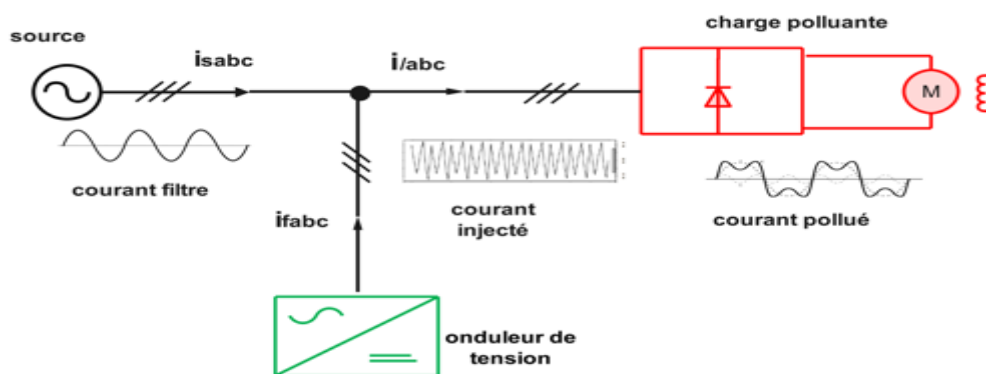


Figure III.2: principe du compensation shunt idéal

En pratique, il n'est pas possible d'obtenir un courant de ligne totalement sinusoïdal comme dans le cas idéal. Cependant, l'objectif est d'obtenir un courant qui se rapproche le plus possible de la forme sinusoïdale. [24]

### III.4 Topologie générale

La figure (III.3) représente la structure générale du filtre actif parallèle, qui se compose de deux blocs distincts : la partie puissance et la partie commande.

La partie puissance est composée des éléments suivants :

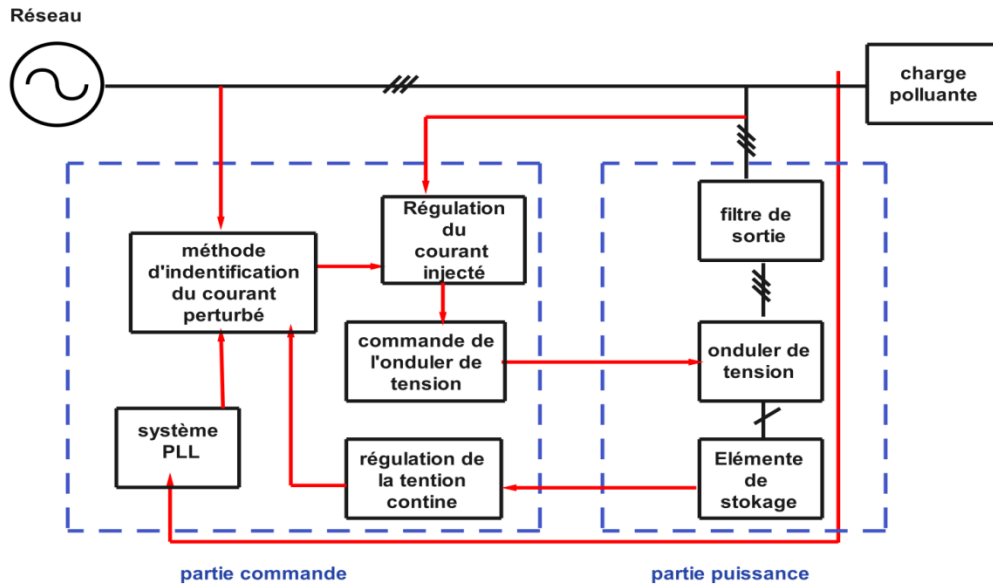
- Un onduleur de tension, utilisant des interrupteurs de puissance commandables (tels que des GTO, IGBT, etc.) avec des diodes en antiparallèle.
- Un circuit de stockage d'énergie, généralement capacitif.
- Un filtre de sortie.

La partie commande est composée des éléments suivants :

- Une méthode d'identification des courants perturbés.
- Un système basé sur une boucle à verrouillage de phase (PLL), intégré à la méthode d'identification des courants.



- Une régulation de la tension continue appliquée aux éléments de stockage d'énergie.
- Une régulation du courant injecté sur le réseau à partir de l'onduleur de tension.
- Une commande de l'onduleur de tension.

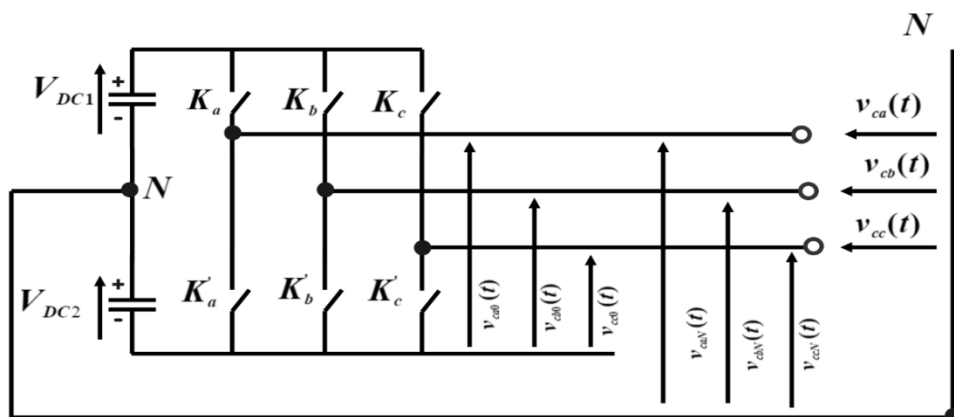


**Figure III.3 :** structures générales du filtre actif parallèle.

### III.5 Etude de la partie puissance

#### III.5.1. Onduleur de tension

Pour étudier le fonctionnement des grandeurs de sortie d'un onduleur de tension triphasé à quatre fils, on utilise le schéma de principe illustré à la Figure(III.4).



**Figure III.4 :** Schéma équivalent d'un onduleur de tension triphasé à quatre fils

Il convient de distinguer d'une part les tensions de branche  $v_{ck0}(t)$  (où  $k = a, b, c$ ) mesurées par rapport à la borne négative du bus continu, et d'autre part les tensions de phase  $v_{ck}(t)$  par rapport

au point neutre de la charge. Les tensions de branche  $v_{ck0}(t)$  sont directement contrôlées par la commande des interrupteurs  $K_k$ , et nous les utiliserons pour déterminer les tensions de phase. Dans cette optique, nous pouvons établir les relations suivantes :

$$\begin{aligned} v_{ca_0}(t) - v_{ca}(t) + v_{cb}(t) - v_{cb_0}(t) &= 0 \\ v_{ca_0}(t) - v_{ca}(t) + v_{cc}(t) - v_{cc_0}(t) &= 0 \end{aligned} \quad \text{(III.1)}$$

Par addition on obtient :

$$(2v_{ca_0}(t) - 2v_{ca}(t) + v_{cb}(t) + v_{cc}(t) - v_{cb_0}(t) - v_{cc_0}(t) = 0) \quad \text{(III.2)}$$

Si on suppose une symétrie de tension, on a  $v_{ca}(t) + v_{cc}(t) = -v_{ca}(t)$ , on remplaçant dans (2.3), on obtient :

$$v_{ca}(t) = \frac{1}{3}(2v_{ca_0}(t) - v_{cb_0}(t) - v_{cc_0}(t)) \quad \text{(III.3)}$$

Par analogie, on obtient pour les autres phases :

$$\begin{aligned} v_{cb}(t) &= \frac{1}{3}(-v_{ca_0}(t) - 2v_{cb_0}(t) - v_{cc_0}(t)) \\ v_{cb}(t) &= \frac{1}{3}(-v_{ca_0}(t) - v_{cb_0}(t) - 2v_{cc_0}(t)) \end{aligned} \quad \text{(III.4)}$$

### II.5.2 Système de stockage de l'énergie :

Dans cette structure, le stockage de l'énergie du côté continu est réalisé à l'aide d'un système de stockage capacitif représenté par un condensateur  $C_{dc}$ , qui joue le rôle d'une source de tension continue  $V_{dc}$ . Le choix des paramètres du système de stockage, à savoir  $V_{dc}$  et  $C_{dc}$ , a un impact sur la dynamique et la qualité de compensation du filtre actif parallèle.

En effet, une tension  $V_{dc}$  élevée améliore la dynamique du filtre actif. De plus, le choix de  $C_{dc}$  limite les ondulations de la tension continue  $V_{dc}$ , qui sont causées par les courants générés par le filtre actif. Ces ondulations peuvent avoir un effet négatif sur la qualité de compensation du filtre actif parallèle. [28]

### II.5.3 Filtre de sortie :

Le filtre de sortie est un filtre passif conçu pour connecter l'onduleur de tension au réseau électrique. Son dimensionnement est réalisé en tenant compte de deux critères importants [29]:

- Assurer une dynamique appropriée du courant.
- Empêcher la propagation des composantes dues aux commutations sur le réseau électrique.

### II.6. Etude de la partie commande :

L'approche de contrôle principale du filtre actif parallèle repose sur la méthode des courants perturbateurs. Dans le cas où le filtre actif parallèle est installé par le client pour compenser les courants perturbateurs générés par ses charges polluantes, l'approche la plus appropriée est basée sur "l'identification des harmoniques à partir de la mesure des courants de charge".

Cette approche permet d'extraire les courants harmoniques en détectant les courants de charge qui circulent en aval du point de connexion. La régulation de la tension continue, le contrôle de l'onduleur de tension, la régulation du courant injecté dans le réseau électrique et la technique de reconnaissance des courants perturbateurs sont les trois aspects clés de la section de contrôle du filtre actif parallèle. [30]

#### II.6.1. Algorithmes d'identification des courants de référence :

Pour atteindre l'objectif du filtrage actif, qui consiste à générer des courants harmoniques de même amplitude mais en opposition de phase par rapport à ceux absorbés par la charge, il est essentiel d'identifier avec précision les courants harmoniques de la charge polluante. Au fil du temps, plusieurs algorithmes d'identification des grandeurs harmoniques de référence ainsi que de nombreuses techniques de commande et de régulation ont été développés.

Pour la génération des signaux de référence utilisés dans la commande du filtre actif, nous avons choisi d'opter pour les algorithmes de commande suivants [31]:

- Puissances instantanées.
- Référentiel synchrone.

#### Méthode des puissances réelles et imaginaires (PQ) :

La commande p-q est une méthode temporelle utilisée pour éviter les difficultés liées au grand nombre de calculs nécessaires lors de l'application des méthodes fréquentielles, telles que la méthode de Fourier (transformée de Fourier rapide ou discrète). Son principe repose sur la conversion de systèmes triphasés en systèmes  $\alpha$ - $\beta$ , qui sont constitués des tensions simples et des courants de ligne, pour obtenir un système diphasé. Cela permet d'utiliser la transformation de Concordia pour calculer les puissances imaginaires et réelles instantanées.

Notons par  $(V_\alpha, V_\beta)$  et  $(I_\alpha, I_\beta)$  les composantes orthogonales du repère  $(\alpha$ - $\beta)$ , qui sont respectivement associées aux tensions de raccordement du filtre actif parallèle  $(V_{sa}, V_{sb}, V_{sc})$  et aux courants absorbés par les charges polluantes  $(i_{sa}, i_{sb}, i_{sc})$ .

### Chapitre III: Structure du filtre actif parallèle de puissance et principe de fonctionnement

La transformation de Concordia, notée transformation ( $\alpha$ - $\beta$ ), permet d'établir les relations suivantes dans un système triphasé équilibré.

$$\begin{bmatrix} V\alpha \\ V\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1/2 & -1/2 \\ 0 & -\sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Vsa \\ Vsb \\ Vsc \end{bmatrix} \quad (\text{III.5})$$

Et les courants par la relation :

$$\begin{bmatrix} I\alpha \\ I\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1/2 & -1/2 \\ 0 & -\sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Isa \\ Isb \\ Isc \end{bmatrix} \quad (\text{III.6})$$

La puissance active instantanée  $P(t)$  peut être écrite comme :

$$P(t) = Vsa isa + Vsb isb + Vsc isc = V\alpha i\alpha + V\beta i\beta \quad (\text{III.7})$$

La puissance réactive instantanée, en l'absence d'harmoniques, peut être exprimée de la manière suivante :

$$q(t) = -\frac{1}{\sqrt{3}} (Vsa - Vsb).isc + (Vsb - Vsc).isa + (Vsc - Vsa).isb = V\alpha. I\beta - V\beta. I\alpha \quad (\text{III.8})$$

En utilisant les relations (III.7) et (III.8), nous pouvons établir la relation matricielle pour la commande p-q de la manière suivante :

$$\begin{bmatrix} P \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V\alpha & V\beta \\ -V\beta & V\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I\alpha \\ I\beta \end{bmatrix} \quad (\text{III.9})$$

En tenant compte du fait que les puissances instantanées  $p$  et  $q$  comprennent à la fois une composante alternative (harmoniques) et une composante continue (fondamentale), nous pouvons exprimer cela par la formule suivante :

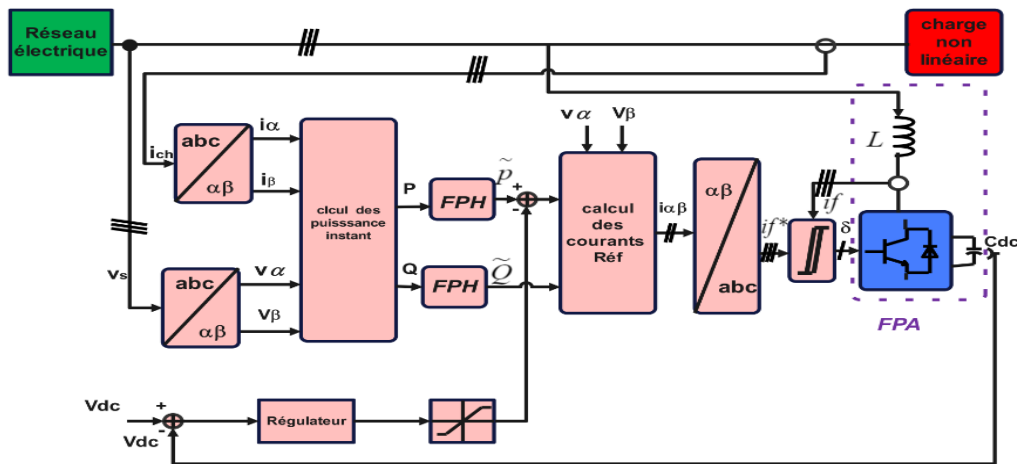
$$\begin{cases} P = \vec{P} + \tilde{P} \\ q = \vec{q} + \tilde{q} \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

Avec :

$\bar{P}$ : Puissance continue liée à la composante fondamentale active du courant et de la tension.

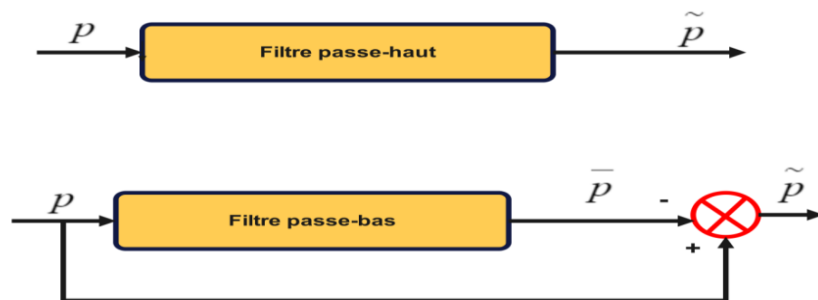
$\tilde{q}$ : Puissance continue liée à la composante fondamentale réactive du courant et de la tension.

$\tilde{P}$  et  $\tilde{q}$ : Puissances alternatives liées à la somme des composantes perturbatrices du courant et de la tension.



**Figure III.5 :** Structure générale du FAP contrôle par la commande p-q

L'utilisation d'un filtre passe-bas avec une boucle de rétroaction ou d'un filtre passe-haut est utilisée pour l'extraction de la puissance alternative (composante perturbatrice), comme illustré dans la Figure III.6.



**Figure III.6** Filtres d'extraction de la composante alternative

En inversant la relation (3.5), nous pouvons déterminer les courants dans le repère  $\beta$ - $\alpha$  comme le montre l'équation (3.7) :

$$\begin{bmatrix} I\alpha \\ I\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} V\alpha & -V\beta \\ V\beta & V\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.11})$$

En outre, le courant dans le repère ( $\alpha$ - $\beta$ ) peut être décomposé en trois composantes : réactive et active à la fréquence fondamentale, ainsi qu'aux harmoniques.

En posant  $\Delta = V\alpha^2 + V\beta^2$  nous obtenons alors la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} I\alpha \\ I\beta \end{bmatrix} = \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} V\alpha & -V\beta \\ V\beta & V\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P \\ 0 \end{bmatrix}}_{\text{Courant actif}} + \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} V\alpha & -V\beta \\ V\beta & V\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ q \end{bmatrix}}_{\text{courant réactif}} + \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} V\alpha & -V\beta \\ V\beta & V\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P \\ q \end{bmatrix}}_{\text{courant harmonique}} \quad (\text{III.12})$$

En supposant que  $\Delta$  soit constant pour un réseau équilibré et sinusoïdal,

les courants de référence triphasés ( $I_{refa}$ ,  $I_{refb}$ ,  $I_{refc}$ ) peuvent être exprimés en utilisant la transformation de Concordia inverse de la manière suivante :

$$\begin{bmatrix} I_{refa} \\ I_{refb} \\ I_{refc} \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I\alpha \\ I\beta \end{bmatrix} \quad (\text{III.13})$$

De ces expressions nous obtenons l'algorithme de commande comme le montre la Figure III.7.

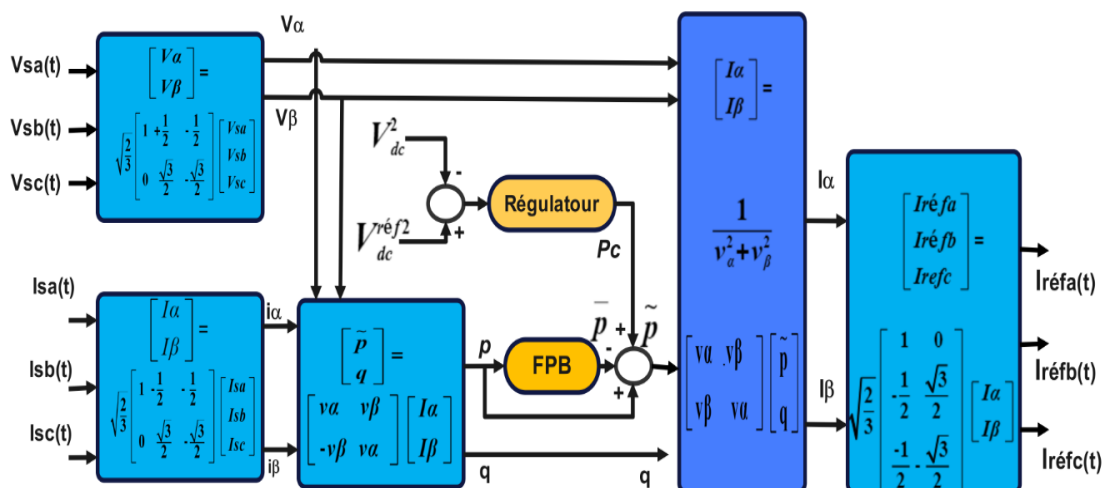


Figure III.7 :Commande d'un filtre actif de e puissance pour la compensation de courants harmonique et l'énergie réactive par la méthode directe des puissance instantanées p-q.

### II.6.1.2. Théorie du référentiel synchrone (SRF) :

La méthode du référentiel synchrone (synchrones référence frame) utilise également la transformation de Concordia, mais elle est appliquée uniquement aux courants de ligne ( $I_{la}, I_{lb}, I_{lc}$ ). Ensuite, une seconde transformation est effectuée pour convertir les courants de ligne en coordonnées Park d-q. Cela permet de transformer la composante fondamentale du courant en une composante continue et les composantes harmoniques du courant en des composantes alternatives. En utilisant un simple filtre passe-bas, la composante continue du courant peut être éliminée. Ainsi, la transformation des courants de ligne triphasés équilibrés ( $I_{la}, I_{lb}, I_{lc}$ ) en système biphasé peut être exprimée comme suit : [32]

$$\begin{bmatrix} Id \\ Iq \\ I0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{la} \\ I_{lb} \\ I_{lc} \end{bmatrix} \quad \text{(III.14)}$$

En utilisant les signaux  $[\cos(\theta)]$  et  $[\sin(\theta)]$  dérivés de la tension "fondamentale" du réseau, nous pouvons exprimer les courants dans le système d-q tournant à la pulsation de la composante fondamentale de la tension du réseau. Cela nous conduit à la formulation matricielle suivante pour les courants dans le système d-q :

$$\begin{bmatrix} Id \\ Iq \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\hat{\theta}) & -\cos(\hat{\theta}) \\ \cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I\alpha \\ I\beta \end{bmatrix} \quad \text{(III.15)}$$

Avec  $(\hat{\theta})$  représentant la position angulaire de la tension fondamentale du réseau, ces composantes peuvent être exprimées comme la somme d'une composante continue et d'une composante alternative.

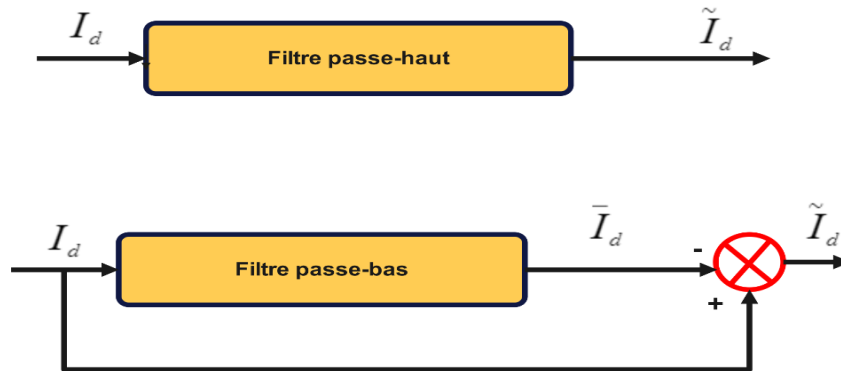
$$\begin{bmatrix} Id \\ Iq \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \overline{Id} + \widetilde{Id} \\ \overline{Iq} + \widetilde{Iq} \end{bmatrix} \quad \text{(III.16)}$$

$\overline{Id}$  et  $\overline{Iq}$  les composantes continues de  $Id$  et  $Iq$

$\widetilde{Id}$  et  $\widetilde{Iq}$  les composantes alternatives de  $Id$  et  $Iq$

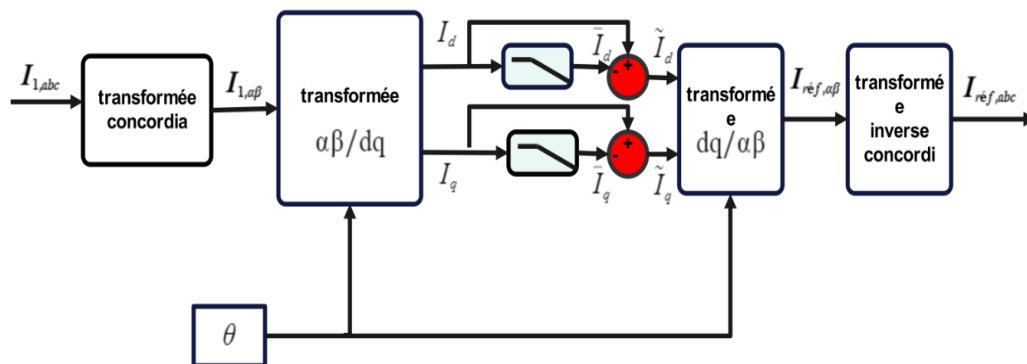
**-Séparation de séparation des composantes continues et alternative :**

La séparation de  $\bar{I}_d$  et  $\bar{I}_q$  des composantes  $\tilde{I}_d$  et  $\tilde{I}_q$  se fait par moyen d'un filtre passe-bas et passe-haut



**Figure III.8 :** Schéma de principe de séparation des composantes continues et alternative.

L'algorithme d'identification des courants harmoniques par la méthode de référentiel synchrone est représenté par la Figure III.9.



**Figure III.9 :** principe d'identification des harmoniques par la méthode SRF

**II.6.1.3. Méthode de commande directe de puissance (DPC) :**

La commande DPC, basée sur la théorie de la puissance instantanée, est une stratégie de contrôle hautement performante pour les convertisseurs. Cette approche de contrôle non linéaire est connue comme une technique de contrôle directe, car elle sélectionne directement le vecteur de tension approprié du convertisseur sans recourir à une modulation spécifique. L'idée fondamentale de cette méthode est de choisir les états de commutation adéquats à partir d'une table de commutation en se basant sur les erreurs présentes dans les puissances active et réactive, qui sont limitées par une bande d'hystérésis.[21]



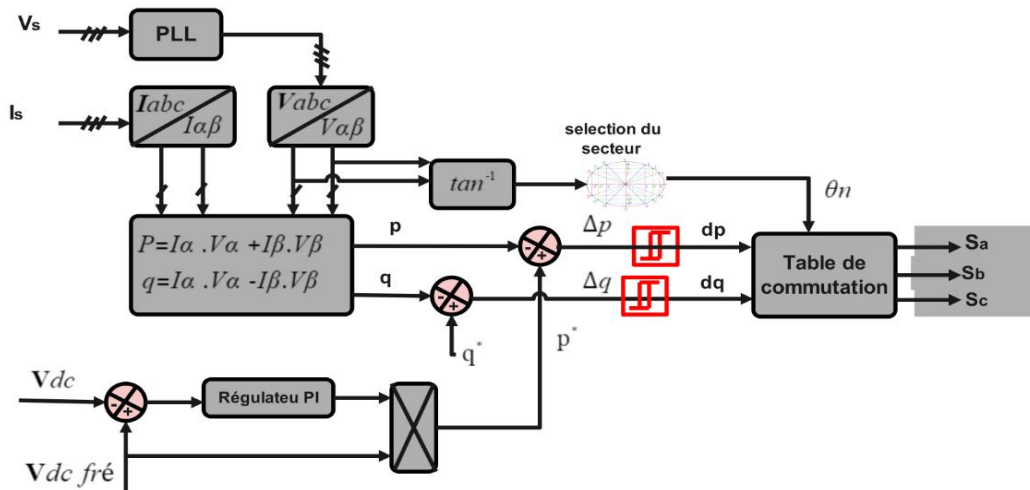


Figure III.10 : Méthode de commande directe de puissance (DPC)

### II.6.2 Système à base de PLL :

L'identification des courants perturbés repose sur une méthode de calcul qui exploite les tensions saines du réseau, c'est-à-dire des tensions sinusoïdales et équilibrées, notées  $V_{r1}$ ,  $V_{r2}$ ,  $V_{r3}$ . Pour obtenir ces tensions, on utilise une boucle de verrouillage de phase ou PLL (phase locked loop).

La PLL est la technique la plus couramment utilisée pour extraire la composante fondamentale directe de la tension du réseau. Son fonctionnement repose sur la transformation de Park, qui permet de passer dans le repère d-q. Les tensions  $V_{r1}$ ,  $V_{r2}$ ,  $V_{r3}$  subissent d'abord une transformation de Concordia pour les exprimer dans le repère  $\alpha\beta$ . Ensuite, ces tensions sont transformées dans le repère de Park par une rotation, où l'angle de rotation représente l'angle de la composante directe de la tension. Cet angle est déterminé par l'intégration de l'estimation de la pulsation effectuée par le régulateur. Ainsi, la PLL est verrouillée lorsque l'angle estimé est égal à l'angle de la tension directe. [23]

### III.6.3 Régulation de la tension continue :

La régulation de la tension du bus continu vise à maintenir une valeur fixe de tension aux bornes du condensateur. Cela permet de compenser les pertes dans le filtre et de limiter les variations lors de régimes dynamiques.

Les principales causes qui peuvent affecter cette tension sont les suivantes :

### Chapitre III: Structure du filtre actif parallèle de puissance et principe de fonctionnement

- Les pertes dans le filtre actif : Ces pertes sont dues aux éléments constitutifs du filtre utilisé pour traiter le courant continu.
- L'injection de courants fondamentaux pendant les régimes transitoires de la charge polluante : Lorsque la charge connectée au bus continu subit des changements rapides, cela peut entraîner une injection de courants perturbateurs dans le système, ce qui modifie la tension du bus.
- Les pertes de commutation et par conduction des interrupteurs de puissance : Les interrupteurs utilisés dans le système peuvent présenter des pertes lors de leur commutation ou en régime permanent, ce qui peut influencer la tension du bus.
- Les pertes par effet Joule dans les composants passifs L (inductance) et C (capacité) : Les éléments passifs tels que les inductances et les condensateurs présentent des pertes dues à l'effet Joule, qui peuvent affecter la tension du bus.

Le principe de régulation repose sur la comparaison entre la tension mesurée  $V_d$  du bus continu et la consigne  $V_d^*$ . L'erreur résultante est traitée par un régulateur proportionnel-intégral (PI) pour la maintenir dans des limites acceptables et la faire osciller autour de la consigne. [49]

La boucle de régulation de la tension continue est représentée dans la figure suivant :

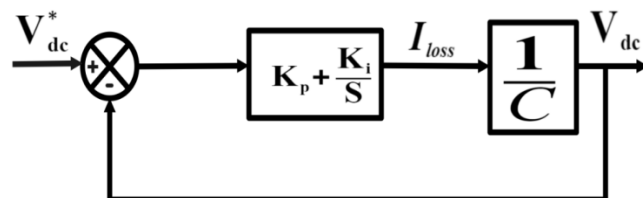


Figure III.11 : Boucle de régulation de la tension continue.

A partir la figure III.11 la fonction de transfert en boucle fermée de la régulation de la tension continue est la suivante :

$$F_{FB}(s) = \frac{1 + \frac{k_p}{k_i} s}{s^2 + 2\frac{k_p}{c} s + 2\frac{k_i}{c}} \quad (\text{III.17})$$

La fonction de transfert obtenue est de deuxième ordre, la forme canonique du deuxième ordre est donnée comme suite:

$$F_T(s) = \frac{w_c^2}{s^2 + 2\xi w_c s + w_c^2} \quad (\text{III.18})$$

Par identification avec la forme canonique, les expressions des coefficients du régulateur PI sont comme suit:

$$K_i = \frac{1}{2} C w_c^2 \quad (\text{III.19})$$

$$K_p = \xi \sqrt{2CK_i} \quad (\text{III.20})$$

### III.6.4 Commande de l'onduleur :

Le but de la commande de l'onduleur est d'assurer une reproduction optimale des courants perturbés de référence en appliquant des commandes aux différents interrupteurs de puissance. Il existe deux principales familles de commande pour les convertisseurs statiques : [50]

1. La commande par hystérésis.
2. La commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI).

#### III.6.4.1 Commande par hystérésis

La commande par hystérésis, également connue sous le nom de commande tout ou rien, est une commande non linéaire qui utilise l'erreur entre le courant de référence et le courant produit par l'onduleur. L'erreur est comparée à une bande d'hystérésis. Lorsque l'erreur atteint la limite inférieure ou supérieure de la bande, un ordre de commande est envoyé pour maintenir l'erreur à l'intérieur de cette bande. Cette méthode de commande est simple à mettre en œuvre, comme illustré dans le schéma de la Figure III.12. Cependant, étant donné que les commutations se produisent librement à l'intérieur de la bande d'hystérésis, il n'est pas possible de contrôler efficacement le spectre haute fréquence résultant des fréquences de commutation. [50]

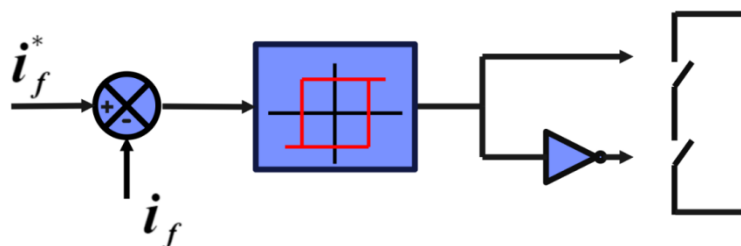


Figure III.12 : Principe de commande des courants par hystérésis

### III.6.4.2 Commande par modulation du régulateur d'impulsion (MLI) :

Afin de résoudre les problèmes mentionnés précédemment, une deuxième famille de commande de l'onduleur est introduite : la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI). Cette technique de commande par MLI permet de contrôler la fréquence de commutation en utilisant une fréquence fixe facilement filtrable.

La MLI à échantillonnage naturelle, également appelée MLI intersective, est la méthode de modulation de largeur d'impulsion la plus simple et la plus connue. Cette technique de commande implique tout d'abord un régulateur qui détermine la tension de référence de l'onduleur (tension modulatrice) en fonction de l'écart entre le courant délivré par l'onduleur ( $i_f$ ) et sa référence ( $i_f^*$ ). Ensuite, cette référence est comparée à un signal triangulaire (porteuse à haute fréquence fixant la fréquence de commutation). La sortie du comparateur fournit les signaux de commande des interrupteurs de l'onduleur. Le schéma de principe est représenté par la Figure (III.7). [50]

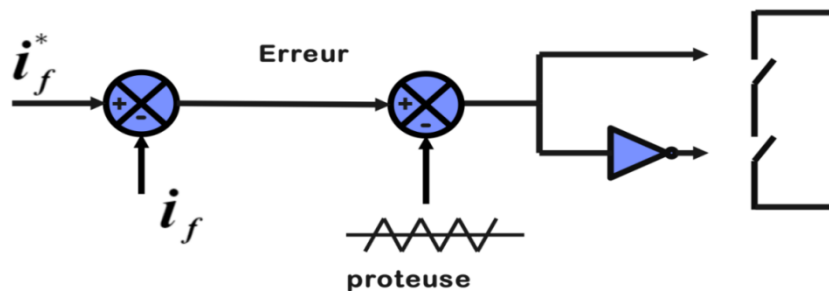


Figure III.13 : Principe de commande des courants par MLI.

## III. 7. Régulation des courants $i_{fi}$ :

### III. 7.1. Régulation des courants $i_{fi}$ par régulateur linéaire (proportionnel intégral PI)

Pour le réglage des courants à la sortie du filtre actif, on utilise un régulateur classique proportionnel intégral PI qu'on dimensionne en utilisant la méthode de compensation de pôles. Sachant que : [23]

$$L_s = L_f + L_1 \quad (\text{III.21})$$

$$R_s = R_f + r_1 \quad (\text{III.22})$$

Les équations des courants s'écrivent :

$$\begin{cases} L_s \frac{di_{f1}}{dt} = v_{r1} - R_s i_{f1} - \beta_1 \frac{V_o}{2} \\ L_s \frac{di_{f2}}{dt} = v_{r2} - R_s i_{f2} - \beta_2 \frac{V_o}{2} \\ L_s \frac{di_{f3}}{dt} = v_{r3} - R_s i_{f3} - \beta_3 \frac{V_o}{2} \end{cases} \quad (\text{III.23})$$

D'où :

$$\begin{cases} \frac{di_{f1}}{dt} = \frac{v_{f1}}{L_s} - \frac{R_s}{L_s} i_{f1} - \beta_1 \frac{V_o}{2L_s} \\ \frac{di_{f2}}{dt} = \frac{v_{f2}}{L_s} - \frac{R_s}{L_s} i_{f2} - \beta_2 \frac{V_o}{2L_s} \\ \frac{di_{f3}}{dt} = \frac{v_{f3}}{L_s} - \frac{R_s}{L_s} i_{f3} - \beta_3 \frac{V_o}{2L_s} \end{cases} \quad (\text{III.24})$$

On remarque à partir de l'équation (2.49) que les courants «  $i_{fi}$  » sont indépendants. Il suffit de dimensionner un régulateur pour une phase et l'appliquer aux autres phases.

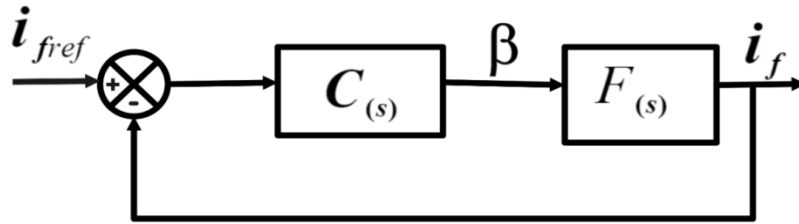


Figure III.14 : Boucle de régulation du courant du filtre actif

La fonction de transfert du régulateur PI dans le plan de Laplace étant :

$$C(s) = k_p \frac{s + \frac{k_i}{k_p}}{s} \quad (\text{III.25})$$

D'après (2.48), l'expression du courant est la suivante :

$$\frac{di_f}{dt} = \frac{v_f}{L_s} - \frac{R_s}{L_s} i_f - \beta \frac{V_o}{2L_s} \quad (\text{III.26})$$

Pour simplifier le calcul des paramètres du régulateur PI, on ajoute à l'expression (2.50) le terme  $(-v_r / L_s)$ . D'où on écrit dans le plan de Laplace :

$$F(s) = \frac{i_f}{\beta}(s) = \frac{-\frac{V_o}{2L_s}}{s + \frac{R_s}{L_s}} \quad (\text{III.27})$$

Les paramètres du régulateur PI ( $k_p$  et  $k_i$ ) sont donnés par les équations suivantes :

$$k_p = \frac{2L_s}{\tau_s V_o} \quad (\text{III.28})$$

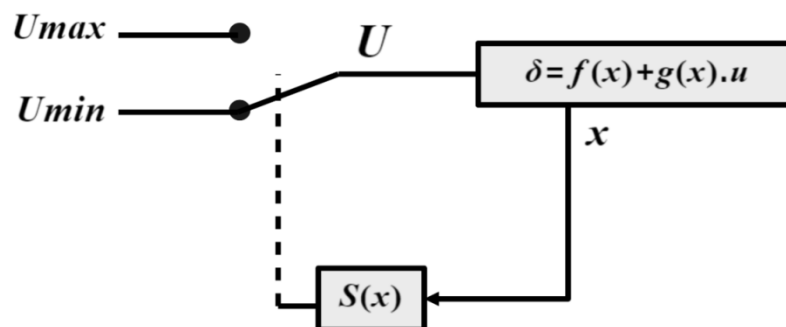
$$k_i = \frac{R_s}{L_s} k_p \quad (\text{III.29})$$

$\tau_s$  doit être inférieure à la plus petite constante de temps.

### III .7.2 Régulation des courants ifi Commande non linéaire (mode de glissant)

Le principe de la commande par modes glissants consiste à amener le système à converger vers une surface prédéterminée appelée surface de glissement, puis à maintenir le système sur cette surface jusqu'à atteindre l'équilibre.

Ce processus de commande se déroule en deux étapes distinctes : la convergence initiale vers la surface de glissement, suivie du glissement continu le long de cette surface. La configuration de cette commande est illustrée dans la figure suivante. [51]



**Figure III.15** : Système de réglage à structure variable avec changement de la structure par commutation

### III.8. Modélisation du filtre actif multi-niveaux :

Connaissant le modèle mathématique du filtre actif deux niveaux, il suffit de le généraliser pour obtenir le modèle mathématique du filtre actif multiniveaux. Pour cela, il suffit de remplacer l'expression définissant le modèle de l'onduleur classique (deux niveaux) par celle du modèle de l'onduleur multi-niveaux. [12]

Le modèle mathématique du filtre actif multi-niveaux (soit  $(n+1)$  niveaux) est donné par les équations suivantes :

$$L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{f1} \\ i_{f2} \\ i_{f3} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sum f_{j,1}^1 \\ \sum f_{j,1}^2 \\ \sum f_{j,1}^3 \end{bmatrix} \frac{V_o}{n} - \begin{bmatrix} V_{r1} \\ V_{r2} \\ V_{r3} \end{bmatrix} \quad \text{(III.30)}$$

#### Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons examiné le filtre actif parallèle multi-niveaux. Nous avons présenté sa structure générale, en mettant en évidence sa partie puissance et sa partie commande. De plus, nous avons étudié le principe de fonctionnement de ce filtre et proposé une modélisation correspondante.

### Chapitre IV : Commande non linéaire

La commande par mode glissant (en anglais : sliding mode control (SMC)) est une classe de la commande à structure variable. Elle est efficace et robuste pour les systèmes linéaires et non linéaires. La tâche principale de la commande par mode glissant, est de fournir une surface de commutation, selon des lois d'existence, de convergence et de stabilité. La surface de commutation peut être atteinte par la trajectoire d'état grâce aux changements appropriés de la structure du système commandé. Le but de la commande par mode glissant est que la trajectoire d'état soit attiré vers une surface de glissement défini  $S$  (*Sliding Surface*) et glisse autour d'elle. Une fois la surface de glissement est atteinte, la dynamique du système reste insensible aux variations des paramètres du processus, et aux perturbations externes.

Le filtre actif a besoin de contrôlabilité élevée et de bonne réponse dynamique. Il peut réaliser la compensation instantanée de la puissance réactive ainsi que les harmoniques dont la fréquence et l'amplitude sont variables. La commande par PI est la méthode de réglage communément utilisée par le contrôle du filtre actif shunt. A noter que, les stratégies de commande du filtre actif continues de s'améliorer avec le développement des techniques de commande non linéaires et intelligentes.

Dans ce chapitre, nous nous intéresserons à la technique de commande par mode glissant. Notre objectif n'est pas de traiter en profondeur cette technique de commande, mais plutôt de présenter un bref rappel sur la commande par mode glissant puis, d'appliquer cette technique dans la commande du filtre actif parallèle multi niveaux.

#### IV.2 Principe de la commande par mode glissant

La commande à mode glissant repose sur l'idée de définir une surface de glissement  $s(x,t)$  pour attirer et forcer la dynamique du système vers une région choisie, et ensuite de concevoir une loi de commande  $u$  pour maintenir le système sur cette surface. Pour concevoir un contrôleur à mode glissant, il faut suivre deux étapes essentielles :

- Déterminer le choix et le nombre des surfaces de glissement. Ce choix dépend des objectifs de contrôle et de la dynamique du système. Les surfaces de glissement doivent être conçues de manière à assurer la stabilité et les performances souhaitées.
- Déterminer la loi de commande qui permet de maintenir le système sur les surfaces de glissement. Cette loi de commande est généralement basée sur un contrôle proportionnel-



intégral (PI) qui utilise l'erreur entre la dynamique du système et la surface de glissement pour calculer la commande de contrôle.

- Enfin, il est important de choisir les gains de la commande pour assurer la convergence de la dynamique du système vers les surfaces de glissement. Ces gains dépendent de la dynamique du système et de la précision requise pour le contrôle. En résumé, la conception d'un contrôleur à mode glissant nécessite de déterminer les surfaces de glissement, la loi de commande et les gains de la commande pour garantir la convergence de la dynamique du système vers ces surfaces. [41]

### IV.3 Commande par modes glissants d'ordre 1 :

#### IV 3.1. Synthèse de la loi de commande :

La synthèse de commande par modes glissants est une méthode de commande robuste utilisée pour contrôler des systèmes non linéaires. Elle se compose généralement de trois étapes complémentaires :

##### IV .3.1.1 Choix de la surface de glissement :

Le choix de la surface de glissement dépend du nombre et de la forme des fonctions requises, lesquels sont déterminés en fonction de l'application et de l'objectif spécifiques. Considérant un système décrit par l'équation (IV.1), où le vecteur de commande  $u$  a la même dimension que la surface de glissement  $S$  :

$$\frac{dx}{dt} = f(x, t) + B(x, t)u \quad (\text{IV.1})$$

La surface de glissement est une fonction scalaire qui permet à la variable à régler de glisser sur cette surface en direction de l'origine du plan de phase. Une forme générale non linéaire, proposée par J.J. Slotine, garantit la convergence de la variable à régler vers sa référence et est donnée par :

$$s(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^{r-1} e(x) \quad (\text{IV.2})$$

Dans cette expression :

$s(x)$  représente la surface de glissement, une fonction scalaire.

$\left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^{r-1}$  Correspond à l'opérateur de dérivation d'ordre  $r-1$  avec un terme d'amortissement  $\lambda$ .

$e(x)$  représente l'écart entre la variable à régler et sa référence.

$\lambda$  : est une constante positive.

$r$  : est le degré relatif de la variable, indiquant le nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

L'objectif de la commande est de maintenir la surface de glissement à zéro, ce qui équivaut à résoudre une équation différentielle linéaire dont la solution unique est  $e(x) = 0$ . En choisissant judicieusement les paramètres, cela se résume à un problème de poursuite de trajectoire, équivalent à une linéarisation exacte de l'écart, tout en respectant la condition de convergence. [42]

### IV 3.1.2. Condition d'existence du mode de glissement :

Les conditions d'existence et de convergence sont des critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et de s'y maintenir indépendamment des perturbations. Deux types de conditions sont présentés :

#### Approche directe :

Cette approche, proposée et étudiée par Emilyanov et Utkin, est la plus ancienne. Elle est donnée sous la forme :

$$s(x)\dot{s}(x) < 0 \quad (\text{IV.3})$$

#### Approche de Lyapunov :

Il s'agit de choisir une fonction candidate de Lyapunov  $V(x) > 0$  (une fonction scalaire positive) pour les variables d'état du système, et de choisir une loi de commande qui fera décroître cette fonction :

$$V'(x) < 0.$$

Par exemple, en définissant une fonction candidate de Lyapunov pour le système comme suit :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{IV.4})$$

En dérivant cette fonction, on obtient :

$$\dot{V}(x) = s(x)\dot{s}(x) \quad (\text{IV.5})$$

Pour que la fonction candidate de Lyapunov puisse décroître, il suffit de s'assurer que :

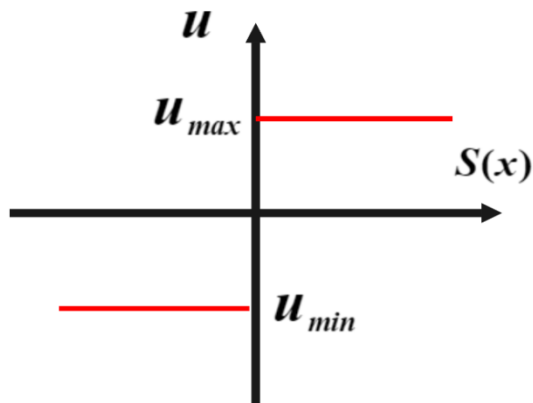
$$s(x)\dot{s}(x) < 0 \quad (\text{IV.6})$$

Cette approche est utilisée pour évaluer les performances de la commande, étudier la robustesse et la stabilité des systèmes non linéaires

### IV 3.1.3 calculs de la commande :

Une fois que la surface de glissement et le critère de convergence ont été définis, il reste à déterminer la commande nécessaire pour ramener la variable à contrôler vers la surface, puis vers son point d'équilibre, tout en maintenant la condition d'existence des modes glissants.

L'une des hypothèses essentielles dans la conception des systèmes à structure variable contrôlés par les modes glissants est que la commande doit commuter instantanément (à une fréquence infinie) entre  $u_{max}$  et  $u_{min}$  en fonction du signe de la surface de glissement (Figure IV.1). Cependant, cette commutation rapide entraîne des oscillations de très haute fréquence appelées "broutement" ou "chattering" dans le mode glissant. [43]



**Figure IV.1 :** la commande appliquée aux systèmes à structure variable

### Définition des grandeurs de commande et la commande :

Comme il a été vu précédemment, la surface du glissement se détermine en fonction du système et des performances désirées, indépendamment de la commande, et l'obtention du régime glissant supposerait la commande discontinue.

De ce fait, si cette commande est indispensable, elle n'empêche nullement, au contraire, qu'une partie continue lui soit adjointe pour diminuer l'amplitude de la discontinuité.

Par conséquent, la construction d'un contrôleur comporte deux parties ; une première concernant la linéarisation exacte et une deuxième stabilisante, cette dernière est très importante dans la technique de commande par mode de glissement, car elle est utilisée pour éliminer les effets d'imprécision du modèle et de rejeter les perturbations extérieures.

Nous avons donc :

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_{nom} \quad (\text{IV.7})$$

$U_{eq}$  : correspond à la commande équivalente proposée par Utkin. Elle est calculée en supposant que le comportement du système durant le mode de glissement est décrit par  $\dot{s}(x) = 0$ . Cette commande peut être interprétée comme la valeur moyenne modulée que prend la commande lors de la commutation rapide entre  $U_{min}$  et  $U_{max}$ .

La commande  $U_n$  est déterminée pour garantir l'attractivité de la variable à contrôler vers la surface de glissement et satisfaire la condition de convergence. La fonction la plus simple est sous forme de relais.

$$\begin{cases} U_n = k \cdot \text{sin}S(x) \\ k > 0 \end{cases} \quad (\text{IV.8})$$

Un " k " élevé peut provoquer le phénomène de chattering qui peut être réduit en remplaçant la fonction relais par une fonction continue (lisse), définie par (IV.7) où  $\lambda$  est un paramètre définissant le degré d'atténuation des oscillations.

$$U_n = K \cdot \frac{S(x)}{|S(x)| + \lambda} \quad (\text{IV.7})$$

La solution la plus simple est de choisir  $u_n$  sous la forme de relais (Figure IV.3). Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit :

$$u_n = K \cdot \text{sign}(S(X)) \quad (\text{IV.10})$$

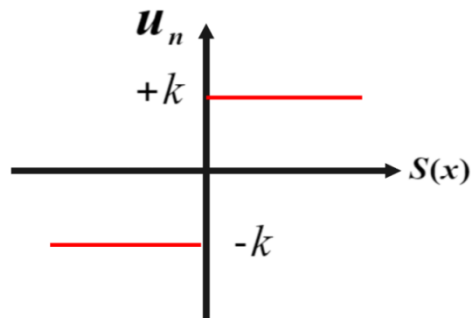


Figure IV.2 : représentation de la fonction sign

A partir de deux équations (IV.7) et (IV.10) on trouve :

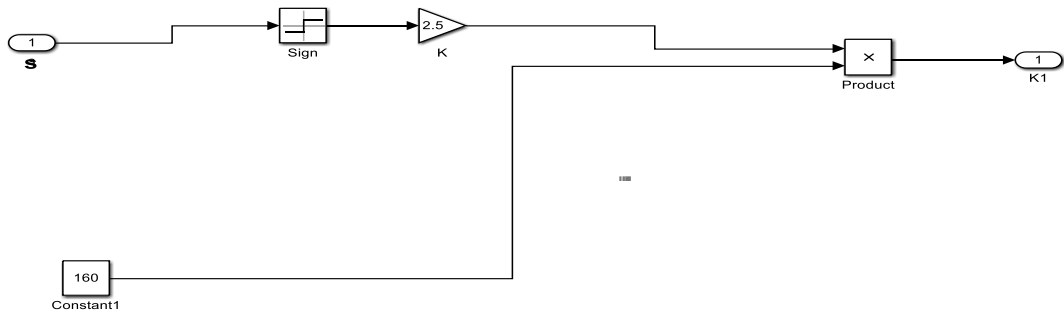
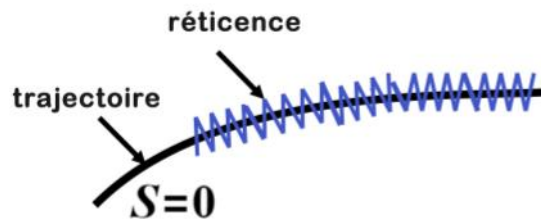


Figure IV.3 : structure .de commande par mode glissant 1

### IV 3.2. Le broutement (chattering)

La résolution de cette problématique est d'une importance capitale car elle constitue actuellement l'obstacle principal à l'avancement de la commande par mode glissant. L'aspect discontinu de l'action de commande, en raison de la fréquence de commutation (causée par les retards des relais et les faibles constants de temps des actionneurs), ne permet pas d'obtenir un mode glissant idéal : des oscillations de haute fréquence se produisent autour du point d'équilibre. Ce phénomène de broutement ou chattering peut compromettre le fonctionnement du circuit de puissance. Les principales causes de ce phénomène sont les limitations des actionneurs et les retards de

commutation au niveau de la commande. Ces commutations nuisent à la précision de la commande et peuvent être préjudiciables aux organes de commande en entraînant une détérioration prématurée des systèmes mécaniques et une élévation de la température dans les systèmes électriques (ce qui entraîne une perte d'énergie non négligeable). [44]



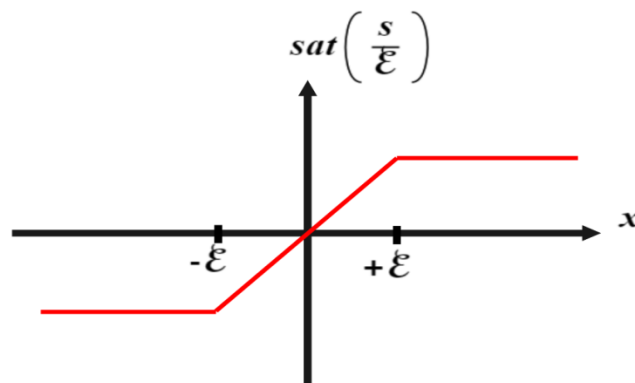
**Figure IV.4** phénomène de broutement

**IV.3.3. Solutions pour atténuer le phénomène de réticence**

De nombreuses solutions ont été proposées afin de réduire ou d'éliminer ce phénomène, telles que la solution de couche limite, le fuzzy sliding mode, le mode glissant d'ordre supérieur, l'approche "approximation law", etc.

**IV.3.3. 1 Solution de couche limite :**

Cette solution, appelée "boundary layer solution" ou solution de couche limite, vise à remplacer la fonction signe par une approximation continue de type grand gain, mais seulement à proximité de la surface. Parmi les différentes fonctions utilisées, on peut mentionner la fonction de saturation :



**Figure IV.5** fonction de saturation

$$\mathit{sat}(s) = \begin{cases} \frac{s}{\epsilon} & \text{si } \left| \frac{s}{\epsilon} \right| \leq 1 \\ \mathit{sign}(s) & \text{si } \left| \frac{s}{\epsilon} \right| > 1 \end{cases} \quad (\text{IV. 11})$$

$\epsilon$  : Largeur du seuil de la fonction de saturation.

D'autres fonctions existent telles que les fonctions,  $\tan h\left(\frac{s}{\varepsilon}\right), 2\pi \arctan\left(\frac{s}{\varepsilon}\right) \dots$

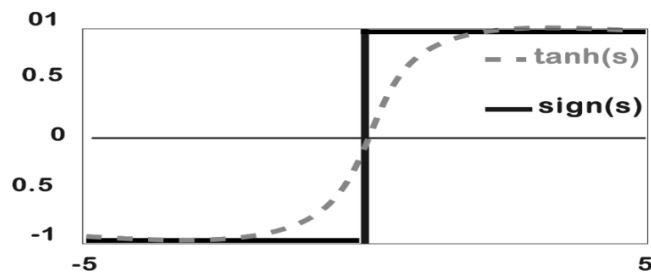


Figure IV.6 : fonctions tangente hyperbolique

Le système ne converge plus directement vers la valeur souhaitée, mais vers un voisinage de celle-ci, ce qui est appelé régime pseudo-glissant. Bien que cela permette de réduire le phénomène de réticence, la précision par rapport à l'objectif fixé, la robustesse de la commande et le temps de réponse en sont affectés négativement. Cette méthode est paramétrée par une constante positive  $\varepsilon$ , ajustée pour trouver un compromis optimal entre la réduction du chattering et la préservation de la robustesse. Dans les approches présentées ici, plus  $\varepsilon$  est petit, plus l'approximation se rapproche de la fonction signe, ce qui améliore la robustesse, mais au détriment de la réduction du chattering

### IV.3.3. 2 Solution par des lois d'approche

Par ailleurs, une approche intéressante consiste à concevoir des lois de convergence non linéaires permettant une adaptation dynamique d'une composante de la commande en fonction de la variation de la fonction de glissement. Ainsi, lorsque le vecteur d'état s'éloigne de la surface de glissement, cette composante devient plus importante et tend à ramener le vecteur vers la surface, et vice versa. Par conséquent, il est théoriquement possible de réduire les commutations à haute fréquence en régime établi, sans affecter le temps de convergence ni l'erreur de poursuite du système. Gao et Hung ont proposé deux lois d'atteinte possibles pour réduire les commutations. La première loi d'atteinte inclut un terme proportionnel à la fonction de glissement, ce qui permet au système d'atteindre plus rapidement la surface de glissement lorsque celui-ci s'en éloigne. De plus, ce terme proportionnel réduit la charge de la partie discontinue  $\text{sign}(S)$  et contribue ainsi à réduire les commutations dans la commande. Cette loi d'atteinte est donnée par :

$$\dot{s} = -\alpha \cdot \text{sign}(s) - Q \cdot s \quad (\text{IV.12})$$

Dans la deuxième loi de convergence figure une puissance fractionnaire de la fonction de glissement qui multiplie le signe de celle-ci, comme suit :

$$\dot{s} = -\alpha|s|^p \text{sign}(s) \quad (\text{IV.13})$$

Où  $p$  est un réel strictement compris entre 0 et 1. Il est par ailleurs démontré par Gao et Hung que la loi de convergence engendre un temps d'atteinte fini de la surface de glissement.

#### IV.3.4. Solution par des modes glissants d'ordre supérieur :

Les modes glissants d'ordre supérieur ont été développés pour résoudre le problème du chattering tout en préservant les propriétés de convergence en temps fini et de robustesse des commandes par modes glissants classiques. Dans cette approche, le terme discontinu n'est plus directement présent dans l'expression de la commande synthétisée, mais dans l'une de ses dérivées supérieures, ce qui permet de réduire le chattering.

##### IV.3.4.1 Principe des modes glissants d'ordre supérieur :

Durant le régime glissant, les discontinuités appliquées à la commande peuvent entraîner un phénomène de broutement appelé chattering. Ce dernier se caractérise par de fortes oscillations des trajectoires du système autour de la surface de glissement. Afin d'éliminer cet inconvénient et en même temps sauvegarder les propriétés principales du mode glissant d'ordre un (convergence en temps fini et robustesse), plusieurs solutions ont été proposées. Le moyen le plus intéressant consiste en l'application des modes de glissements d'ordre supérieur.

Cette stratégie est basée sur le calcul des dérivées successives de la surface de glissement  $S$  le long d'une trajectoire d'un système discontinu, elle aboutit à un ordre donné à une discontinuité. Il est alors possible de classifier les régimes glissant d'ordre supérieur par le numéro de rdérivées successives de la surface  $S^r$ , tel que est l'ordre de glissement. Le  $r$ -ème ordre du système est déterminé par l'équation suivante

$$S = \dot{S} = \ddot{S} = \dddot{S} = \dots = S^{r-1} = 0 \quad (\text{IV.14})$$

Ce type de lois de commande est caractérisé par une commande discontinue qui agit sur les dérivées d'ordre supérieur de la variable de glissement au lieu de première dérivée et c'est l'inconvénient majeur des algorithmes d'ordre supérieur car le nombre d'informations nécessaires à connaître sur l'entrée augmente avec l'ordre du régime glissant. [45]

##### IV.3.4.2 Mode glissant d'ordre deux

Le principal avantage de la commande par modes glissants d'ordre deux est l'annulation du phénomène de chattering.



Son objectif est de générer un régime glissant d'ordre deux sur la surface de glissement sélectionnée  $S = 0$  et d'obtenir en temps fini  $S = \dot{S} = 0$ . Dans ce qui suit, nous allons décrire ces lois de commande de second ordre ( $r=2$ ), telles que les techniques de Twisting et Super Twisting. Ces algorithmes sont les plus utilisés dans la littérature, du fait qu'ils ont uniquement besoin de la connaissance de la surface  $S$ .

Figure IV.7 fait apparaître la trajectoire de convergence du système vers la surface  $S$ . [46]

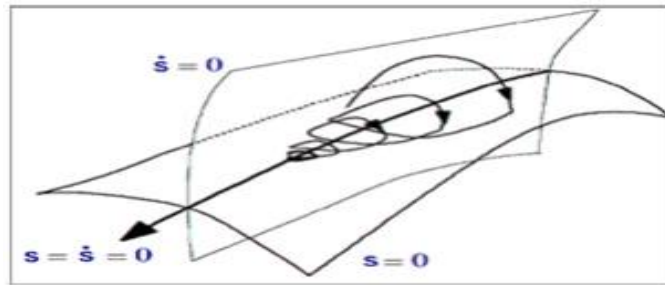


Figure IV.7 trajectoire du mode glissant d'ordre 2.

### IV.3.5 Quelques exemples de mode glissant de second ordre :

Les algorithmes modes glissants d'ordre 2 ont été développés pour résoudre des problèmes de commande robuste et de poursuite de trajectoire. Parmi ces algorithmes, trois sont mentionnés, à savoir l'algorithme du Twisting, l'algorithme du Super Twisting et l'algorithme du prescribed convergence law. [51]

#### 1. Algorithme du Twisting :

L'algorithme du Twisting est un algorithme de commande par mode glissant d'ordre 2. Il est utilisé pour stabiliser des systèmes non linéaires incertains ou soumis à des perturbations. L'idée principale de cet algorithme est de générer une trajectoire glissante dans l'espace d'état du système en utilisant une fonction de "twisting" qui dépend des erreurs de suivi de trajectoire. Cette trajectoire glissante est ensuite utilisée pour calculer une commande de correction permettant de ramener le système sur la trajectoire souhaitée

#### 2. Algorithme du Super Twisting :

L'algorithme du Super Twisting est une extension de l'algorithme du Twisting. Il est également utilisé pour stabiliser des systèmes non linéaires incertains ou perturbés. L'algorithme du Super Twisting utilise une fonction de "twisting" plus complexe que celle de l'algorithme du Twisting, ce qui lui permet de converger plus rapidement vers la trajectoire souhaitée. Il présente également des propriétés de robustesse accrues par rapport à l'algorithme du Twisting.

### 3. Algorithme du prescribed convergence law (Algorithme avec une loi de convergence prédéfinie) :

L'algorithme du prescribed convergence law est un autre algorithme de commande par mode glissant d'ordre 2. Contrairement aux deux précédents, cet algorithme utilise une loi de convergence prédéfinie pour spécifier la dynamique souhaitée du système en mode glissant. Cette loi de convergence prédéfinie permet de contrôler finement la manière dont le système converge vers la trajectoire désirée. Cela offre une flexibilité supplémentaire pour adapter l'algorithme à différents types de systèmes et de spécifications de convergence.

Ces algorithmes modes glissants d'ordre 2 sont des outils importants dans le domaine de la commande non linéaire et de la poursuite de trajectoire. Ils permettent de traiter des systèmes complexes tout en garantissant la stabilité et la robustesse face aux incertitudes et aux perturbations.

#### III.3.6 Choix du régulateur :

En régime permanent, la commande en mode glissant force l'état du système à respecter les conditions ci-dessus, c'est-à-dire ( $S = 0, \dot{S} = 0$ ). Habituellement, la loi de commande par mode glissant nécessite la mesure de la dérivée temporelle de la fonction de glissement, et fournit une forme discontinue, ce qui est parfois un inconvénient en raison du phénomène de claquement. La commande par mode glissant à super-twisting représente une alternative pour surmonter cette contrainte. En effet, elle fournit une sortie continue et ne nécessite que la mesure des fonctions de glissement. La sortie continue dans les trames dq ou abc est donc modulée à l'aide d'un PWM ou SVPWM avec une porteuse à fréquence fixe activer/désactiver l'onduleur à cinq niveaux. La loi de commande du super-twisting est donnée par la formule suivante: [51]

$$\begin{aligned} u_{dq} &= K_{p-dq} |S|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(S) + w_{dq} \\ \dot{w}_{dq} &= K_{i-dq} \text{sign}(S) \end{aligned} \quad (\text{IV.15})$$

Où  $K_{p-d}$  et  $K_{i-d}$  sont des vecteurs colonnes. Les entrées dans ces vecteurs sont respectivement les gains proportionnels et intégraux. Le schéma fonctionnel de ce régulateur est représenté dans la figure suivante :

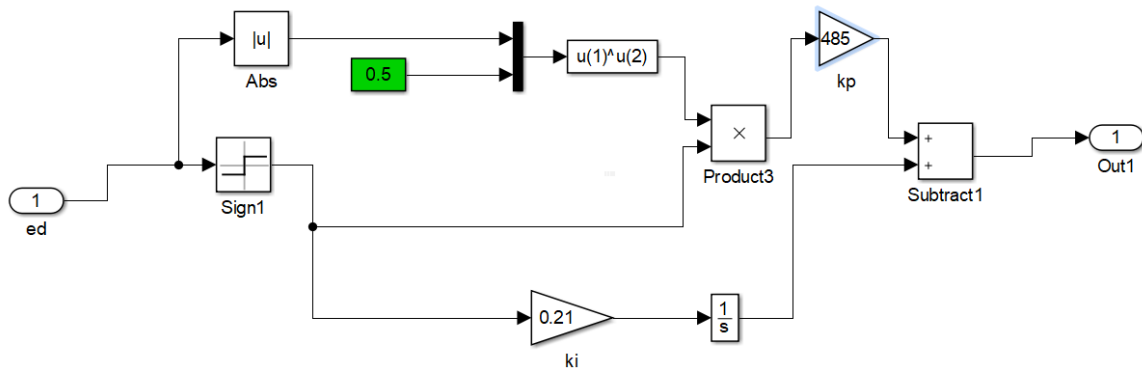


Figure IV.8 : Structure du régulateur du super-twisting.

Le régulateur se comporte comme un régulateur PI mais avec des gains non linéaires (à cause du signe (s)). Ces gains peuvent être déduits comme suit :

$$\begin{aligned}
 K_p(s) &= \frac{u_1}{s} = \lambda \frac{|s|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(s)}{s} \\
 K_i(s) &= \frac{\dot{u}_2}{s} = \alpha \frac{\text{sign}(s)}{s}
 \end{aligned}
 \tag{IV.16}$$

Où  $\alpha$  et  $\lambda$  sont des gains proportionnels et intégraux fixes.

**Conclusion :**

Dans ce chapitre, nous avons exposé le principe de la commande par modes glissants d'ordre 1 et 2. Cette approche vise à amener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement, puis à la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée. Ce processus se répète jusqu'à atteindre le point d'équilibre, ce qui engendre le phénomène de glissement et permet la conception du command.

## Chapitre V: Résultat de simulation

### V.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous faisons une simulation de filtre actif parallèle cinq niveau par des différent commandes linéaire (PI) et non linéaire (mode glissant 1et 2) pour trouver les meilleures performances de ce dernier et éliminer les harmonique au réseau électrique.

### V.2 simulation du système sans filtre

Dans le but de résoudre le problème de l'influence des charges non linéaires sur les courants de source, on opte pour la simulation que nous allons exposés dans cette partie.

La figure suivante représente le schéma de simulation avec MATLAB/Simulink de l'ensemble réseau électrique, charge non linéaire et sans filtre actif.

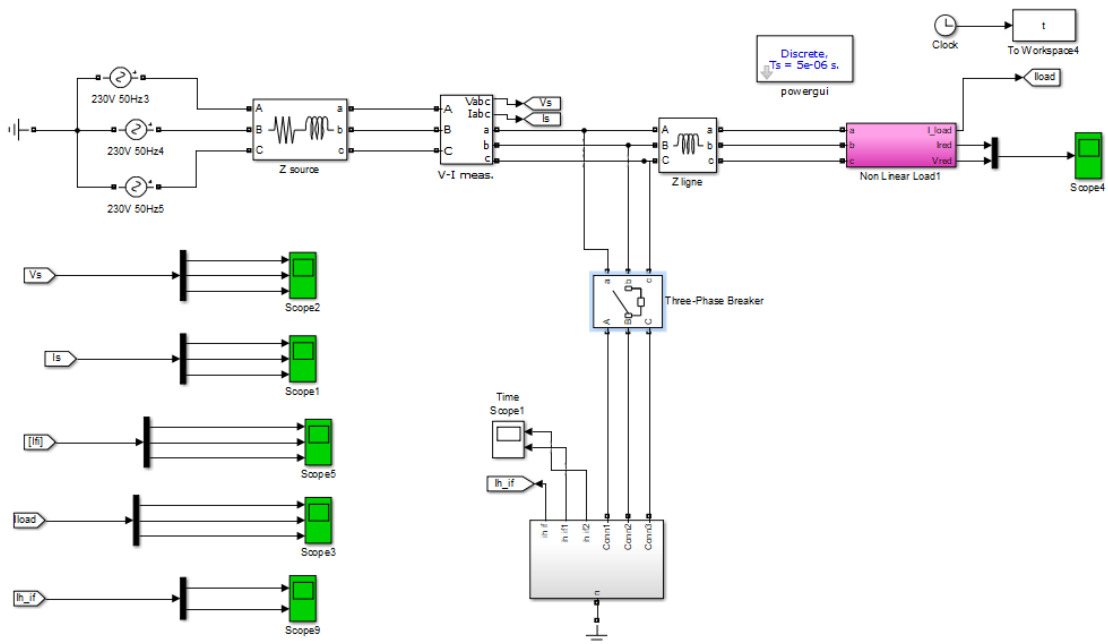


Figure V.1:schéma de simulation sans filtre.

-Les paramètres de système :

grandeur	$R_s(m\ \Omega)$	$L_s(mH)$	$V_s(v)$	$f(H)$	$L_c(mH)$	$R_L(\Omega)$	$L_L(mH)$
valeur	25	19.4	230	50	1.5	6.5	20

Tableau V.1: Les paramètres de système sans filtre

-les grandeurs de système simulé :

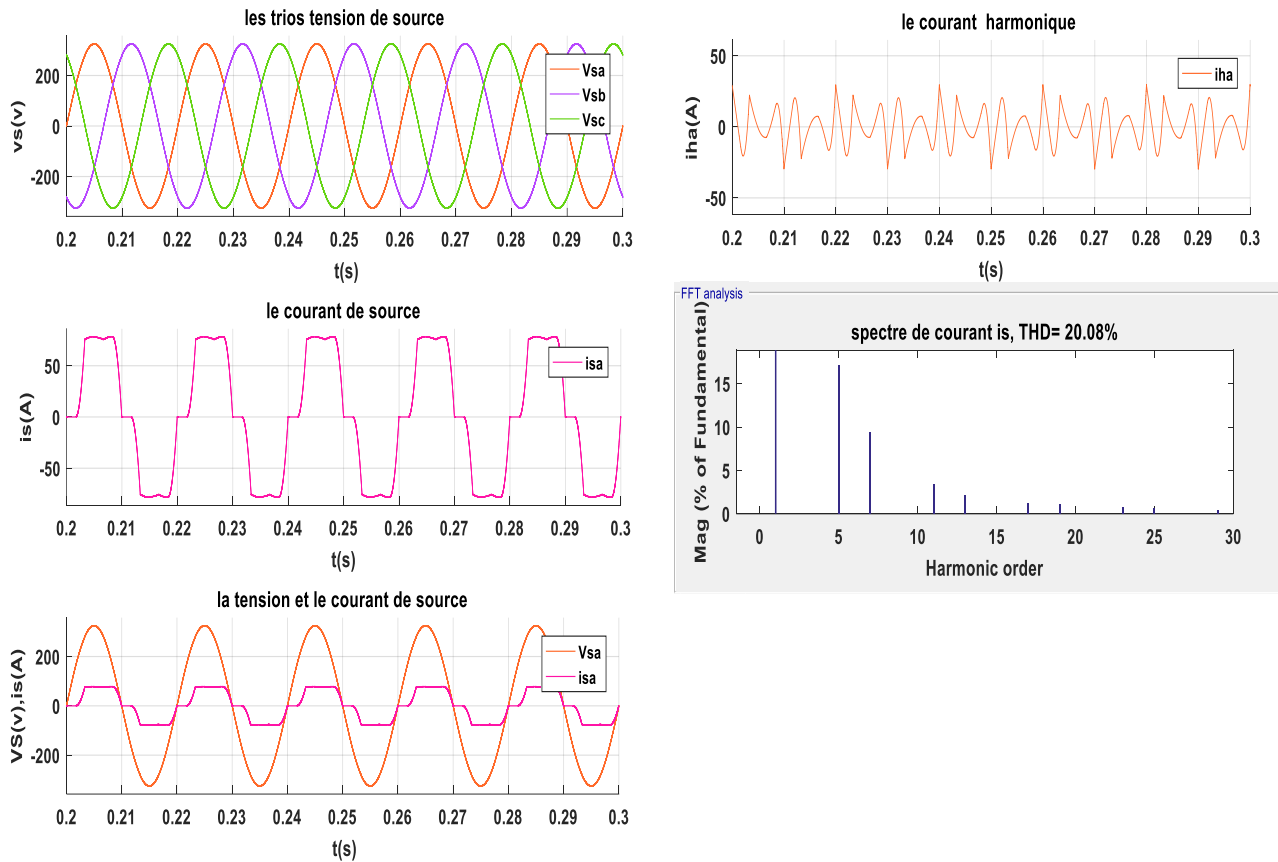


Figure V.2 : la tension et le courant de source et spectre de courant  $i_s$  et

Courant harmonique sans FAP

**Remarque :**

La Figure VI.2 représente la forme de la tension et le courant de source et spectre de courant  $i_s$  et Courant harmonique sans **FAP** on remarque :

- La tension reste à sa valeur nominale.
- Le courant de source est le même que celui de la charge avant compensation.
- THD=20.08% cette valeur est élevée et qui dépasse les limites de la normalisation.

VI.2. simulation du système après filtre :

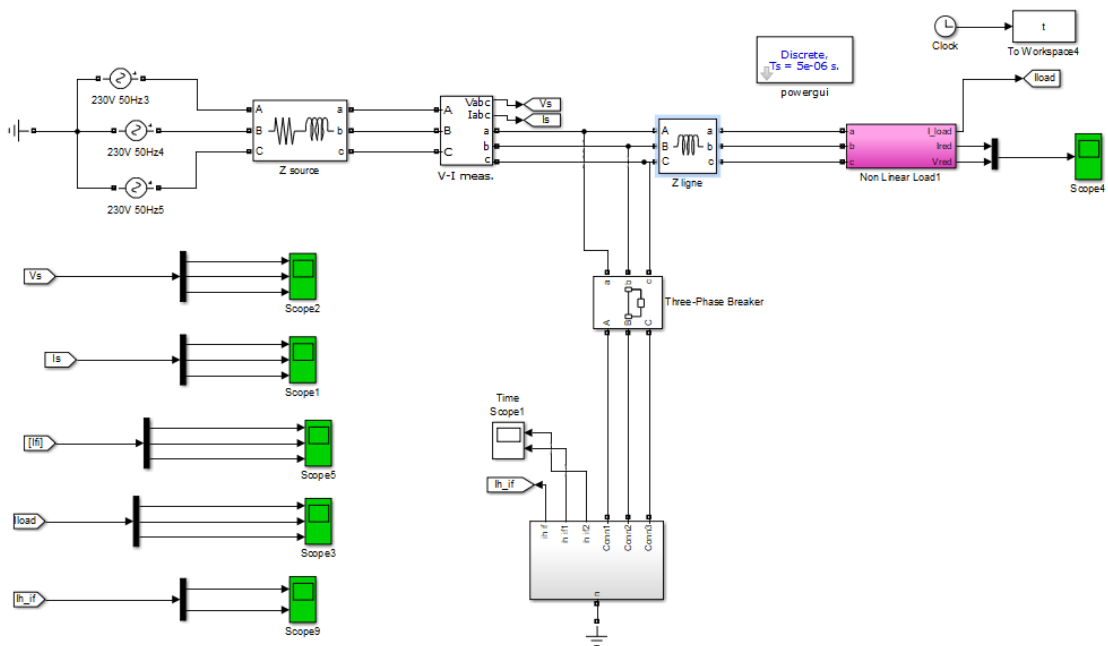


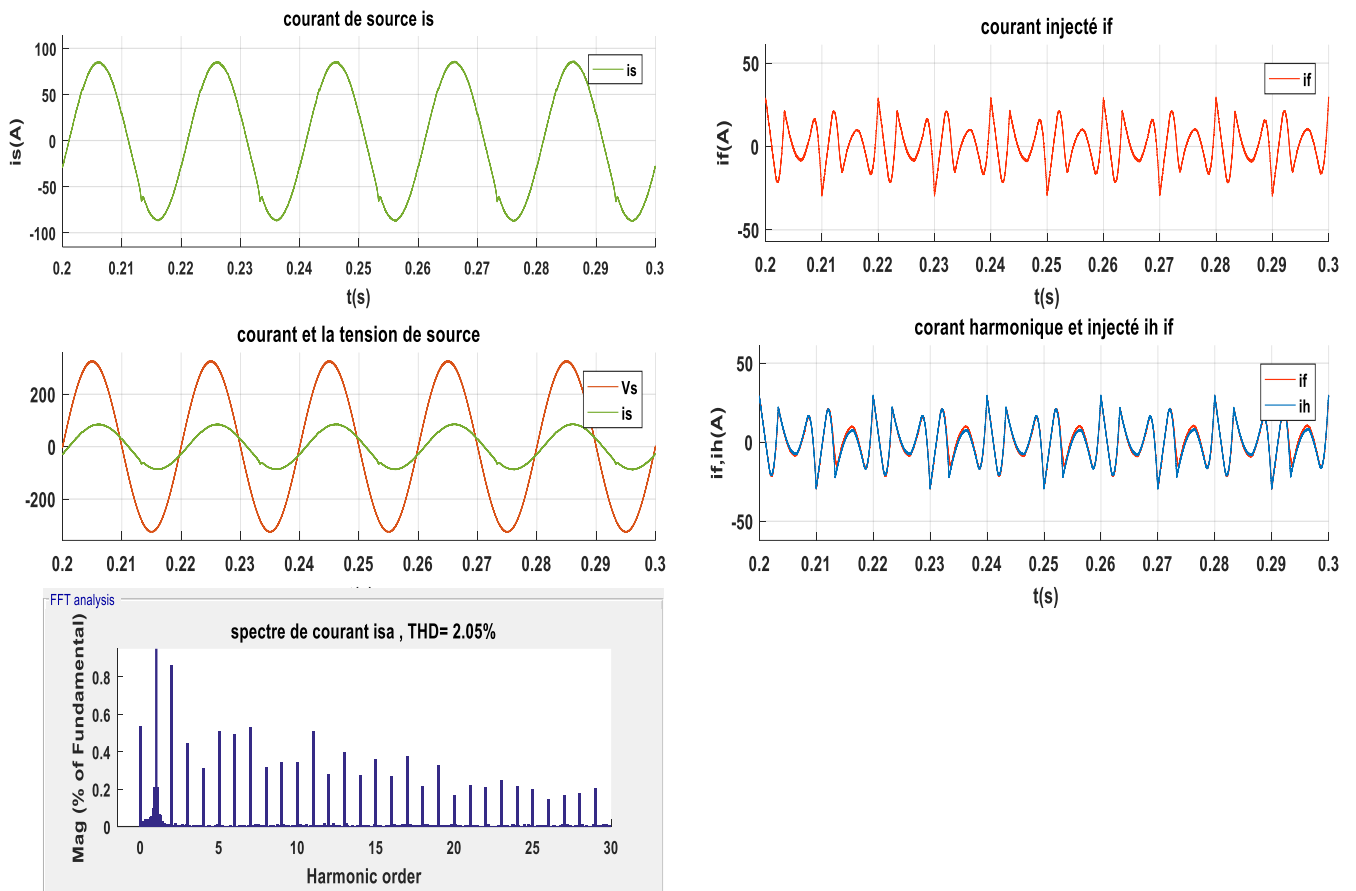
Figure V.3 : schéma de simulation avec FAP cinq niveaux.

-Les paramètres de système :

Paramètres de simulations	Valeur numérique
Tension de source et fréquence	230 V ; 50H
Impédance de source( $R_s$ , $L_s$ )	25 m $\Omega$ ;19.4 mH
Impédance de ligne (LL)	1.5 mH
Charge ( $R_c$ , $L_c$ )	6.5 $\Omega$ ;20 mH
Tension Vdc	210v
Filtre de sortie Lf	1.3 mH

Tableau V.2: Les paramètres de système

V.2.1 utilisé régulateur PI :



**Figure V.4 :** la tension et le courant de source et spectre de courant  $i_s$  et Courant harmonique et injecté avec FAP cinq niveaux commandé par PI

V.2.2. Utilisé la commande par mode glissant d'ordre 1 :

-les grandeurs de système simulé :

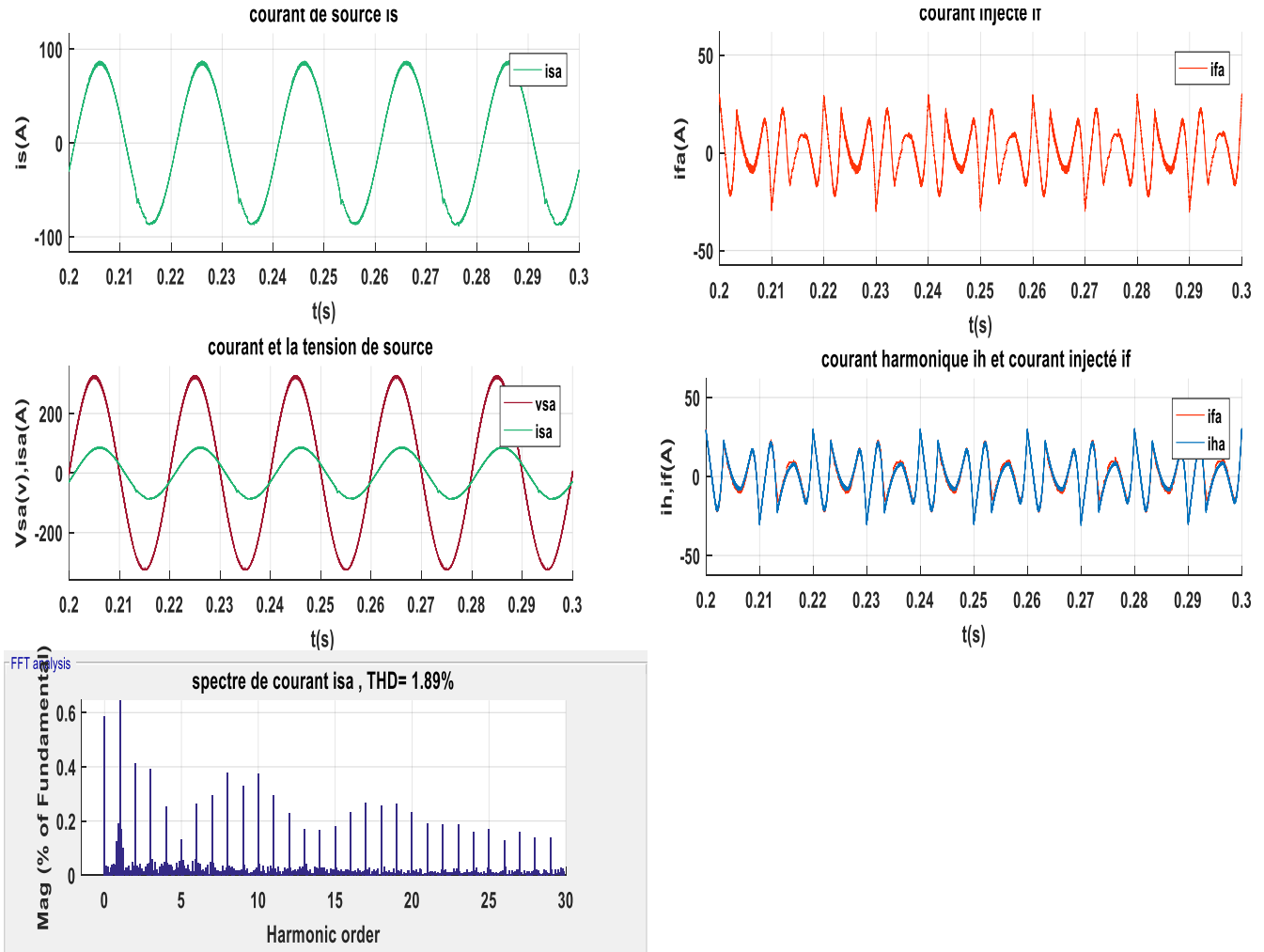


Figure V.5 :la tension et le courant de source et spectre de courant is et Courant harmonique et injecté avec FAP cinq niveaux commandé par mode glissant 1



V .2.3. Utilisé commande par mode glissant d'ordre deux :

-les grandeurs de système simulé :

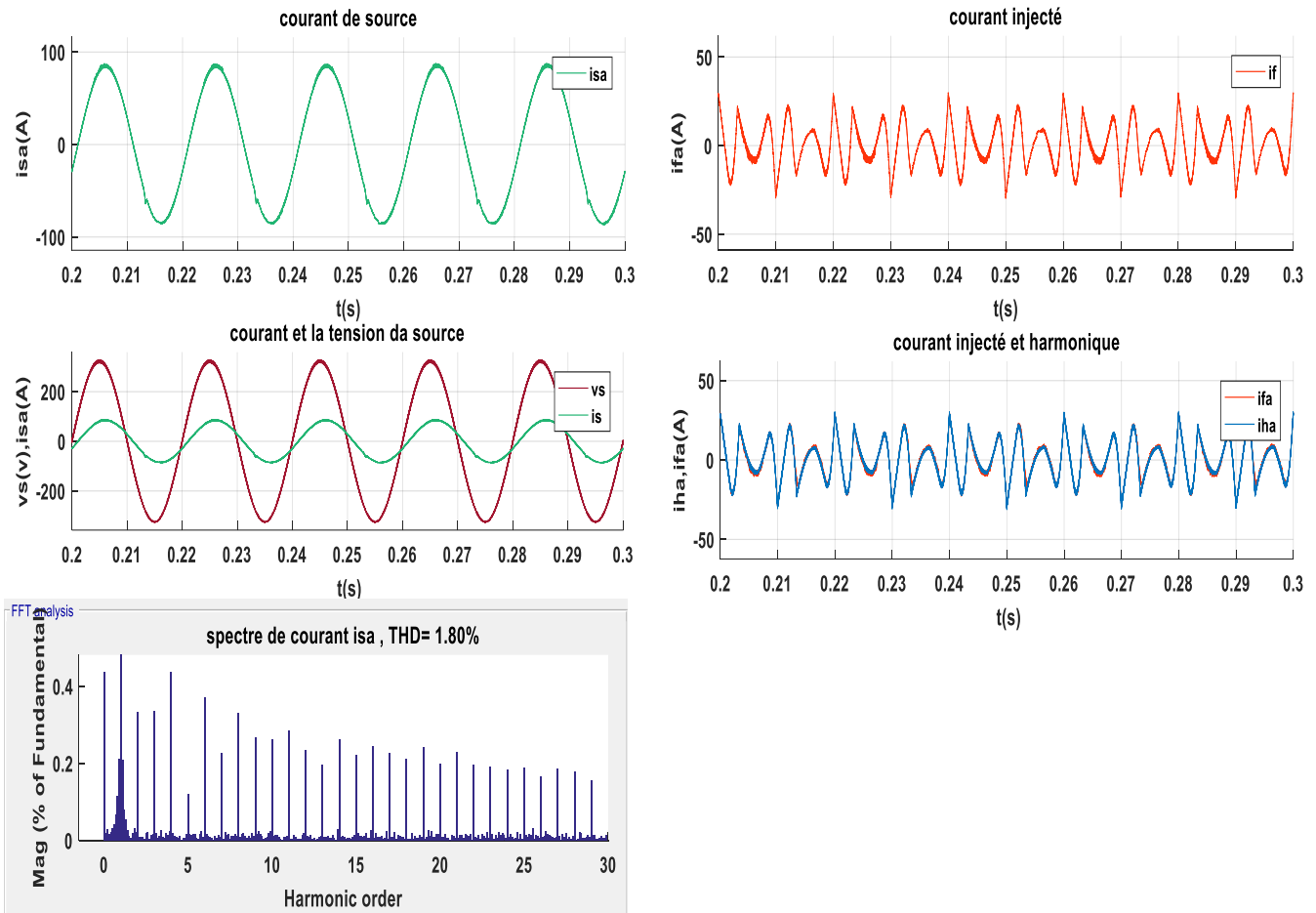


Figure V.6 : la tension et le courant de source et spectre de courant  $i_s$  et Courant harmonique et injecté avec FAP cinq niveaux commandé par mode glissant 2

Le Figure V.4 et Figure V.5 et Figure V.6 représentent la forme de la tension et le courant de source et spectre de courant  $i_s$  et Courant harmonique avec FAP on remarque :

- La tension reste à sa valeur nominale.
- Le courant de source prend l'allure d'une sinusoïde et une réduction des harmoniques mais la valeur de THD est changée par différent commande, alors que le THD=2.05% en pi, THD=1.89% au mode glissant 1 et THD=1.80%

On résumer les valeurs de simulation avec FAP dans ce tableau :

Type de commande	PI	Mode glissant ordre 1	Mode glissant ordre 2
THD(%)	2.05	1.89	1.80

**Tableau V.3:** la valeur de THD avec filtre par différent commande.

### Conclusion

Ce dernier chapitre est dédié à la simulation de la commande par mode glissant d'ordre deux d'un filtre actif parallèle à cinq niveaux, et à sa comparaison avec la commande par mode glissant d'ordre un et la commande PI. Cette méthode de commande a démontré son efficacité dans la régulation du filtre actif parallèle à cinq niveaux, en fournissant de bons résultats en termes de THD (Taux d'Harmoniques Distordus) du courant côté source.

### Conclusion générale

Dans un réseau de distribution, diverses charges sont connectées, qu'elles soient linéaires ou non linéaires, équilibrées ou déséquilibrées. Parmi ces charges, les charges non linéaires basées sur l'électronique de puissance constituent la principale source de perturbations dans le réseau de distribution. Ces charges génèrent un courant déformé, c'est-à-dire un courant qui n'est pas proportionnel à la tension sinusoïdale.

Dans cette étude, une analyse et une simulation ont été réalisées sur le filtre actif parallèle multi-niveaux commandé par une commande non linéaire par mode glissant. L'objectif de ce filtre est de dépolluer le réseau électrique en atténuant les perturbations générées par les charges polluantes. Pour ce faire, le mémoire est divisé en cinq chapitres, qui sont les suivants :

Dans le premier chapitre, nous avons présenté les sources de perturbations, leurs origines ainsi que leurs impacts sur le réseau et les équipements électriques, comme on a présenté les solutions envisageables pour réduire leurs effets et les éliminer. Parmi les solutions proposées, le filtrage actif qui est une nouvelle solution pour la dépollution harmonique

Dans le Deuxième chapitre, nous avons examiné la modélisation et simulation d'un onduleur à cinq niveaux avec une structure NPC. Nous avons présenté un modèle pour cet onduleur, ainsi que les commandes complémentaires optimales et les matrices de transfert en utilisant les fonctions de connexion.

Le troisième chapitre nous avons étudié le filtre actif parallèle multi-niveaux, sa structure générale en présentant sa partie puissance et commande ainsi que son principe de fonctionnement et une modélisation pour ce filtre.

Le quatrième, nous avons exposé le principe de la commande par modes glissants d'ordre 1 et 2. Cette approche vise à amener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement, puis à la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée. Ce processus se répète jusqu'à atteindre le point d'équilibre, ce qui engendre le phénomène de glissement et permet la conception de la commande.

Le dernier chapitre a été dédié à la simulation de la commande par mode glissant d'ordre deux d'un filtre actif parallèle à cinq niveaux, et à sa comparaison avec la commande par mode glissant d'ordre un et la commande PI. Cette méthode de commande a démontré son efficacité dans le contrôle du filtre actif parallèle à cinq niveaux, en fournissant de bons résultats en termes de THD du courant côté sourc

## Référence bibliographique

- [1] Boucif, A. (2014). Filtrage actif d'un réseau Électrique (Master's thesis).
- [2] H.Sasaki, T. Machida. (1970), A New Method to Eliminate AC Harmonic byMagnetic Compensation-Considerations on Basic Design, IEEE Trans.on PowerAp-paratus and Syst., vol.90, no.5, pp.2009-2019.
- [3] Bouhouta, A.(2022).Amélioration de la Qualité de l'Énergie Électrique Par des Convertisseurs Statiques Associés Aux Générateurs Photovoltaïques
- [4] Chaoui, A. (2018). Filtrage actif triphasé pour charges non linéaires (Doctoral dissertation).
- [5] Moussa,O. (2016). Etude des harmoniques et techniques de commandes du filtre actif (Doctoral dissertation, Université de Batna 2).
- [6] Bouhouta, A.(2022).Amélioration de la Qualité de l'Énergie ÉlectriquePar des Convertisseurs Statiques Associés Aux Générateurs Photovoltaïques
- [7] Djefal, E. H. (2016). Propagation des harmoniques dans un réseau électrique doté de componsation statique
- [8] Gheraissa ,A and Rehouma, M and Baci,Y.2022 . Amélioration de la qualité d'énergie électrique par un filtre actif parallèle a trois fils. Université Echahid Hamma Lakhdar d'El Oued
- [9] Boudellioua, F., & Melit, M. E. (2021). Caractérisation des perturbations affectant la qualité d'énergie électrique: cas des creux de tension (Doctoral dissertation, Université de Jijel).
- [10] Nanga Ndjana, H. J. (2005). Système auxiliaire de compensation de creux de tension (Doctoral dissertation, Université du Québec à Trois-Rivières).
- [11] GATTAL, B. (2012). Méthodes d'analyse des perturbations électriques dans la qualité de l'énergie électrique en utilisant des nouvelles techniques pour l'application aux creux de tension (Doctoral dissertation, Université de Batna 2).
- [12] Kebiri, S. (2009). Modélisation et simulation d'un filtre actif multiniveaux (Doctoral dissertation, Université Mouloud Mammeri).
- [13] Hayette, M. (2019). Contribution à l'Etude des Filtres Actifs dans les Réseaux Electriques à Basse Tension (Doctoral dissertation, Université de Annaba).
- [14] Contribution à l'amélioration de l'énergie électrique (Doctoral dissertation, Université Frères Mentouri-Constantine 1).
- [15] Morsli, A. (2018). Réduction de la pollution des réseaux électriques basses tensions fondée sur les compensateurs actifs: théorie et réalisation (Doctoral dissertation).
- [16] Gaouar, F., Choudira, I., & OULD DJE, S. (2010). Commande d'un filtre actif série (Doctoral dissertation, UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF-M'SILA).

- [17] Ghadbane, I. (2016). Etude Et Réalisation D'un Filtre Actif Parallèle En Utilisant Différentes Stratégies De Contrôle (Doctoral dissertation, Université Mohamed Khider-Biskra).
- [18] Bounab, T. (2016). Commande Prédicative d'un Filtre Actif Parallèle.
- [19] Abdusalam, M. M. (2008). Structures et stratégies de commande des filtres actifs parallèle et hybride avec validations expérimentales. These de doctorat, Université Henri Poincaré-Nancy-I-France, 29.
- [20] Hayette, M. D. K. (2019). Contribution à l'Etude des Filtres Actifs dans les Réseaux Electriques à Basse Tension (Doctoral dissertation, Université de Annaba).
- [21] Daoudi, L .Noune , M.(2019). Commande Directe De Puissance (DPC) D'un Filtre Actif Parallèle Associé A Un Système Photovoltaïque. (Université Echahid Hamma Lakhdar d'El Oued ).
- [22] Amar, O. (2007). Simulation d'un filtre actif parallèle de puissance pour la compensation des harmoniques de courant. These, UNIVERSITE BADJI MOKHTAR ANNABA.
- [23] Kebiri, S. (2009). Modélisation et simulation d'un filtre actif multiniveaux (Doctoral dissertation, Université Mouloud Mammeri).
- [24] Bouhabila, M. S., & Allag, H. E. (2018). Commande avancée d'un filtre actif parallèle (Doctoral dissertation, Université de Jijel).
- [25] Magraoui, M. (2007). Validation de techniques de commande d'un filtre actif parallèle (Doctoral dissertation, École de technologie supérieure).
- [26] Salah, Okba, & Walid, Beddia. (2019). Etude et réalisation d'un onduleur de tension triphasé à MLI (Doctoral dissertation, UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF-M'SILA).
- [27] Karimi, S. (2009). Continuité de service des convertisseurs triphasés de puissance et prototypage" FPGA in the loop": application au filtre actif parallèle. H. Poincaré, Nancy-I.
- [28] Bounab, T. (2016). Commande Prédicative d'un Filtre Actif Parallèle.
- [29] Hadjer Yasmine, Boufeninza, A., & Yacef, R. E. (2021). Modélisation et simulation d'un filtre actif parallèle optimisé par l'essaim particulaire (Doctoral dissertation, Université de Jijel).
- [30] Gheraissa ,A and Rehouma, M and Baci, Y.2022 . Amélioration de la qualité d'énergie électrique par un filtre actif parallèle a trois fils. Université Echahid Hamma Lakhdar d'El Oued
- [31] Ghadbane, I. (2016). Etude Et Réalisation D'un Filtre Actif Parallèle En Utilisant Différentes Stratégies De Contrôle (Doctoral dissertation, Université Mohamed Khider-Biskra).
- [32] REGUIG, N. (2018). Etude et Simulation d'un Filtre Actif de Puissance (Doctoral dissertation, Université Mohamed Boudiaf-M'sila).

[33] BRIGHEN, Haroun, and Safouane HALAIMIA. Etude et analyse de la commande des onduleurs Multi-niveaux par MLI sinusoïdale. Diss. 2016.

[34] Fellague chaba and fellag amine «étude et simulation d'un filtre actif parallèle multi-niveau » université saade dahlab de blida , 2018

[35] Abdallah, Mansouri ,Commande des Onduleurs Multiniveaux. Diss. UNIVERSITE DE MOHAMED BOUDIAF M'SILA FACULTE DE TECHNOLOGIE, 2016.

[36] ABDELKRIM, Abdelatif. Etude et simulation d'un onduleur de tension pont en H multi-niveaux en cascade. Diss. 2021.

[37] RJEM, FETHI, and ABDELGHANI LECHAB. Commande d'ondeur Multiniveaux Asymétrique application à la conduite de la machine asynchrone double étoile. Diss.

[38] Chibani, R. (2007). Application de l'automatique aux cascades à onduleurs à cinq niveaux à structure NPC (Doctoral dissertation).

[39] Boulkhrachef, S. (2001). Analyse et commande d'un onduleur à cinq niveaux à structure NPC (Doctoral dissertation).

[40] BADRA, Mohamed Saleh. Commande par mode glissant d'un filtre actif parallèle à quatre bras. Diss. Université Mohamed Boudiaf-M'Sila,2012.

[41] Commande par mode glissant d'ordre supérieur d'une chaîne de conversion d'énergie éolienne

Hamici islam Et Remita yaaqoub

[42] GHADBANE, Ismail. Commande d'un filtre actif triphasé parallèle par différents régulateurs. Diss. Université Mohamed Khider Biskra., 2011.

[43] El Arabi, Rahma, Latifa Dahdi, and Ibrahim Yaichi. Commande par mode glissant de MADA utilisé pour la production de l'énergie électrique. Diss. Université Ahmed Draia Adrar , 2018 ,.

[44] Ahmed Yahia, S. (2017). Commande par mode glissant d'ordre supérieur d'un robot planaire à quatre câbles (Doctoral dissertation).

[45] Malika, B., & Souad, H. (2016). Commande par mode glissant d'ordre deux d'un pendule inversé (Doctoral dissertation, Université Mouloud Mammeri).

[46] Bounasla, N. (2018). Commande par mode de glissement d'ordre supérieur de la machine synchrone à aimants permanents (Doctoral dissertation).

- [47] Chibani, R. (1999). Modélisation et commande d'un onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC: application à la conduite d'une machine synchrone à aimants permanents (Doctoral dissertation).
- [48] Ameer, R., & Lourci, N. (1998). Modélisation et commande d'un onduleur à cinq niveaux à structure NPC (Doctoral dissertation).
- [49] Lamari, N., Hamoudi, F., & Ouaribi, D. (2021). Commande par mode glissant d'un filtre actif multi niveaux de type T (Doctoral dissertation, Université abderrahmane mira-Béjaia).
- [50] Noureddine, H. (2010). Etude Comparative des Techniques de Filtrage des Harmoniques de Courant. Mémoire de Magister, Université FERHAT ABBAS–SETIF
- [51] Lamari, Nassima, Farid Hamoudi, and Dyhia Ouaribi. Commande par mode glissant d'un filtre actif multi niveaux de type T. Diss. Université abderrahmane mira-Béjaia, 2021.