

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

UNIVERSITE BADJI MOKHTAR- ANNABA

BADJI MOKHTAR – ANNABA UNIVERSITY



جامعة باجي مختار عنابة

*Faculté : Technologie*

*Département : Électrotechnique*

*Domaine : Sciences et Technologies*

*Filière : Électrotechnique*

*Spécialité : Commande électrique*

## Mémoire

Présenté en vue de l'obtention du Diplôme de Master

### Thème

**ETUDE PAR SIMULATION D'UN FILTRE ACTIF TRIPHASE  
SHUNT A BASE D'ONDULEUR MULTINIVEAUX**

### Présenté par:

- HALMI Hayet
- BEDBOUDI Asma

Encadrant : MERABET LEILA

MCA

Université Badji Mokhtar Annaba

### Jury de Soutenance :

BENAMIMOUR Tarek	MCB	UNIVERSITE BADJI MOKHTAR- ANNABA	Président
MERABET Leila	MCA	UNIVERSITE BADJI MOKHTAR- ANNABA	Encadrant
KELAIAIA Mounia Samira	Prof	UNIVERSITE BADJI MOKHTAR- ANNABA	Examineur

Année Universitaire : 2023/2024

## **Résumé**

Ce travail est une validation par simulation d'un filtre actif parallèle destiné à la compensation des harmoniques de courant générés par les charges non linéaires dans un réseau basse tension. Deux topologies d'onduleurs constituant le FAP sont proposées et comparées. La 1<sup>ère</sup> configuration est à base d'onduleur à deux niveaux, la 2<sup>nd</sup> est à base d'onduleur trois niveaux. Les deux structures sont comparées. La commande du FAP est basée sur la méthode des puissances instantanées PQ. Une boucle de régulation de la tension du bus continu à base de la logique floue est ajoutée afin d'améliorer les performances du FAP.

**Mots-clés :** harmoniques, filtre actif parallèle, onduleur trois niveaux, THD, commande floue, simulation.

## **Abstract:**

This work is a validation by simulation of a parallel active filter in order to compensate current harmonics generated by non-linear loads in a low voltage network. Two inverter topologies forming the PAF are proposed and compared. The 1st configuration is based on a two-level inverter, the second configuration is based on a three-level inverter. The two structures are compared. The PAF control is based on the instantaneous power method PQ. A DC bus voltage regulation loop based on fuzzy logic is added to improve the performance of the PAF.

**Keywords:** harmonics, parallel active filter, three-level inverter, THD, fuzzy control, simulation.

## **المخلص:**

تم في هذا البحث استخدام نموذج محاكاة لمرشح نشط متوازي مخصص لتعويض توافقيات التيار الكهربائي الناتجة عن الأحمال غير الخطية في شبكة الجهد المنخفض. تم اقتراح ومقارنة نوعان من العاكسات المناسبة للمرشحات الفعالة، الأول عبارة على عاكس ثنائي المستوى، والثاني عاكس ثلاثي المستويات. التحكم في المرشحات الفعالة اعتمدت على طريقة الطاقة اللحظية، وفي الأخير لتحسين أداء المرشحات الفعالة تمت اضافة حلقة تنظيم جهد ناقل التيار المستمر استنادًا إلى المنطق الغامض.

الكلمات المفتاحية: التوافقيات، المرشح الفعال المتوازي، العاكس ثلاثي المستوى، عامل التشوه الكلي، التحكم الضبابي، المحاكاة.

## *Remerciements*

*A l'issue de ce travail nous tenons à adresser nos reconnaissances  
et nos remerciements à tous ceux qui ont contribué  
à l'accomplissement de cette thèse.*

*Tout d'abord, nous tenons à remercier vivement les membres de jury pour  
avoir accepté d'évaluer ce travail :*

*Monsieur **BENAMIMOUR TAREK**, d'avoir accepté de juger notre  
travail et de présider le jury de soutenance de cette thèse.*

*Madame **KELALIA MOUNIA SAMIRA** pour avoir accepté d'être  
examinateur de cette thèse.*

*Nous tenons à remercier très chaleureusement madame  
«**MERABET LAILA**» notre encadreur, pour ses précieux conseils, son  
assistance et sa disponibilité.*

*Nos remerciements vont encore à nos enseignants du master2  
et à tout le personnel du département électrotechnique.*

*Enfin, nous remercions tous ceux qui, de près ou de loin, ont aidé  
à la réalisation de ce modeste travail.*

## *Dédicaces*

*Je dédie ce modeste travail à :*

*Mes chers parents qui m'ont toujours soutenu et encouragé.*

*Mon mari, Mes chères Enfants «Iyed» , «Lina», «Aya», «Ines»*

*ainsi que mes sœurs.*

*Notre encadreur madame «Merabet laïla»*

*Ma binôme Asma*

*Tous ceux qui me sont chers*

*et qui m'ont aidé de près ou de loin.*

*Hayet*

## *Dédicaces*

*Je dédie ce modeste travail à :*

*Mes chers parents qui m'ont toujours soutenu et encouragé.*

*Mes frères «Abd El mouez» , «Ayoub», «Ilyes»*

*qui m'ont toujours soutenu et encouragé.*

*Toute ma grande famille ainsi que mes amies.*

*Notre encadreur madame Merabet laïla*

*Ma binôme Hayet*

*Tous ceux qui me sont chers*

*et qui m'ont aidé de près ou de loin.*

*Asma*

## *Sommaire*

Résumé .....	I
Remerciements.....	II
Dédicaces.....	III
Sommaire.....	V
Liste des figures .....	VIII
Liste des tableaux.....	X
Liste des acronymes .....	XI
Symboles .....	XII
Introduction générale .....	1
<b>CHAPITRE I : Harmoniques et qualité d'énergie.....</b>	<b>4</b>
Introduction : .....	4
I.1- Indices de la qualité d'énergie.....	4
I.1.1- Fluctuations de tension .....	5
I.1.2- Variation de la fréquence de l'alimentation .....	5
I.1.3- Déséquilibre de tension triphasée.....	6
I.1.4- Harmoniques .....	6
I.1.5- Creux et coupures de tension brèves .....	7
I.1.6- Surtensions .....	7
I.2- Normes et recommandations pour la limitation des harmoniques.....	8
I.3- Inter harmoniques et infra- harmoniques.....	8
I.4 - Grandeurs Caractérisant la pollution harmonique.....	9
A. Représentation de Fourier .....	9
B. Rang de l'harmonique, Spectre de fréquence, Taux de distorsion.....	10
C. Facteur de puissance.....	10
I.5 - Classification des harmoniques .....	11
I.6 - Sources d'harmoniques .....	11
I.6.1- Les charges industrielles.....	11
I.6.2- Les charges domestiques .....	13

I.7- Les niveaux d'harmoniques.....	14
I.8- Effets des harmoniques sur les différents appareillages .....	14
1. Effets instantanés .....	14
2. Effets à terme .....	15
I.9- Réduction des harmoniques .....	16
I.10- Filtrage des harmoniques .....	17
A. Filtrage passif .....	17
B. Le filtrage actif .....	19
I.11- Configurations des filtres actifs.....	20
A. Le filtre actif parallèle (F.A.P) .....	20
B. Le filtre actif série (F.A.S) .....	20
C. La combinaison parallèle-série actifs (UPQC) .....	21
D. Combinaison hybride active et passive .....	21
Conclusion .....	22
<b>CHAPITRE II : Modélisation et simulation du fap à deux niveaux .....</b>	<b>24</b>
Introduction.....	24
II.1- Constitution du filtre actif parallèle.....	24
II.1.1- La partie puissance.....	24
II.1.2- La partie contrôle -commande .....	25
II.2- Modélisation du FAP .....	25
II.3- Identification des courants harmoniques par la méthode des puissances instantanées (bloc B)...	29
II.4- Génération des impulsions de commande (bloc C) .....	32
II.5- Simulation du FAP .....	33
II.6- Résultats de simulation .....	35
II.7- Interprétation des résultats de Simulation du FAP .....	38
Conclusion .....	38
<b>CHAPITRE III : Modélisation et simulation du Fap à trois niveaux.....</b>	<b>40</b>
Introduction .....	40
III.2- Modélisation des onduleurs à trois niveaux NPC .....	41

A. Séquences de fonctionnement du NPC à trois niveaux.....	42
B. Hypothèses .....	43
C. Commande complémentaire pour l'onduleur à trois niveaux .....	43
D. Fonction de connexion .....	43
E. Tensions composées.....	43
F. Tensions simples .....	44
III.3- Commande MLI d'un onduleur NPC à trois niveaux .....	44
III.4- Résultats de simulation .....	44
III.5- Comparaison entre le filtre actif à trois niveaux et filtre actif à deux niveaux .....	46
<b>CHAPITRE IV : Commande floue du bus continu du FAP .....</b>	<b>50</b>
Introduction .....	50
IV.1- Régulation de la tension continue avec un PI classique .....	50
IV.2- Commande floue du bus continu de l'onduleur constituant le FAP.....	51
IV.3- Structure d'une commande floue .....	52
IV.6 - Régulation de la tension du bus continu du filtre actif parallèle .....	53
1. Fuzzification .....	53
2. Inférence et règles floues .....	54
3. Défuzzification .....	54
IV.7- Interprétation des résultats .....	55
Conclusion .....	55
Conclusion générale .....	57
Références .....	58

## *Liste des figures*

Figure I- 1 : Fluctuations rapides de tension .....	5
Figure I- 2 : Variation de la fréquence de l'alimentation. ....	5
Figure I- 3: Déséquilibre de tension triphasée.....	6
Figure I- 4 : Exemple de signaux déformés par les harmoniques. ....	6
Figure I- 5: Creux de tension. ....	7
Figure I- 6: Exemple de surtensions. ....	8
Figure I- 7: Inter-harmoniques et infra-harmoniques.....	9
Figure I- 8: Représentation d'un spectre.....	10
Figure I- 9 : Représentation des puissances en présence des harmoniques. ....	11
Figure I- 10: Cas du four à arc alimenté en courant alternatif. ....	12
Figure I- 11 : Connexion des charges non linéaires sur le réseau.....	13
Figure I- 12: Harmoniques générés par quelques charges polluantes.....	14
Figure I- 13 : Modélisation du réseau et de la charge polluante. ....	16
Figure I- 14: Raccordement du filtre passif sur le réseau.....	17
Figure I- 15: Filtre résonnant. ....	18
Figure I- 16: Filtre amorti. ....	18
Figure I- 17: Filtre actif parallèle.....	20
Figure I- 18: Filtre actif série. ....	20
Figure I- 19: Combinaison parallèle-série actifs (UPQC).....	21
Figure II- 1: Constitution du filtre parallèle. ....	25
Figure II- 2 : Schéma d'un FAP à trois fils avec neutre non raccordé au point milieu. ....	27
Figure II- 3: Diagramme de transformation du référentiel a; b; c au référentiel $\alpha, \beta$ .....	29
Figure II- 4: Génération des courants de référence selon la théorie PQ .....	31
Figure II- 5 : Filtrage des puissances dans le domaine temporel. ....	31
Figure II- 6 : Principe de la commande par hystérésis modulée. ....	32
Figure II- 7 : Schéma pour la simulation du FAP en Simulink.....	34
Figure II- 8 : Schéma pour l'identification des courants de références (Bloc B). ....	34
Figure II- 9 : Résultats de simulation après compensation. ....	35

Figure II- 10 : Courants générés par le filtre. ....	36
Figure II- 11 : Puissances active, réactive. ....	36
Figure II- 12 : Tensions à la sortie du filtre. ....	36
Figure II- 13 : Spectres du courant de source. ....	37
Figure II- 14: Tension et courant de source de la phase (a). ....	38
Figure III- 1 : Les différentes topologies des onduleurs multi niveaux ....	40
Figure III- 2 : Schéma d'un onduleur NPC à trois niveaux.....	41
Figure III- 3 : Séquences de fonctionnement d'un bras d'onduleur NPC à trois niveaux ...	42
Figure III- 4 : commande MLI-ST d'un onduleur NPC à trois Niveaux. ....	45
Figure III- 5 : Forme d'ondes des tensions simple (a) et composée (b) à la sortie du filtre à 3 niveaux . ....	45
Figure III- 6 : Forme d'onde et spectre du courant de source après compensation par l'onduleur NPC à trois Niveaux.....	46
Figure III- 7 : Forme d'onde la tension inverse aux bornes de l'IGBT .....	46
Figure III- 8 : Spectre de fréquences des tensions composées à la sortie du filtre actif .....	47
Figure IV- 1: Schéma fonctionnel de régulation de la tension du bus continu du FAP avec régulateur PI. ....	50
Figure IV- 2: Structure de la commande floue. ....	52
Figure IV- 3 : Conception du régulateur flou pour le réglage de la tension du bus continu. ...	53
Figure IV- 4: Fonctions d'appartenance utilisées dans la Fuzzification. ....	54
Figure IV- 5 Comparaison d'un régulateur flou avec un régulateur PI pour la régulation de la tension du bus continu.....	55

## *Liste des tableaux*

Tableau II- 1 : Les fonctions de commande dans le repère (a, b, c). .....	28
Tableau II- 2: Paramètres de simulation du FAP. ....	33
Tableau III- 1 : États possibles de l'onduleur NPC à 3 niveaux.....	42
Tableau III- 2 : Comparaison entre le FAP à trois niveaux et le FAP à deux niveaux .....	48
Tableau IV- 1 : Règles floues pour le réglage de la tension du bus continu.....	54
Tableau IV- 2 : Choix des opérateurs du mécanisme d'inférence. ....	54

## *Liste des acronymes*

MLI	: Modulation de largeur d'impulsion
UPQC	: Conditionneur de qualité d'alimentation unifié
THD	: Taux de distorsion harmonique
FFT	: Transformée de Fourier rapide
FPB	: Filtre passe-bas
PLL	: Boucle à phase asservie
PI	: Proportionnelle Intégrale
GTO	: Thyristor blocable par la gâchette
IGBT	: Transistor bipolaire à grille isolée
FAP	: Filtre Actif Parallèle
FAS	: Filtre Actif Série
SVPWM	: Modulation de largeur d'impulsion de vecteur spatial
SPWM	: Modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale
PCC	: Point de couplage commun
CEM	: Compatibilité Electromagnétique
NPC	: Point neutre clampé

## *Symboles*

- $U_f$  : La valeur efficace de fluctuations rapides de la tension généralement en (%) ;  
 $f$  : Fréquence en (Hz) ;
- $I_1; U_1$  : Amplitudes des composantes fondamentales du courant et de la tension ;
- $y(t)$  : Une fonction périodique non sinusoïdale de fréquence ;
- $a_0; a_n; b_n$ : Les coefficients de Fourier ;
- $f_h$  : Fréquence en (Hz) de Rang d'harmonique (h) ;
- $f_1$  : Fréquence fondamentale en (Hz) ;
- $S$  : Puissance apparente en Volt Ampère ;
- $P$  : Puissance active en Watt ;
- $q$  : Puissance réactive en VAR ;
- $D$  : Puissance déformante en Volt Ampère Déformant ;
- $FP$  : Le facteur de puissance ;
- $Fd$  : Le facteur de déplacement ;
- $\varphi_{s1}$  : Déphasage entre la composante fondamentale du courant de source et la tension de source ;
- $S_{CC}$  : La puissance de court-circuit du réseau ;
- $Z_S$  : L'impédance totale en amont de la charge non linéaire ( $\Omega$ ) ;
- $f_r$  : La fréquence de résonance ;
- $V_s, i_s; R_s, L_s$ : Les paramètres de réseau électrique ;
- $R_d, L_d$  : Les paramètres de la charge non linéaire ;
- $R_{f1}, L_{f1}, R_{f2}, L_{f2}, R_f, C_f$ : Les paramètres de filtre passif ;
- $v_f$  : Tension de filtre ;
- $i_f$  : Courant de filtre ;
- $i_h$  : Le courant harmonique ;
- $i_C$  : Le vecteur des courants de la charge non linéaire ;
- $I_{inj}$  : Le courant harmonique injecté ;
- $V_{dc}$  : Tension continue de l'onduleur ;
- $i_{ref}$  : Courant de référence ;
- $\bar{p}; \bar{q}$  : Puissances continues liées à la composante fondamentale active et réactive du courant ;
- $\tilde{p}; \tilde{q}$  : Puissances active et réactive alternatives liées à la somme des composantes harmoniques du courant ;

$\zeta$  : Coefficient d'amortissement ;  
 $\omega_0$  : La pulsation de coupure ;  
 $f_0$  : Fréquence de coupure du filtre ;  
 $s$  : L'opérateur de Laplace ;  
 $S_{tr}$  : Signal triangulaire ;  
 $\varepsilon$  : L'erreur ;  
 $f_{tr}$  : La fréquence du Signal triangulaire ;  
 $f_{ref}$  : La fréquence de la référence ;  
 $A_{tr}$  : Amplitude du Signal triangulaire ;  
 $A_{ref}$  : Amplitude de la référence ;  
 $r$  : Le rapport de réglage ;  
 $m$  : Le rapport de modulation de fréquence.

Depuis plusieurs années, les fournisseurs d'énergie électrique s'efforcent d'en garantir la qualité. Les critères de qualité ont évolué avec le développement des équipements où l'électronique prend une place prépondérante dans les systèmes de commande et de contrôle et qui entraîne de plus en plus de problèmes de perturbations au niveau des réseaux électriques.

La multiplication de la connexion des charges non-linéaires au réseau de distribution, telles que les redresseurs, les gradateurs, le matériel informatique, les appareils de climatisation ou encore les éclairages à base de tubes fluorescents, etc...., est la cause principale de la dégradation de l'énergie électrique car ces équipements absorbent des courants non sinusoïdaux, consomment de la puissance réactive et produisent une augmentation de pertes de puissance supplémentaires dans les lignes de transport.

Les perturbations électriques, concernant la qualité d'énergie, se traduisent par l'écart de la tension du réseau par rapport à sa valeur et à sa forme nominale. Ces différentes perturbations qu'on rencontre sont surtout le déséquilibre de tension, la variation de la fréquence du réseau, les harmoniques et les phénomènes transitoires. Les perturbations ont des effets nuisibles sur les équipements électriques qui se manifestent généralement par un échauffement causant la dégradation du fonctionnement jusqu'à même l'arrêt total de ces équipements.

De nos jours, on fait appel aux filtres de puissance pour remédier aux problèmes de génération d'harmoniques. On distingue deux types de filtres, passifs et actifs, les filtres passifs, présentent certains inconvénients du fait que les harmoniques couvrent un domaine fréquentiel large et fluctuant et qu'ils peuvent présenter des risques d'apparition de résonance avec le réseau auquel ils sont connectés. Pour ces raisons, les filtres actifs s'imposent comme solution de dépollution des réseaux électriques.

Les filtres actifs, plus souples et moins encombrants, sont basés essentiellement sur les onduleurs de tension commandés soit par hystérésis ou par la Modulation de Largeur d'Impulsion «MLI». Le filtre actif fait appel à la puissance active du réseau qu'il transforme en une puissance réactive appelée par la charge non linéaire.

L'onduleur représente l'interface entre source d'énergie électrique et consommateur. Il est constitué d'interrupteurs de puissance réalisant la connexion de ses nœuds d'entrée à ses nœuds de sortie, permettant ainsi d'y contrôler le transfert d'énergie.

Notre objectif est d'obtenir une tension ou un courant du réseau s'approchant le plus possible du signal sinusoïdal, ce qui nous mène à l'utilisation d'une nouvelle génération d'onduleurs dits multi niveaux.

Deux motivations principales sont à l'origine des onduleurs multi niveaux, à savoir d'une part l'augmentation de puissance par le biais de la génération de tensions plus élevées, au-delà de celles compatibles avec les tensions de blocage des dispositifs à semi-conducteurs de puissance, d'autre part, on cherche à obtenir des grandeurs de sortie ayant une meilleure définition, c'est-à-dire qui présentent un contenu harmonique réduit.

Notre travail consiste à l'étude comparative d'un filtre actif parallèle à deux niveaux et un filtre actif parallèle à trois niveaux. Le FAP élimine les harmoniques de courants générés par une charge non linéaire qui est un pont redresseur. L'onduleur constituant le FAP produit des courants harmoniques égales et en opposition de phase au point de raccordement commun afin d'éliminer les harmoniques de courants.

Notre mémoire s'articule autour de quatre chapitres :

Le premier intitulé : « *harmoniques et qualité d'énergie* », est consacré aux problèmes de la pollution harmonique, où on a abordé les concepts de la qualité d'énergie, des normes et recommandations pour la limitation des harmoniques, des sources d'harmoniques, des effets des harmoniques sur les différents appareillages ainsi que les solutions adaptées pour le filtrage des harmoniques.

Le deuxième chapitre intitulé « *Modélisation et simulation du FAP à deux niveaux* », dans lequel le modèle du filtre actif parallèle à base d'onduleur à deux niveaux est détaillé du point de vue détermination des courants harmoniques par la méthode des puissances instantanées, la génération des impulsions de commande, et en fin, l'interprétation des résultats de simulation du FAP.

Le troisième chapitre : « *Modélisation et simulation du FAP à trois niveaux* », où on a évoqué les différentes topologies des onduleurs multi niveaux ; la modélisation de l'onduleur à trois niveaux à diode clampé (NPC). A la fin du chapitre, nous avons validé par simulation le FAP à trois niveaux et nous avons effectué une étude comparative avec le FAP à deux niveaux.

Dans le quatrième chapitre : « *Commande floue du bus continu du FAP* » nous avons remplacé le régulateur PI classique de la tension du bus continu à l'entrée de l'onduleur constituant le FAP par un régulateur flou.

En fin, nous avons clôturé ce mémoire par une conclusion générale.

# CHAPITRE I

## HARMONIQUES ET QUALITE D'ENERGIE

**Introduction :**

L'utilisation des convertisseurs statiques dans les installations de conversion d'énergie électrique a considérablement contribué à améliorer les performances et l'efficacité de ces installations.

En revanche, ils ont participé à détériorer la qualité du courant et la tension des réseaux de distribution. En effet, ces systèmes consomment des courants non sinusoïdaux, même s'ils sont alimentés par des tensions sinusoïdales : ils se comportent comme des générateurs de courants harmoniques. Par l'intermédiaire de l'impédance de court-circuit du réseau, les courants harmoniques déforment la tension en différents points du réseau.

Les déformations du courant et de la tension peuvent perturber le fonctionnement normal d'autres équipements électriques. C'est pourquoi, les distributeurs d'énergie ayant la contrainte de fournir une tension sinusoïdale, prennent en charge l'atténuation des perturbations harmoniques au moyen d'installations de forte puissance.

Ce chapitre est consacré exclusivement aux problèmes de la pollution harmonique qui est responsable de la distorsion de la tension au point de raccordement d'une installation. Dans un premier temps, les origines et les effets de la pollution harmonique sur les réseaux et les matériels connectés sont présentés, ensuite nous présentons succinctement quelques solutions utilisées qui consistent soit à diminuer ces harmoniques soit à protéger les installations contre leurs effets.

**I.1 Indices de la qualité d'énergie**

Comme tout générateur d'énergie électrique, un réseau de puissance fournit de l'énergie aux appareils utilisateurs par l'intermédiaire des tensions qu'il maintient à leurs bornes. Il apparaît évident que la qualité de cette énergie dépend de celle de la tension au point de livraison. Cette tension est caractérisée par :

- La fréquence.
- L'amplitude.
- La forme d'onde qui doit être sinusoïdale.
- La symétrie du système triphasé, caractérisée par l'égalité des modules des trois tensions et de leurs déphasages relatifs.

Les perturbations affectant l'amplitude et la forme d'onde de la tension se classent généralement selon les six catégories suivantes [1], [2]

### I.1.1- Fluctuations de tension

Dans le cas des fluctuations rapides de la tension, la valeur efficace de la tension de fourniture ( $U_f$ ) présente des évolutions qui ont une amplitude modérée (généralement moins de 10%), mais qui peuvent se produire plusieurs fois par seconde.

Ces phénomènes peuvent donner lieu à un papillotement de la lumière appelé également "Flicker". Ces variations rapides de tension (Figure I.1) sont en général causées par la mise en marche de charges variables comme des fours à arc, des imprimantes laser, des micro-ondes [2].

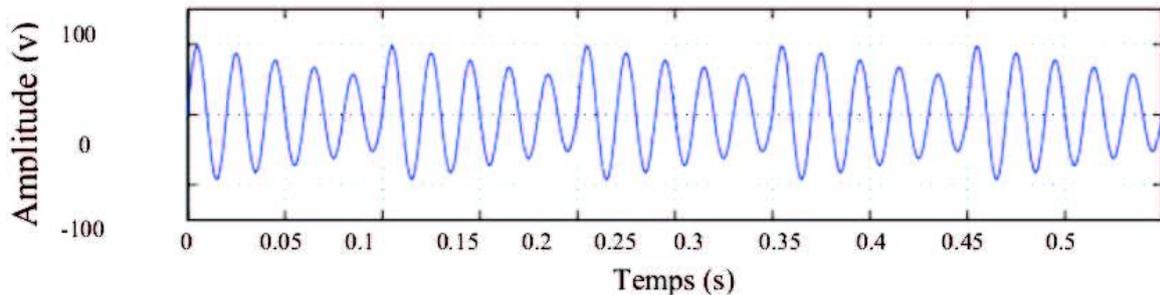


Figure I.1 : Fluctuations rapides de tension

### I.1.2- Variation de la fréquence de l'alimentation

La fréquence du réseau de tension est directement liée à la vitesse de rotation des alternateurs. La fréquence dépend de l'équilibre dynamique entre la charge et la puissance des usines de production. Ainsi lorsque le point d'équilibre change de petites variations de fréquence se produisent.

Une variation sensible de la fréquence du réseau peut apparaître sur les réseaux des utilisateurs non interconnectés ou alimentés par une source thermique autonome (Figure I.2). Au niveau des réseaux de distribution ou de transport, cette variation de la fréquence est très rare et n'est présente que lors de circonstances exceptionnelles, comme dans le cas de certains défauts graves sur le réseau. Dans des conditions normales d'exploitation, la valeur moyenne de la fréquence fondamentale doit être comprise dans l'intervalle  $50 \text{ Hz} \pm 1\%$ .

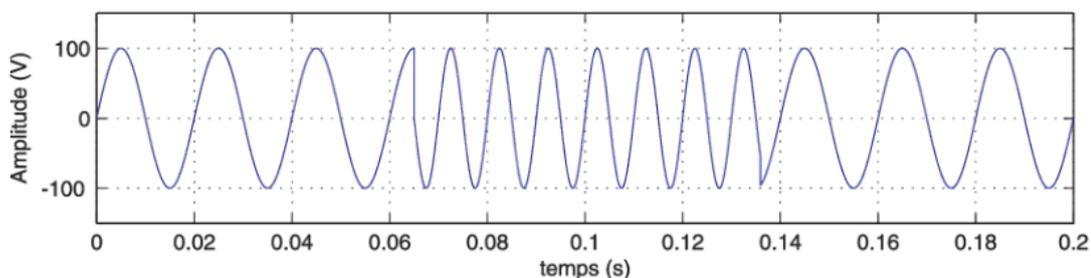
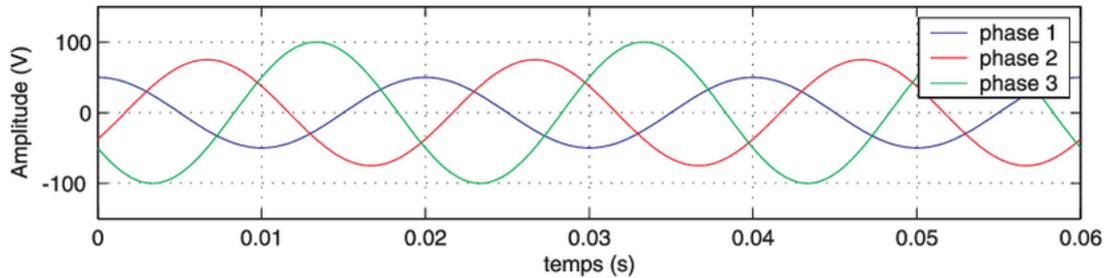


Figure I.2 : Variation de la fréquence de l'alimentation.

### I.1.3- Déséquilibre de tension triphasée

Le phénomène de déséquilibre de tension est la situation où les trois tensions du système triphasé ne sont pas égales en amplitude et/ou ne sont pas décalées d'un angle de  $120^\circ$  les unes par rapport aux autres, (Figure I.3).

Le déséquilibre de tension résulte essentiellement de la présence de fortes charges monophasées raccordées non uniformément sur le réseau triphasé [2].

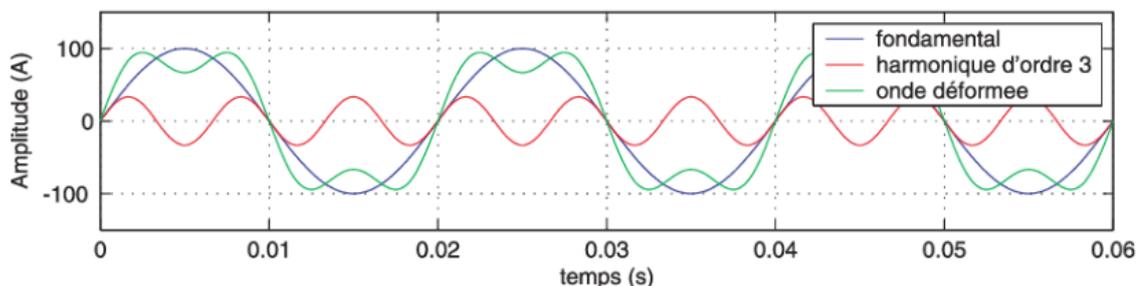


**Figure I.3 : Déséquilibre de tension triphasée.**

### I.1.4- Harmoniques

On appelle harmoniques (de tension ou de courant) une superposition sur l'onde fondamentale à 50 Hz, d'ondes également sinusoïdales mais de fréquences multiples de celle du fondamental. Ils sont produits dans de faibles proportions et avec de faibles niveaux de distorsion par les appareils de production, de transport et de distribution de l'énergie électrique. Ce sont les charges domestiques et industrielles qui présentent la plus grande majorité des sources d'harmoniques [2].

Les déformations du courant et de la tension (Figure I.4) peuvent perturber le fonctionnement normal d'autres équipements électriques. C'est pourquoi, les distributeurs d'énergie ayant la contrainte de fournir une tension sinusoïdale, prennent en charge l'atténuation des perturbations harmoniques au moyen d'installation de forte puissance. Cependant, les nouvelles réglementations internationales imposent aux consommateurs des limites aux harmoniques, engendrées par leurs systèmes, tant en courant qu'en tension, ainsi, le filtrage des composantes harmoniques est au centre des préoccupations des distributeurs d'une part et des utilisateurs d'énergie électrique d'autre part [2].



**Figure I.4 : Exemple de signaux déformés par les harmoniques**

### I.1.5- Creux et coupures de tension brèves

Un creux de tension est une baisse brutale de la tension en un point d'un réseau, à une valeur comprise entre 10 % et 100 % de la tension nominale, (Figure I.5). Son rétablissement doit avoir lieu après une courte durée allant d'une demi-période à quelques secondes.

Les creux de tension apparaissent lors de manœuvres d'enclenchement mettant en jeu des courants de forte intensité ou lors du fonctionnement d'une protection consécutif à l'apparition de défauts dans le réseau [1].

Les creux de tension sont caractérisés par leurs amplitudes et par leurs durées. Ils sont monophasés, biphasés ou triphasés suivant le nombre de phases concernées.

Une coupure brève est la disparition de la tension d'alimentation pendant un temps qui n'excède pas 1 minute.

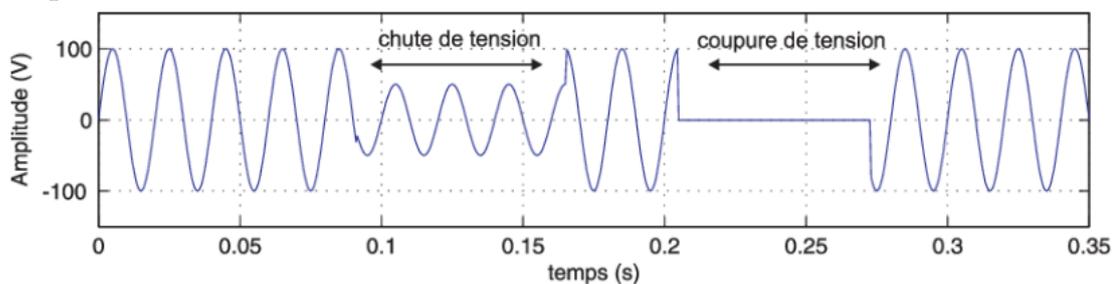


Figure I.5 : Creux de tension

### I.1.6- Surtensions :

Toute tension appliquée à un équipement dont la valeur de crête sort des limites d'un gabarit défini par une norme ou une spécification est une surtension [2].

Les surtensions sont classées aussi selon leur durée d'application [1] :

- **Surtension temporaire** : Surtension à fréquence industrielle de durée relativement longue (de quelques périodes à quelques secondes). Elles apparaissent lors de la modification brusque de la configuration du réseau ou lors d'un défaut à la terre.
  - o Défauts entre phase et terre (déplacement du point du neutre).
  - o Déclenchement brusque d'une charge.
  - o Effet Ferranti provoqué par le fonctionnement à vide d'une ligne de grande longueur.
  - o Alimentation d'une charge capacitive au travers d'une impédance élevée.
  - o Phénomène de Ferro résonance.

Ces différentes causes peuvent coexister et, en conséquence, les surtensions générées se superposer.

Les surtensions temporaires, ont une amplitude relativement non élevée, sont de longue durée (quelques secondes) et de basse fréquence.

- **Surtension transitoire** : Surtension de courte durée ne dépassant pas quelques millisecondes, oscillatoire ou non, généralement fortement amortie. Les surtensions transitoires sont divisées en : surtension à front lent, Surtension à front rapide. Les ondes transitoires sont caractérisées par les paramètres suivants [2] :
  - o Le temps de montée ( $T_{cr}$ ) en  $\mu s$
  - o La pente de montées mesurée en  $kV/\mu s$  ou en  $kA/\mu s$
  - o La durée de la surtension ( $T_h$ ) qui est mesurée jusqu'à la descente à mi-hauteur en  $\mu s$

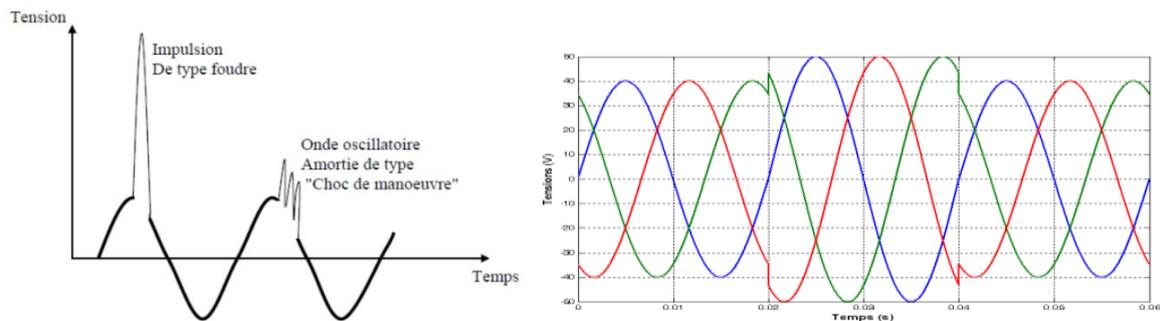


Figure I.6 : Exemple de surtensions

## I.2- Normes et recommandations pour la limitation des harmoniques

Les distributeurs et les utilisateurs de l'énergie électrique sont amenés à respecter des normes et des recommandations qui définissent les règles relatives à la compatibilité électromagnétique [3], [4]:

- Au niveau international, par la CEI
- Au niveau Européen, par la CENELE
- Au niveau Français, par l'UTE et le CEF.

## I.3- Inter harmoniques et infra- harmoniques

- **Les inters harmoniques** : sont des composantes sinusoïdales, qui ne sont pas à des fréquences multiples entières de celle du fondamental. Elles sont dues à des variations périodiques ou aléatoires de la puissance absorbée par différents récepteurs tels que fours à arc, machines à souder et convertisseurs de fréquences (variateurs de vitesse, cyclo convertisseurs).
- **Les infra- harmoniques** : sont des composantes sinusoïdales qui sont à des fréquences inférieures à celle du fondamental : 10 Hz, 20 Hz...

La présence d'inter harmonique ou d'infra harmoniques est due à des variations périodiques ou aléatoires de la puissance absorbée par certains récepteurs. Dans ce cas, le signal n'est pas périodique à  $T$  ( $T$  période du fondamental), ce qui explique l'apparition de composantes supplémentaires à celles du développement en série de Fourier [4].

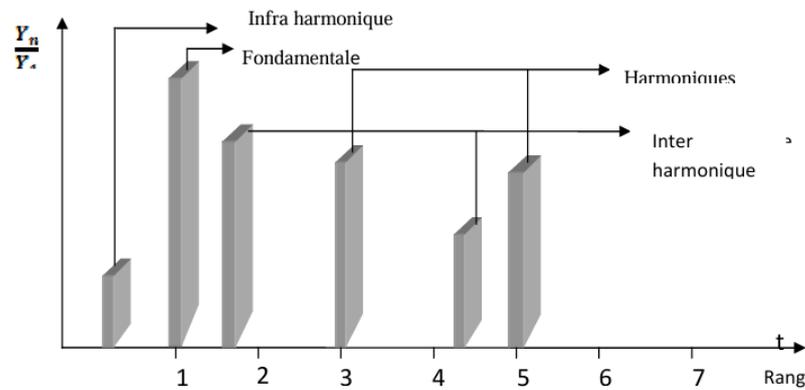


Figure I.7 : Inter-harmoniques et infra-harmoniques

#### I.4 - Grandeurs caractérisant la pollution harmonique

Les harmoniques générés sont des perturbations permanentes affectant la forme d'onde de la tension du réseau. Ces perturbations se superposent à l'onde fondamentale. Elles ont donc pour conséquence de modifier l'onde de tension ou de courant ce qui se traduit par une dégradation du facteur de puissance et/ou par la génération de courants et de tensions alternatives de fréquences différentes de celle du fondamental.

##### A. Représentation de Fourier :

La variation en fonction du temps, des grandeurs électriques courants et tensions des réseaux industriels alternatifs, s'éloigne significativement de la sinusoïde pure.

Fourier a démontré que toute fonction périodique  $y(t)$  non sinusoïdale de fréquence  $f$  peut être représentée selon la décomposition harmonique sous la forme d'une somme composée :

- D'un terme sinusoïdal de fréquence  $f$  : c'est le signal principal qui a la fréquence du signal d'origine, ce terme est appelé le fondamental.
- De termes sinusoïdaux dont les fréquences sont des multiples de la fréquence du fondamental. Ces fréquences sont appelées harmoniques.
- D'une éventuelle composante continue d'amplitude  $y_0$

L'amplitude de l'harmonique est généralement de quelques pour cent de celle du fondamental. Par la décomposition de Fourier, une fonction périodique  $y(t)$  non sinusoïdale de fréquence  $f$  peut être représentée selon la décomposition harmonique sous la forme :

$$y(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \{a_n \cos(nt) + b_n \sin(nt)\} \quad (\text{I.1})$$

Avec :  $a_0$ ;  $a_n$ ;  $b_n$  les coefficients de Fourier.

$$a_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} y(t) dt \quad (\text{I.2})$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} y(t) \cos(nt) dt \tag{I.3}$$

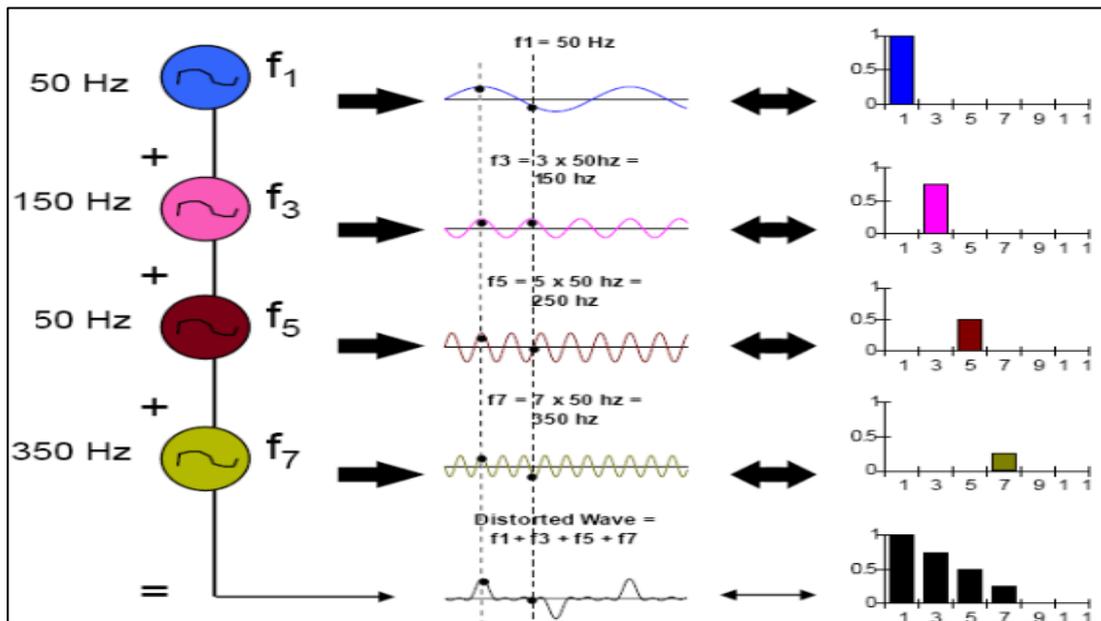
$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} y(t) \sin(nt) dt \tag{I.4}$$

**B. Rang de l'harmonique, Spectre de fréquence, Taux de distorsion**

- **Le rang  $h$  d'un harmonique** est le rapport de sa fréquence à celle du fondamental dont le rang est 1.

$$h = \frac{f_h}{f_1} \tag{I.5}$$

- **Le spectre de fréquence** est la représentation de l'amplitude des harmoniques en fonction de leur rang.



**Figure I.8 : Représentation d'un spectre**

- **Le taux de distorsion** est un paramètre qui définit la déformation de la grandeur non sinusoidale. Il exprime le taux d'harmoniques existants dans un signal périodique. Si on considère la présence des courants harmoniques dans le réseau ; le taux de distorsion harmonique en courant sera :

$$THDI = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^n I_h^2}}{I_1} \tag{I.6}$$

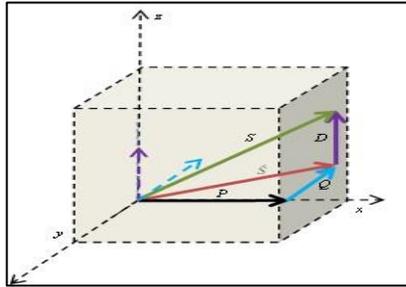
Avec,  $n$  l'ordre de l'harmonique le plus élevé contenu dans le courant

**C. Facteur de puissance**

La présence des harmoniques dans le réseau électrique inclue la notion de puissance déformante  $D$ , d'où la puissance apparente  $S$  sera exprimée comme suit :

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \tag{I.7}$$

- S** : Puissance apparente en Volt Ampère  
**P** : Puissance active en Watt.  
**Q** : Puissance réactive en VAR.  
**D** : Puissance déformante Volt Ampère Déformant



**Figure I.9 : Représentation des puissances en présence des harmoniques**

Le facteur de puissance **FP** est exprimé à l'aide de l'expression suivante :

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{V_s I_{s1} \cos \varphi_{s1}}{V_s I_s} = \frac{I_{s1}}{I_s} \cos \varphi_{s1} \quad (\text{I.8})$$

Avec  $\varphi_{s1}$  déphasage entre la composante fondamentale du courant de source et la tension de source

$$FP = \frac{I_{s1}}{I_s} F_d \quad (\text{I.9})$$

**Fd** : Le facteur de déplacement est égal à :

$$Fd = \cos \varphi_{s1} \quad (\text{I.10})$$

### I.5 - Classification des harmoniques

En considérant la charge polluante un pont redresseur triphasé ; les harmoniques seront du rang  $h = 6k \pm 1$ , ainsi :

- Le système direct est dû au fondamental et aux harmoniques de rangs impaires égaux à  $6k+1$ , soit 7, 13, 19, 25....
- Le système inverse est dû aux harmoniques de rangs impaires égaux à  $6k-1$ , soit 5, 11, ...
- Système homopolaire dû aux harmoniques de rang paires égaux à  $6k$  (6, 12, 18, ..).

### I.6 - Sources d'harmoniques

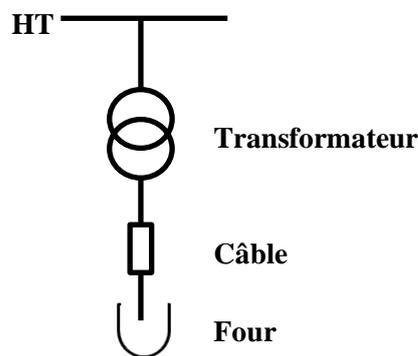
Les principales sources d'harmoniques sont des charges, qu'il est possible de distinguer selon leurs domaines, industrielles ou domestiques.

#### I.6.1. Les charges industrielles

1. **Les convertisseurs statiques** : Les convertisseurs statiques absorbent des courants riches en harmoniques, la circulation de ces courants à travers l'impédance de court-circuit dégrade la forme d'onde du réseau au point de raccordement de l'installation.

L'importance de cette pollution est d'autant plus grande que la puissance des convertisseurs est grande et que la puissance de court-circuit est faible.

2. **Les charges d'éclairage** : L'éclairage, par lampes à décharge et tubes fluorescents, est générateur de courants harmoniques. Le taux individuel de l'harmonique 3 peut même dépasser 100 % pour certaines lampes fluo-compactes modernes, d'où une attention particulière à porter à la détermination de la section et de la protection du conducteur neutre qui, véhiculant la somme des courants des harmoniques 3 des trois phases, risque un échauffement important [5].
3. **Les fours à arc** : Les fours à arc utilisés en sidérurgie peuvent être à courant alternatif ou à courant continu. L'arc est non linéaire, dissymétrique et instable. Il va induire des spectres possédant des raies impaires, paires et un spectre continu (bruit de fond à toutes les fréquences). Le niveau spectral est fonction du type de four, de sa puissance, de la période de fonctionnement considérée : fusion, affinage. Ainsi seules des mesures peuvent déterminer le spectre de façon précise.



**Figure I.10 : Cas du four à arc alimenté en courant alternatif**

4. **Variateurs de vitesses** : Ils permettent d'obtenir une vitesse variable d'un moteur électrique. Les courants harmoniques qu'ils fournissent dépendent notamment :
  - Du rapport entre la puissance de court-circuit du réseau  $S_{CC}$  et la puissance apparente du variateur de vitesse  $S_n$
  - De la charge du variateur  $S$  (puissance apparente du moteur) en pourcentage de la puissance apparente du variateur  $S_n$ .
5. **Les ASI (Alimentation Sans Interruptions)** : Les ASI sont des interfaces électroniques de puissance placées entre le réseau et les charges sensibles à la qualité et à la continuité de leur alimentation électrique. Ils génèrent des courants harmoniques sur le réseau amont.
6. **Les machines tournantes** : Les machines tournantes donnent des harmoniques de denture de rangs élevés et d'amplitudes souvent négligeables. Les petites machines

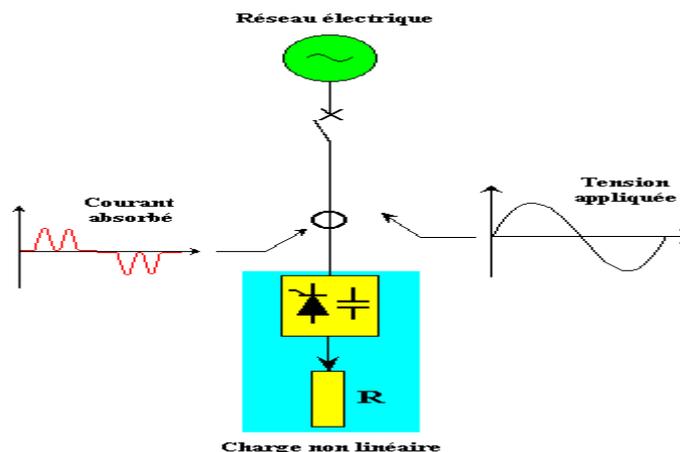
synchrones sont toutefois, génératrices de tensions harmoniques de rang 3 qui peuvent avoir une incidence sur :

- L'échauffement permanent (hors défaut) des résistances de mise à la terre du neutre des alternateurs ;
- Le fonctionnement des relais ampèremétriques de protection contre les défauts d'isolement.

**7. Les inductances saturées :** De telles inductances ont leur impédance fonction de l'amplitude du courant qui les traverse, et de ce fait elles provoquent des déformations notables de ce courant [5].

Les principaux générateurs d'harmoniques possédant une inductance saturée sont :

1. Les appareils domestiques tels que les téléviseurs...
2. Les systèmes d'éclairage possédant des ballasts magnétiques tel que :
  - Les lampes à décharge.
  - Les tubes fluorescents.
3. Les appareils possédant un circuit magnétique saturé (transformateur...)
4. Les démarrages de moteurs par démarreurs électroniques et les enclenchements de transformateurs de puissance sont aussi générateurs d'harmoniques (temporaires).



**Figure I.11 : Connexion des charges non linéaire sur le réseau**

### I.6.2. Les charges domestiques :

Munies de convertisseurs ou d'alimentation à découpage : téléviseurs, fours à micro-ondes, plaques à induction, ordinateurs, imprimantes, photocopieuses, gradateurs de lumière, équipements électroménagers, lampes fluorescentes, de puissance unitaire bien plus faible que les charges industrielles, leur effet cumulé du fait de leur grand nombre et de leur utilisation simultanée sur de longues périodes en font des sources de distorsion harmonique importantes.

À noter que l'utilisation de ce type d'appareils croît en nombre et parfois en puissance unitaire.

### I.7- Les niveaux d'harmoniques

Ils varient généralement selon le mode de fonctionnement de l'appareil, l'heure de la journée et la saison (climatisation).

Les charges non linéaires monophasées génèrent, pour la plupart, des harmoniques de rangs impairs (Figure I.12). La mise sous tension de transformateurs ou les charges polarisées (redresseurs mono alternance) ainsi que les fours à arc génèrent aussi (en plus des rangs impairs) des harmoniques de rangs pairs.

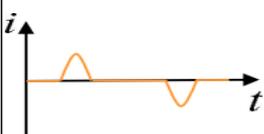
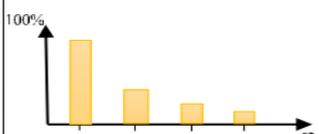
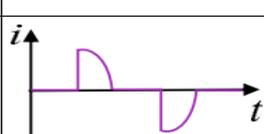
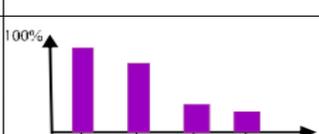
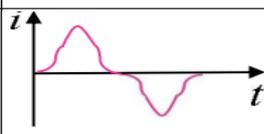
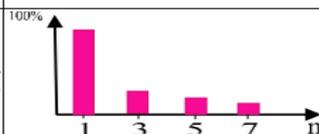
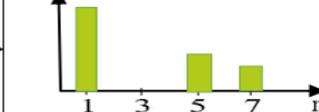
Type de charge	Appareils concernés	Courant absorbé	Spectre Harmonique
Éclairage	- Tubes fluorescents - Lampes à vapeur HP		
Redresseur monophasé à diodes avec filtrage Alimentation à découpage	- Micro-informatique - Télévisions - Lampes à ballast électronique.		
Gradateur monophasé (commande par angle de phase)	- Régulation de puissance de fours à résistances - Modulation de puissance des lampes halogènes		
Moteur asynchrone	- Machines-outils - Appareils électroménagers - Ascenseurs.		
Redresseur triphasé à thyristors	-Variation de vitesse des moteurs à courant continu et des moteurs synchrones		

Figure I.12 : Harmoniques générés par quelques charges polluantes

### I.8. Effets des harmoniques sur les différents appareillages :

Les harmoniques rencontrés sur les réseaux industriels ont un grand nombre d'effets, différents selon qu'ils sont en courant ou en tension mais dans tous les cas négatifs au fonctionnement harmonieux du réseau. La liste suivante présente les différentes conséquences de la présence des harmoniques sur le réseau :

- **Effets instantanés :**

Ce sont les effets immédiats sur le bon fonctionnement d'un équipement. La présence d'harmoniques sur le réseau est susceptible de créer des troubles fonctionnels liés à la forme d'onde :

- **Dysfonctionnement de certains équipements :** En présence d'harmoniques, le courant et la tension peuvent changer plusieurs fois de signe au cours d'une demi-période ce qui provoque des troubles fonctionnels liés à la forme d'onde (commutation, synchronisation). Par conséquent, les équipements sensibles au passage par zéro de ces grandeurs électriques (ponts redresseurs à thyristors, transistors, etc.) sont perturbés.
- **Interférences dans les systèmes de communication :** Le couplage électromagnétique entre les réseaux électriques et de communication peut provoquer des interférences. Le courant circulant dans le réseau électrique engendre un champ magnétique qui induit un courant dans les conducteurs des réseaux de communication.
- **Augmentation de la marge d'erreur sur les compteurs d'énergie à induction :** (présence d'harmoniques).
- **Bruits et vibrations :** Les courants harmoniques sont également responsables de la présence de bruits et de vibrations acoustiques tels que :
  - Efforts électrodynamiques entraînant des vibrations et des bruits dans les appareils électrodynamiques (transformateurs...).
  - Couples électrodynamiques pulsatoires, dus aux courants harmoniques, donnant des vibrations dans les machines tournantes.
- **Surcharge du neutre :** Dans un système équilibré, les composantes homopolaires dans le neutre sont nulles. Ceci n'est pas le cas des systèmes comportant une charge non linéaire. En effet, les courants homopolaires des harmoniques de rang multiple de 3 vont s'additionner dans le conducteur neutre. L'intensité de ces courants superposés peut endommager sérieusement le câble neutre.
- **Les différences de potentiel entre masses :** lorsqu'un courant harmonique circule dans le neutre, il y aura une chute de tension dans ce conducteur, les masses des différents équipements ne sont plus au même potentiel et ceci présente un danger qui a pour effet de perturber les échanges d'informations entre deux équipements intelligents.
- **Perturbations induites :** Ce sont essentiellement des effets sur les lignes, elles sont dues au couplage lorsqu'il y a des harmoniques de rang élevés.
- **Effets à terme :**

Ils se manifestent après une longue exposition au phénomène et se traduisent par une perte partielle des fonctionnalités ou une destruction complète de l'appareil. Ces effets sont essentiellement de nature thermique. Ils sont dus à deux phénomènes majeurs :

  - L'échauffement des conducteurs ou des composants traversés par les courants harmoniques.

- Le vieillissement des isolants. Il peut être provoqué soit par une contrainte en tension consécutive à la présence de tensions harmoniques, soit à l'échauffement exagéré de l'isolant causé par l'échauffement des conducteurs ;

### I.9- Réduction des harmoniques :

Afin de minimiser l'effet des harmoniques, il existe des actions préventives telles que :

- **Renforcement de la puissance de court-circuit** : La diminution de l'impédance totale  $Z_S$  en amont de la charge non linéaire permet de réduire la tension créée par les harmoniques de courant, et donc de diminuer le taux de distorsion harmonique de la tension au point de raccordement. En revanche, les courants harmoniques ne sont pas atténués.

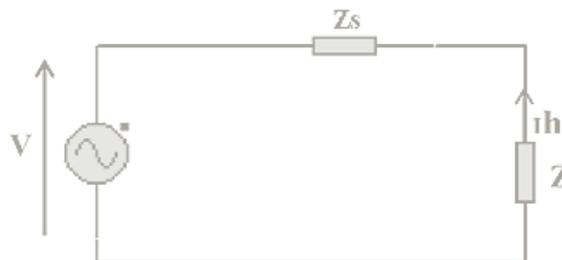


Figure I.13 : Modélisation du réseau et de la charge polluante

- **Inductance de lissage des courants** : Cette self se monte en série à l'entrée d'un récepteur pollueur. Cette solution n'élimine aucun rang, mais limite tous les rangs d'harmoniques présents. Cependant, l'inductance de la ligne augmente, ce qui a pour effet d'accroître la distorsion en tension aux bornes de la charge.
- **Compensation de la puissance réactive** : La puissance réactive est majoritairement consommée par les moteurs asynchrones et plus récemment par des dispositifs de l'électronique de puissance. Différentes méthodes de compensation sont utilisées pour relever le facteur de puissance. La plus simple consiste à placer des batteries de condensateurs en parallèle avec le réseau. L'inconvénient de cette méthode réside dans le fait que la puissance réactive fournie par les condensateurs est constante et qu'elle ne s'adapte pas à l'évolution du besoin.
- **Action sur la structure de l'installation** : L'objectif n'est pas d'éliminer les courants harmoniques circulant dans l'installation électrique, mais plutôt de « faire avec », en évitant leurs conséquences.

Au moment de la conception d'une installation nouvelle, l'idée consiste à surdimensionner tous les éléments de cette installation susceptibles de véhiculer des courants harmoniques, à savoir les transformateurs, les câbles, les disjoncteurs, les groupes électrogènes et les tableaux de distribution.

La solution la plus largement utilisée est le surdimensionnement du conducteur neutre, la conséquence est un accroissement important du coût de l'installation.

### I.10- Filtrage des harmoniques :

Dans le cas où les actions préventives citées au début sont insuffisantes, il est nécessaire d'équiper l'installation polluée de dispositifs de filtrage.

Trois types de filtres sont utilisables en fonction de l'application source d'harmoniques :

- Le filtre passif.
- Le filtre actif.
- Le filtre hybride.

#### A. Filtrage passif :

C'est le plus connu et le plus anciens, ce type de filtres fournit de l'énergie réactive et piège les harmoniques. Cependant son utilisation n'est pas simple et ses performances dépendent des caractéristiques du réseau sur lequel il est connecté.

Un filtre est généralement constitué d'une résistance, d'une inductance et d'un condensateur. L'inductance absorbe de l'énergie réactive tandis que le condensateur en crée. Un choix judicieux du condensateur permet un renvoi de l'énergie réactive sur le réseau de manière à compenser celle absorbée par d'autres équipements.

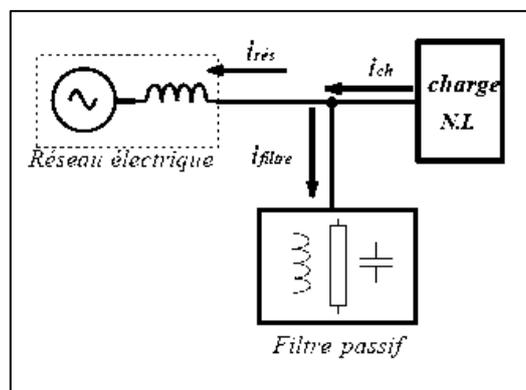


Figure I.14 : Raccordement du filtre passif sur le réseau

Parmi les dispositifs de filtrage les plus répandus, on distingue deux classes de filtres passifs permettant de réduire les harmoniques : le filtre résonnant et le filtre amorti.

- **Le shunt résonnant :** Il est constitué d'un condensateur monté en série avec une inductance, ses éléments sont placés en dérivation sur l'installation et accordés sur un rang d'harmonique à éliminer, (Figure I.15).

Le filtre résonnant est un filtre très sélectif. Il peut se connecter en parallèle avec d'autres filtres résonnants.

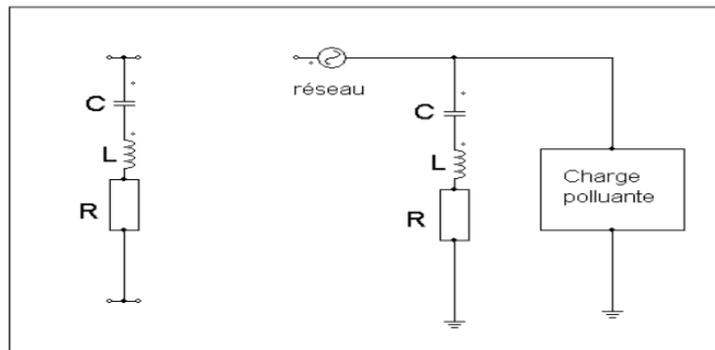


Figure I.15 : Filtre résonnant

- **Le filtre amorti** : Il est constitué d'un shunt résonant auquel est adjointe une résistance d'amortissement (Figure I.16). Le filtre passe-haut compense les harmoniques supérieurs ou égaux à sa fréquence propre. Il peut se connecter en parallèle avec d'autres filtres résonnants.

La fréquence de résonance d'un tel filtre est :

$$F_r = \frac{1+R \cdot r}{2\pi r \sqrt{(R^2-1) \cdot Lc}} \quad (\text{I.11})$$

Le filtre amorti est dimensionné pour que  $F_r$  coïncide avec la première raie caractéristique du spectre à filtrer (cette raie étant généralement la plus importante).

On distingue trois types de filtre amorti :

- Les filtres amortis de premier ordre.
- Les filtres amortis de second ordre.
- Les filtres de troisième ordre.

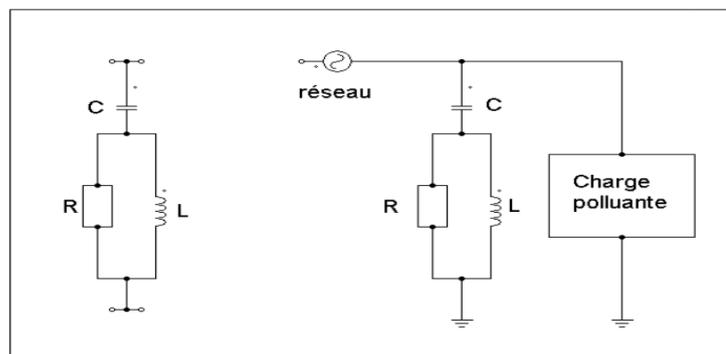


Figure I.16 : Filtre amorti

Le filtre du premier ordre n'est pas très utilisé, car il exige une grande capacité et présente une perte de puissance excessive à la fréquence fondamentale. Le filtre de second ordre fournit de meilleures performances de filtrage, mais avec des pertes plus élevées à la fréquence fondamentale que le filtre de troisième ordre.

**Inconvénients du filtre passif** : Le filtre passif est performant, et de coût peu élevé. Il est cependant limité par sa non-adaptabilité au réseau et aux charges pour les raisons suivantes :

- Il ne filtre que les fréquences sur lesquelles il est accordé. Le filtrage de plusieurs rangs nécessite la mise en place d'un ensemble de cellules, chacune accordée sur la fréquence à filtrer.
- Chaque filtre, pour sa fréquence de résonance, possède une fréquence d'antirésonance toujours inférieure à la fréquence de résonance. Pour des fréquences proches de l'antirésonance, le filtre peut avoir un effet négatif (en augmentant le taux de distorsion harmonique du réseau que l'on veut filtrer et/ou en créant d'importantes surtensions).
- Quand les équipements sont à l'arrêt, la puissance réactive de la batterie de filtrage est renvoyée au réseau, créant une augmentation des pertes fer et des pertes en ligne et l'accélération du vieillissement des isolants.
- Un filtre est calculé pour un réseau donné. Il se prête donc mal à toute évolution du réseau, en particulier dans le cas de plusieurs configurations d'alimentation (cas de groupes électrogènes de secours) ou le rajout d'équipements générateurs d'harmoniques sur un réseau existant. Une fois la capacité du filtre dépassée, il faut le remplacer par un filtre plus puissant.
- Un filtre est un équipement volumineux, qui provoque des pertes et qui consomme également de l'énergie sur le réseau sur lequel il est connecté.

### **B. Le filtrage actif :**

L'apparition de nouveaux composants semi-conducteurs, comme les thyristors GTO et les transistors IGBT, ainsi que les inconvénients inhérents aux filtres passifs (non adaptabilité aux variations de la charge et du réseau, phénomène de résonance) a conduit à concevoir une nouvelle solution de compensation des perturbations du réseau électrique : c'est une structure de filtres appelée filtres actifs. Les filtres actifs constituent une alternative intéressante aux solutions classiques. Flexibles car auto-adaptatifs, ils viennent s'ajouter à des structures déjà existantes de convertisseurs. Ils peuvent également être utilisés comme complément aux solutions traditionnelles de dépollution. Le but de ces filtres est d'engendrer soit des courants, soit des tensions harmoniques de manière à ce que le courant et la tension soient rendus sinusoïdaux. Le filtre actif est connecté en série ou en parallèle suivant qu'il est conçu respectivement pour compenser des tensions harmoniques ou des courants harmoniques.

En termes d'avantages et d'inconvénients, le filtre actif est à l'opposé du filtre passif. En effet, il est relativement cher à l'achat mais il offre de nombreux avantages :

- Il peut filtrer l'ensemble des harmoniques.
- Il s'adapte aux changements de configuration du réseau et il est donc particulièrement bien adapté aux installations secourues avec un groupe électrogène.
- En cas d'atteinte de sa capacité d'absorption maximum, il s'autolimité mais il peut accepter de fonctionner en parallèle avec un futur filtre. L'investissement initial n'est pas perdu en cas d'extension de l'installation, contrairement à un filtre passif. Sa détermination est très simple. Elle consiste à faire la somme des courants harmoniques

de l'installation à filtrer (dépendante des produits, non de l'installation) et de choisir le modèle de taille correspondante. Pour toutes ces raisons, lorsqu'il est nécessaire de filtrer les courants harmoniques générés par les variateurs, il est généralement conseillé l'utilisation de filtres actifs plutôt que passifs.

### I.11 - Configurations des filtres actifs

#### A. Le filtre actif parallèle (F.A.P) :

Le filtre actif connecté en parallèle sur le réseau (Figure.I.17), est le plus souvent commandé comme un générateur de courant [5]. 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 filtre actif parallèle (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.

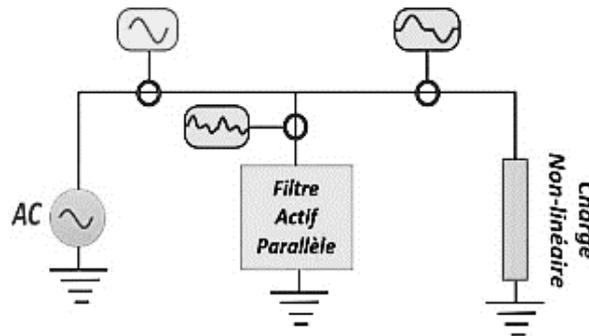


Figure I.17: Filtre actif parallèle

#### B. Le filtre actif série (F.A.S) :

Le filtre actif série se comporte dans ce cas, (Figure I.18), comme une source de tension qui s'oppose aux tensions perturbatrices (creux, déséquilibre, harmonique) venant de la source et également à celles provoquées par la circulation des courants perturbateurs à travers l'impédance du réseau.

Ainsi, la tension aux bornes de la charge à protéger est purement sinusoïdale.

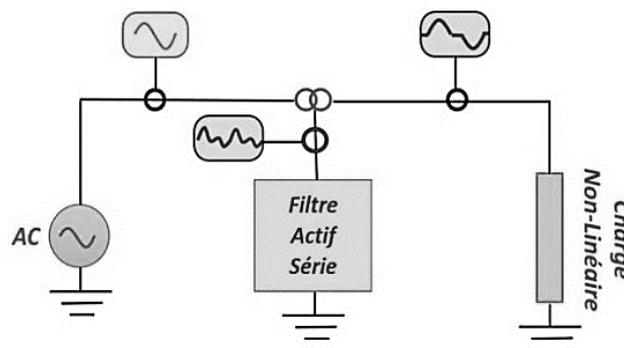


Figure I.18 : Filtre actif série

### C. La combinaison parallèle-série actifs (UPQC) :

La combinaison parallèle-série actifs, aussi appelée *Unified Power Quality Conditionner (UPQC)*, résulte de l'association des deux filtres actifs parallèle et série (Figure I.19). Profitant des avantages des deux filtres actifs, l'UPQC assure un courant et une tension sinusoïdaux du réseau électrique à partir d'un courant et d'une tension perturbés de celui-ci [6].

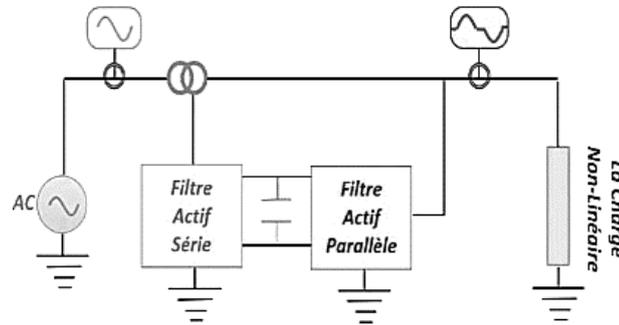


Figure I.19 : Combinaison parallèle-série actifs (UPQC)

### D. Combinaison hybride active et passive :

Afin de réduire le dimensionnement et par conséquent le prix des filtres actifs, l'association de filtres actifs de faible puissance à des filtres passifs peut être une solution. Dans ce cas, les filtres passifs ont pour rôle d'éliminer les harmoniques prépondérants permettant de réduire le dimensionnement des filtres actifs qui ne compensent que le reste des perturbations.

Plusieurs configurations ont été présentées dans la littérature [5], les plus étudiées étant :

- Le filtre actif série avec des filtres passifs parallèles.
- Le filtre actif série connecté en série avec des filtres passifs parallèles.
- Le filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle.

Lors de l'utilisation du filtre actif série avec des filtres passifs parallèles ; Le rôle du filtre actif série dans ce cas est d'empêcher les courants harmoniques de circuler vers le réseau et de les obliger à passer par les filtres passifs raccordés à leurs fréquences.

## **Conclusion**

Lorsque l'onde de la tension d'alimentation n'est plus sinusoïdale, il y a présence d'harmoniques. Cette pollution est principalement causée par la présence croissante des convertisseurs statiques qui sont vus par le réseau comme des charges non linéaires. Les dommages causés par la présence des harmoniques peuvent être plus ou moins importants selon la configuration du réseau et les équipements présents.

Dans le présent chapitre, nous avons étudié l'origine, les effets ainsi que les principaux moyens de dépollution des harmoniques.

Les perturbations harmoniques peuvent se propager dans le réseau et influencer négativement sur l'appareillage par des effets directs comme le dysfonctionnement de quelques systèmes, ou par des effets qui apparaissent après un certain temps.

Pour la suppression des harmoniques, nous avons présenté les différentes techniques utilisées, dont le filtrage actif est l'une des techniques les plus avantageuses ; il sera étudié en détail au prochain chapitre.

# CHAPITRE II

MODÉLISATION  
ET SIMULATION DU FAP  
À DEUX NIVEAUX

## Introduction

Depuis la mise en œuvre de leur principe de base en 1971, les filtres actifs de puissance ne cessent d'envahir les différents axes du génie électrique, débutant par la dépollution harmonique des réseaux de distribution, en passant par la compensation des creux de tension et des déséquilibres, jusqu'à la production décentralisée à partir des énergies renouvelables.

Ceci est justifié d'une part par la grande flexibilité des filtres actifs, sous leurs structures variées (parallèle, série, hybride, combinaison parallèle-série ou série-parallèle) aux différentes stratégies de commandes classiques (MLI, hystérésis,...), optimisées (mode glissant, prédictive,...), et intelligentes (réseaux de neurones, logique floue, algorithmes génétiques,...), d'autre part, à leur bonne adaptation avec les milieux dans lesquels ils sont incorporés, notamment ceux consacrés aux systèmes à énergie renouvelable.

### II.1- Constitution du filtre actif parallèle

Conçu pour compenser toutes les perturbations de courant tel que les harmoniques, le déséquilibre et la puissance réactive, appelé aussi compensateur shunt, il est connecté en parallèle sur le réseau de distribution (Figure II.1). Il est le plus souvent commandé comme un générateur de courant. Il restitue dans le réseau électrique les courants harmoniques  $I_{inj}$  égaux à ceux absorbés par la charge non linéaire mais en opposition de phase, de telle sorte que le courant fourni par le réseau  $I_s$  soit sinusoïdal et en phase avec la tension simple correspondante. Son indépendance vis-à-vis de la source et de la charge lui assure une auto-adaptabilité, fiabilité et performance. Le filtre actif parallèle empêche les courants harmoniques réactifs et déséquilibrés de circuler à travers l'impédance du réseau. Il améliore ainsi les taux de distorsion en courant et en tension. La (Figure II.1), met en évidence les deux parties essentielles du FAP.

#### II.1.1- La partie puissance :

Présente l'ensemble réseau, charge polluante et filtre actif parallèle comportant les éléments suivants :

1. Un réseau électrique triphasé à trois fils est représenté par les grandeurs ( $V_s, R_s, L_s$ ),
2. Une charge polluante constituée d'un pont redresseur à thyristors triphasé (pont de Graetz) alimentant une charge ( $R_d, L_d$ ); constituant la charge non linéaire génératrice des courants harmoniques et consommant de la puissance réactive,
3. D'une inductance de connexion ( $R_c, L_c$ ); connectée à l'entrée de la charge non linéaire,
4. D'un filtre actif parallèle, lequel est composé d'un onduleur de tension de trois bras à interrupteurs réversibles en courant et bi-commandables (IGBT avec des diodes antiparallèles). L'élément de stockage de l'énergie continue est une capacité  $C_{dc}$  qui joue le rôle d'une source ;
5. De tension continue  $V_{dc}$ . Le filtre de sortie est un filtre passif du troisième ordre (filtre en T) représenté par ( $R_{f1}, L_{f1}, R_{f2}, L_{f2}, R_f, C_f$ ). Ce filtre sert d'une part, à connecter l'onduleur

de tension au réseau électrique, d'autre part à empêcher les composantes dues aux commutations de se propager sur le réseau électrique.

**II.1.2- La partie contrôle -commande :**

Représentée par quatre blocs :

1. Bloc (A) pour l'identification des paramètres de la tension (extraction de la phase fondamentale du réseau, identification de la composante directe de la tension appelé PLL, phase looked loop),
2. Bloc (B) pour l'identification des courants harmoniques,
3. Bloc (C) de génération des impulsions de commande des semi-conducteurs constituant l'onduleur de tension pour la restitution des courants harmoniques,
4. Bloc (D) pour la régulation des courants du filtre et de la tension du bus continu à l'entrée de l'onduleur.

Lors de l'étude du filtre on considère que les trois tensions du réseau triphasé sont équilibrées ; ainsi on n'aura pas besoin de la PLL (bloc A).

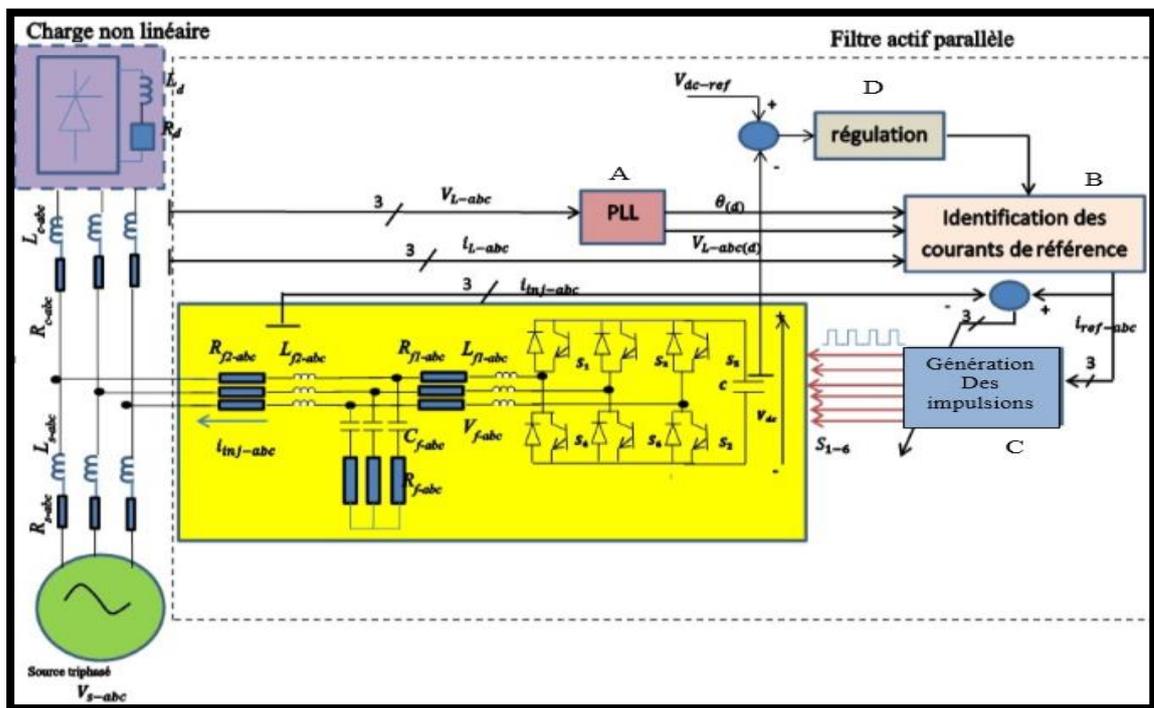


Figure II.1 : Constitution du filtre actif parallèle

**II.2. Modélisation du FAP**

Le FAP est un onduleur de tension connecté en parallèle au réseau. Le condensateur  $C_{dc}$  joue le rôle d'une source de tension continue. La tension à ses bornes  $V_{dc}$  est maintenue à une valeur quasi-constante. La fluctuation de cette tension doit être faible d'une part pour ne pas dépasser la limite en tension des semi-conducteurs et d'autre part pour ne pas dégrader la performance du filtre actif [7], [8].

Le filtre entre l'onduleur et le réseau est un filtre de premier ordre qui est en réalité une simple inductance. Les interrupteurs sont bidirectionnels en courant. Ils sont formés par des composants semi-conducteurs commandés à la fermeture et à l'ouverture (*IGBT, GTO*), en antiparallèle avec une diode. Dans ce cas également, l'onduleur de tension est raccordé entre deux types de sources : source de courant côté alternatif et source de tension côté continu.

La présence de ces deux types de sources impose les conditions suivantes :

- Un seul interrupteur d'un bras doit conduire pour éviter des courts-circuits de la source de tension.
- Le courant de ligne doit toujours trouver un chemin libre d'où la mise en antiparallèle des diodes avec les interrupteurs pour éviter l'ouverture du circuit de la source de courant.

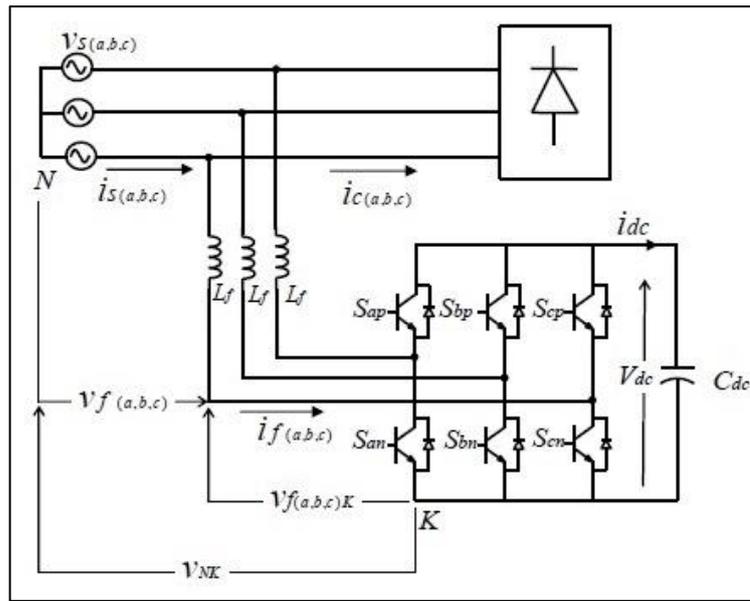


Figure II. 2 : Schéma d'un FAP à trois fils avec neutre non raccordé au point milieu.

Le schéma de base considéré dans cette modélisation est celui de la (Figure II.2) où la capacité ( $C_{dc}$ ) est l'élément principal de stockage de l'énergie et l'inductance ( $L_f$ ) est utilisée pour le couplage des deux sources de tension et le filtrage du courant généré par l'onduleur. Dans ce modèle, on considère que tous les éléments sont linéaires et invariants dans le temps. De même, les interrupteurs et les sources de tensions sont considérés comme idéaux.

En introduisant les définitions des vecteurs suivants :

$$\mathbf{v}_{s(a;b;c)} = [v_{sa} \ v_{sb} \ v_{sc}]^T : \text{Le vecteur des tensions de la source ;}$$

$$\mathbf{v}_{f(a;b;c)} = [v_{fa} \ v_{fb} \ v_{fc}]^T : \text{Le vecteur de tension de l'onduleur relativement au nœud N;}$$

$$\mathbf{v}_{f(a;b;c)k} = [v_{fak} \ v_{fbk} \ v_{fck}] : \text{Le vecteur des tensions de l'onduleur relativement au nœud K;}$$

$$\mathbf{i}_{s(a;b;c)} = [i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc}] : \text{Le vecteur des courants de source d'alimentation ;}$$

$$\mathbf{i}_{c(a;b;c)} = [i_{ca} \ i_{cb} \ i_{cc}] : \text{Le vecteur des courants de la charge non linéaire ;}$$

$$\mathbf{i}_{f(a;b;c)} = [i_{fa} \ i_{fb} \ i_{fc}] : \text{Le vecteur des courants du filtre ;}$$

$V_{dc}$ : La tension de la capacité de stockage ;

$V_{NK}$  : La tension entre les nœuds N et K.

Dans l'hypothèse où le système est équilibré, les tensions de la source sont définies comme suit :

$$\begin{cases} V_{sa}(t) = v_m \sin(\omega t) \\ V_{sb}(t) = v_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{sc}(t) = v_m \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

En raison de la topologie du filtre, la loi de Kirchhoff et les relations (II.1) permettent d'écrire que les sommes des tensions et des courants cités ci-dessus sont nuls :

$$\begin{cases} v_{sa} + v_{sb} + v_{sc} = 0 \\ i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0 \\ i_{ca} + i_{cb} + i_{cc} = 0 \\ i_{fa} + i_{fb} + i_{fc} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Les interrupteurs des bras de l'onduleur fonctionnent en complémentarité, plus précisément quand celui du haut,  $S_{jP}$ ,  $j \in \{a, b, c\}$  du  $j^{eme}$  bras est conducteur, celui du bas  $S_{jN}$  est bloqué ( $S_{jP}$  est " fermé " et  $S_{jN}$  est " ouvert "). L'état de ces interrupteurs est défini par les fonctions logiques  $S_a$ ;  $S_b$ ; et  $S_c$  dont leurs valeurs est (1) quand l'interrupteur positif est fermé et (0) quand le négatif est ouvert. Par conséquent, il est possible de déduire les valeurs suivantes :

$$\begin{cases} S_a = 0 \rightarrow v_{fak} = 0 \\ \quad \quad \quad 1 \rightarrow v_{fak} = V_{dc} \\ S_b = 0 \rightarrow v_{fbk} = 0 \\ \quad \quad \quad 1 \rightarrow v_{fbk} = V_{dc} \\ S_c = 0 \rightarrow v_{fck} = 0 \\ \quad \quad \quad 1 \rightarrow v_{fck} = V_{dc} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

En appliquant la loi des mailles, les expressions du vecteur  $v_{f(a,b,c)}$  sont définies par :

$$\begin{cases} v_{fa} = v_{sa} - L_f \frac{di_{fa}}{dt} - R i_{fa} = S_a V_{dc} - v_{NK} \\ v_{fb} = v_{sb} - L_f \frac{di_{fb}}{dt} - R i_{fb} = S_b V_{dc} - v_{NK} \\ v_{fc} = v_{sc} - L_f \frac{di_{fc}}{dt} - R i_{fc} = S_c V_{dc} - v_{NK} \\ C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = S_a i_{fa} + S_b i_{fb} + S_c i_{fc} \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

Où  $(R)$  représente la résistance interne de l'inductance de couplage  $L_f$ . En faisant la somme des trois premières équations de (II.4), sachant les conditions sur le système (II.3), il vient :

$$\begin{cases} v_{fa} + v_{fb} + v_{fc} = 0 \\ v_{NK} = \frac{S_a + S_b + S_c}{3} V_{dc} \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

En introduisant II.5, les équations (II.4) précédentes peuvent être mises sous forme de système d'état comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{fa}}{dt} = -\frac{R}{L_f} i_{fa} - \frac{V_{dc}}{L_f} \left( S_a - \frac{S_a+S_b+S_c}{3} \right) + \frac{1}{L_f} v_{sa} \\ \frac{di_{fb}}{dt} = -\frac{R}{L_f} i_{fb} - \frac{V_{dc}}{L_f} \left( S_b - \frac{S_a+S_b+S_c}{3} \right) + \frac{1}{L_f} v_{sb} \\ \frac{di_{fc}}{dt} = -\frac{R}{L_f} i_{fc} - \frac{V_{dc}}{L_f} \left( S_c - \frac{S_a+S_b+S_c}{3} \right) + \frac{1}{L_f} v_{sc} \\ \frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{C_{dc}} [ S_a i_{fa} + S_b i_{fb} + S_c i_{fc} ] \end{array} \right. \quad (\text{II.6})$$

Du système d'équations (II.6) il est possible de définir de nouvelles fonctions de commande ( $u_a; u_b; u_c$ ) tel que :

$$\left\{ \begin{array}{l} u_a = \left( S_a - \frac{S_a+S_b+S_c}{3} \right) \\ u_b = \left( S_b - \frac{S_a+S_b+S_c}{3} \right) \\ u_c = \left( S_c - \frac{S_a+S_b+S_c}{3} \right) \end{array} \right. \quad (\text{II.7})$$

Il est important de souligner que les fonctions logiques précédentes  $S_j$  représentent les tensions  $v_{fjk}$  normalisées relativement à la tension du bus continu  $V_{dc}$ , tandis que les nouvelles fonctions de commande représentent les tensions normalisées  $v_{fj}$  qui sont référées au nœud (N). En examinant l'équation précédente (II.7) il est possible d'exprimer les fonctions logiques et les fonctions de commandes sous une forme plus compacte :

$$u_{abc} = T \cdot S_{abc} \quad (\text{II.8})$$

$$\text{Avec : } u_{abc} = \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} ; \quad S_{abc} = \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} ; \quad T = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & -1/3 & 2/3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

En considérant les huit combinaisons possibles des trois interrupteurs, le Tableau (II.1) peut être déduit.  $S_a; S_b;$  et  $S_c$

	$S_a$	$S_b$	$S_c$	$V_{fa}$	$V_{fb}$	$V_{fc}$
1	1	0	0	$2/3 V_{dc}$	$-1/3 V_{dc}$	$-1/3 V_{dc}$
2	1	1	0	$1/3 V_{dc}$	$1/3 V_{dc}$	$-2/3 V_{dc}$
3	0	1	0	$-1/3 V_{dc}$	$2/3 V_{dc}$	$-1/3 V_{dc}$
4	0	1	1	$-2/3 V_{dc}$	$1/3 V_{dc}$	$1/3 V_{dc}$
5	0	0	1	$-1/3 V_{dc}$	$-1/3 V_{dc}$	$2/3 V_{dc}$
6	1	0	1	$1/3 V_{dc}$	$-2/3 V_{dc}$	$1/3 V_{dc}$
7	1	1	1	0	0	0
8	0	0	0	0	0	0

Tableau II.1 : Les fonctions de commande dans le repère (a, b, c).

Le système d'état obtenu en (II.6) peut être réécrit facilement avec les nouvelles fonctions de commandes :

$$\begin{cases} \frac{di_{fa}}{dt} = -\frac{R}{L_f} i_{fa} - \frac{V_{dc}}{L_f} u_a + \frac{1}{L_f} v_{sa} \\ \frac{di_{fb}}{dt} = -\frac{R}{L_f} i_{fb} - \frac{V_{dc}}{L_f} u_b + \frac{1}{L_f} v_{sb} \\ \frac{di_{fc}}{dt} = -\frac{R}{L_f} i_{fc} - \frac{V_{dc}}{L_f} u_c + \frac{1}{L_f} v_{sc} \\ \frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{C_{dc}} [u_a i_{fa} + u_b i_{fb} + u_c i_{fc}] \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

### II.3. Identification des courants harmoniques par la méthode des puissances instantanées (bloc B)

Le bon choix de la méthode d'identification des grandeurs de référence (courant de référence dans le cas d'un filtre actif parallèle, tension de référence dans le cas d'un filtre actif série), ainsi que la technique de commande, est primordial afin que le filtre actif puisse remplir les tâches pour lesquelles il est destiné. En outre, l'utilisation de feedback provoque des erreurs statiques pouvant affecter les grandeurs de sortie, ce qui nécessite l'adjonction de circuits de régulation propres à ces grandeurs.

Depuis la mise en place des premiers filtres actifs, une multitude d'algorithmes d'identification des grandeurs harmoniques de référence ont été développés.

Le concept de cette théorie développée par [9- 13] est très connu pour l'extraction des courants de référence d'un filtre actif. Elle consiste en une transformation, dans le référentiel  $\alpha, \beta$  ; des courants et tensions instantanés à partir du référentiel  $a; b; c$ . Elle travaille dans l'espace des puissances instantanées qui est constitué de  $p$  et  $q$ , respectivement les puissances instantanées active et réactive. Dans cet espace tridimensionnel.

$a; b; c$  Les équations transformées du 1<sup>er</sup> plan triphasé au second à coordonnées diphasées, sont dérivées du schéma représenté par la (Figure. II.3).

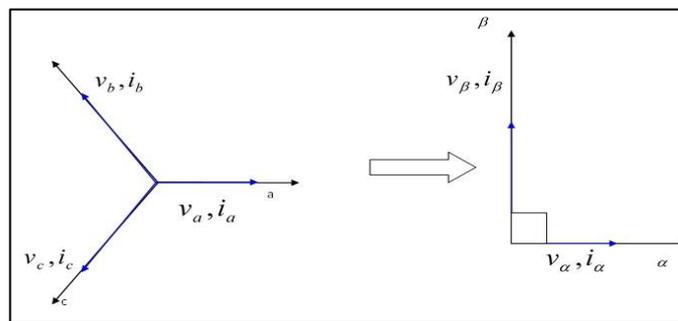


Figure II.3 : Diagramme de transformation du référentiel  $a; b; c$  au référentiel  $\alpha, \beta$ ;

Les valeurs instantanées des courants et tensions triphasés peuvent être obtenues dans le plan  $\alpha - \beta$  par les équations suivantes :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = [C_{32}] \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = [C_{32}] \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

Avec  $C_{32}$  la matrice de transformation de Concordia selon la représentation de la (Figure II.3), dont l'expression est donnée par :

$$[C_{32}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

Cette méthode n'est valide que si les tensions sont équilibrées et sinusoïdales. Les puissances instantanées active et réactive dans ce repère sont données par :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

Ainsi ;

$$\begin{cases} p(t) = v_\alpha(t) i_\alpha(t) + v_\beta(t) i_\beta(t) & \text{Puissance réelle instantanée} \\ q(t) = -v_\alpha(t) i_\beta(t) + v_\beta(t) i_\alpha(t) & \text{Puissance imaginaire instantanée} \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

Akagi a attribué à cette nouvelle grandeur électrique, définie par l'équation (II.16), l'appellation "*puissance instantanée imaginaire*", est représentée par le produit des valeurs instantanées du courant et de la tension, mais qui ne peut être traitée comme une grandeur conventionnelle.

Les puissances  $p$  et  $q$  peuvent être exprimées en composantes alternatives et continues, telles que :

$$\begin{cases} P = \bar{P} + \tilde{P} \\ q = \bar{q} + \tilde{q} \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

Avec :

$P$  : Composante DC de  $p$  liée au courant actif fondamental conventionnel

$\tilde{P}$  : Composante AC de  $p$ , dépourvue de valeur moyenne et liée aux courants harmoniques causés par les composantes AC de la puissance instantanée réelle

$q$  : Composante DC de  $q$  liée à la puissance réactive générée par les composantes fondamentales des courants et des tensions

$\tilde{q}$  : Composante AC de  $q$  liée aux courants harmoniques causés par les composantes AC de la puissance instantanée réactive.

Ici, il s'agit de l'extraction des courants de référence. L'expression des courants en fonction des puissances instantanées dans le plan  $\alpha, \beta$ ; est donnée par :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2}} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

Maintenant, si on souhaite également compenser la puissance réactive (c.-à-d. le déplacement du facteur de puissance), ainsi que les courants harmoniques générés par les charges non linéaires, le signal de référence du filtre actif parallèle doit inclure  $\tilde{P}, \bar{q},$  et  $\tilde{q}$ . Dans ce cas, les courants de référence sont calculés par :

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha-ref} \\ i_{\beta-ref} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{v_{\alpha}^2+v_{\beta}^2}} \begin{bmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} \\ v_{\beta} & -v_{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (II.18)$$

Les courants de compensation finaux dans le repère  $a; b; c$ , incluant la composante homopolaire, de séquence zéro (dans le cas de courant de charge non linéaire déséquilibré) sont donnés par :

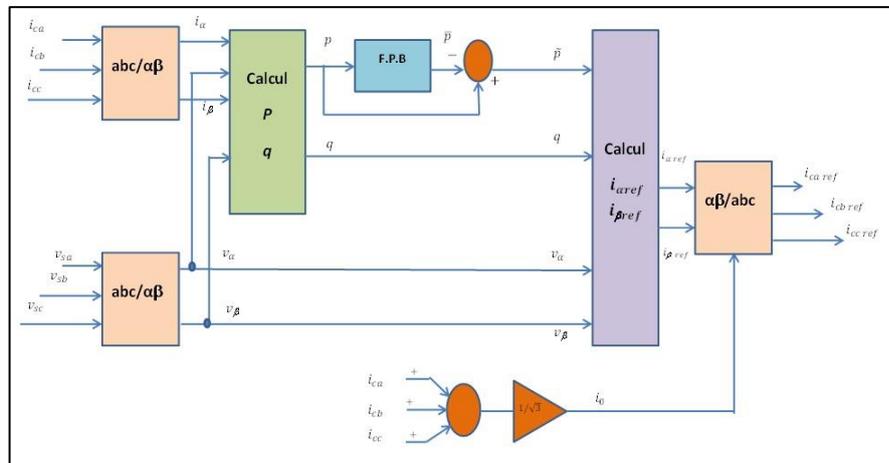
$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1 & 0 \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_{\alpha ref} \\ i_{\beta ref} \end{bmatrix} \quad (II.19)$$

Avec :  $i_0 = \frac{1}{\sqrt{3}} (i_a + i_b + i_c)$  (II.20)

Le schéma fonctionnel permettant de générer les courants de référence (Figure II.4), tel que FPB, est un filtre passe-bas du second ordre.

La fonction de transfert FT du FPB est donnée par l'équation (II.21):

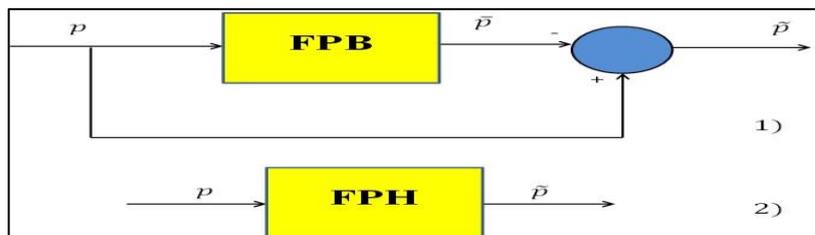
$$FT(s) = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\zeta \omega s + \omega_0^2} \quad (II.21)$$



**Figure II.4 : Génération des courants de référence selon la théorie  $P . q$  .**

Avec :  $\omega_0 = 2 \cdot \pi \cdot f_0$  ; où  $f_0$  est la fréquence de coupure du filtre,  
 $s$  : L'opérateur de Laplace,  
 $\zeta$  : Coefficient d'amortissement.

La (Figure II.5) présente les deux méthodes possibles directes et indirectes utilisant deux types de filtres différents.



**Figure II.5 : Filtrage des puissances dans le domaine temporel.  
 1- méthode directe. 2- méthode indirecte.**

Ces filtres doivent respecter les caractéristiques suivantes :

1. L'atténuation : Les amplitudes des signaux doivent être conservées pour que les références soient exactes.
2. Le déphasage : A cause de la méthode d'injection du courant en opposition avec les charges, il est impératif de conserver la phase des courants.
3. Le temps de réponse : Il doit être maîtrisé pour faire face aux variations brusques de charge.

**II.4. Génération des impulsions de commande (bloc C)**

Le type de modulation mis en œuvre dans la commande des interrupteurs doit assurer un rejet des harmoniques et fixer également la tension maximale en sortie de l'onduleur.

Pour maintenir le courant à la sortie du filtre actif autour de sa référence ; plusieurs techniques de commande peuvent être utilisées :

- La commande par hystérésis.
- La commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI ; Sinusoïdal Pulse Width Modulation, SPWM).
- La commande par hystérésis modulé

L'objectif de la commande, que ce soit à MLI ou par hystérésis, est de générer les ordres d'ouverture/fermeture des interrupteurs de manière à ce que le courant du filtre actif soit le plus proche de sa référence [14].

Dans ce travail, on adopte la commande à hystérésis modulée pour la génération des impulsions de commande de l'onduleur constituant le filtre.

La commande par hystérésis modulée a pour objectif de résoudre l'inconvénient majeur de la commande par hystérésis conventionnelle en fixant la fréquence de commutation des semi-conducteurs. Cette commande consiste à ajouter au signal d'erreur  $\epsilon (\epsilon = \mathbf{i}_{ref} - \mathbf{i}_f)$  un signal triangulaire  $\mathbf{S}_{tr}$ , de fréquence  $f_{tr}$  et d'amplitude  $A_{tr}$ . La fréquence  $f_{tr}$  doit être choisie égale à la fréquence de commutation que l'on souhaite imposer aux composants de puissance. Le signal ainsi obtenu attaque alors l'entrée d'un régulateur à hystérésis de largeur de bande  $2B_h$  dont la sortie permet de commander les interrupteurs de puissance. Le schéma de cette commande est décrit à la (Figure II.6) ;

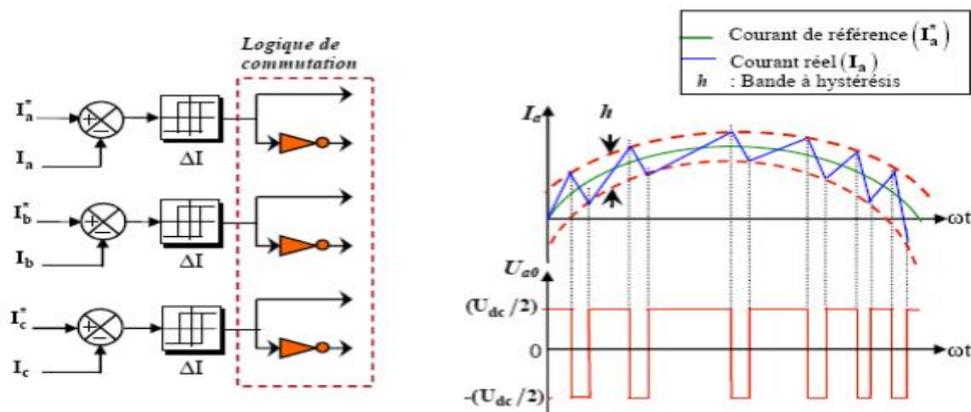


Figure II.6 : Principe de la commande par hystérésis modulée.

La fréquence de la porteuse triangulaire fixe donc la fréquence de découpage des semi-conducteurs de puissance.

La commande à MLI est caractérisée par deux indices :

Rapport de réglage  $r$  : C'est le rapport de modulation d'amplitude (coefficient de réglage) entre le signal de référence et la porteuse donné par :

$$r = \frac{A_{ref}}{A_{porteuse}} \quad (\text{II.22})$$

Et  $m$  est le rapport de modulation de fréquence (indice de modulation) entre la porteuse et la référence donné par :

$$m = \frac{f_{porteuse}}{f_{référence}} \quad (\text{II.23})$$

Dans les onduleurs triphasés, seuls les harmoniques des tensions entre phases sont le sujet de préoccupation [15], [16]. En considérant juste les harmoniques du rang  $m$  et ses multiples impaires, le déphasage entre  $v_{ak}$  et  $v_{bk}$  à ces rangs est  $(120 \times m)$ . Ce déphasage sera nul (multiple de  $360^\circ$ ) si  $m$  est impaire et un multiple de trois. Par conséquent, l'harmonique au rang  $m$  sera supprimé de la tension composée  $v_{ab}$ .

## II.5. Simulation du FAP :

Considérons le filtre actif parallèle à IGBT de la (Figure II.1), où on a adopté la méthode des puissances instantanées pour la détermination des courants harmoniques de référence. Les paramètres utilisés lors de la simulation sont donnés par le tableau II.2

<b>Réseau électrique</b>	$V_{eff} = 220(V)$ $f = 50(Hz)$ $R_S = 0.5(\Omega)$ $L_S = 2(mH)$
<b>Charge non linéaire</b> (Pont redresseur triphasé à thyristors, avec $\alpha = 0^\circ$ ) Charge inductive aval à la charge non-linéaire Inductance de connexion du pont redresseur au réseau	$L_d = 20(mH), R_d = 20(\Omega)$ $L_c = 1(mH), R_c = 1(\Omega)$
<b>Filtre actif</b>	$V_{dc-ref} = 1000(V)$ $L_f = 1(mH), R_f = 1(\Omega)$ $f_{porteuse} = 10(KHz)$
<b>Commande des impulsions</b> - Rapport de réglage - Indice de modulation - Largeur de la bande d'hystérésis	$r = 0.86$ $m = 200$ $2B_h = 0.1$

Tableau II.2 : Paramètres de simulation du FAP

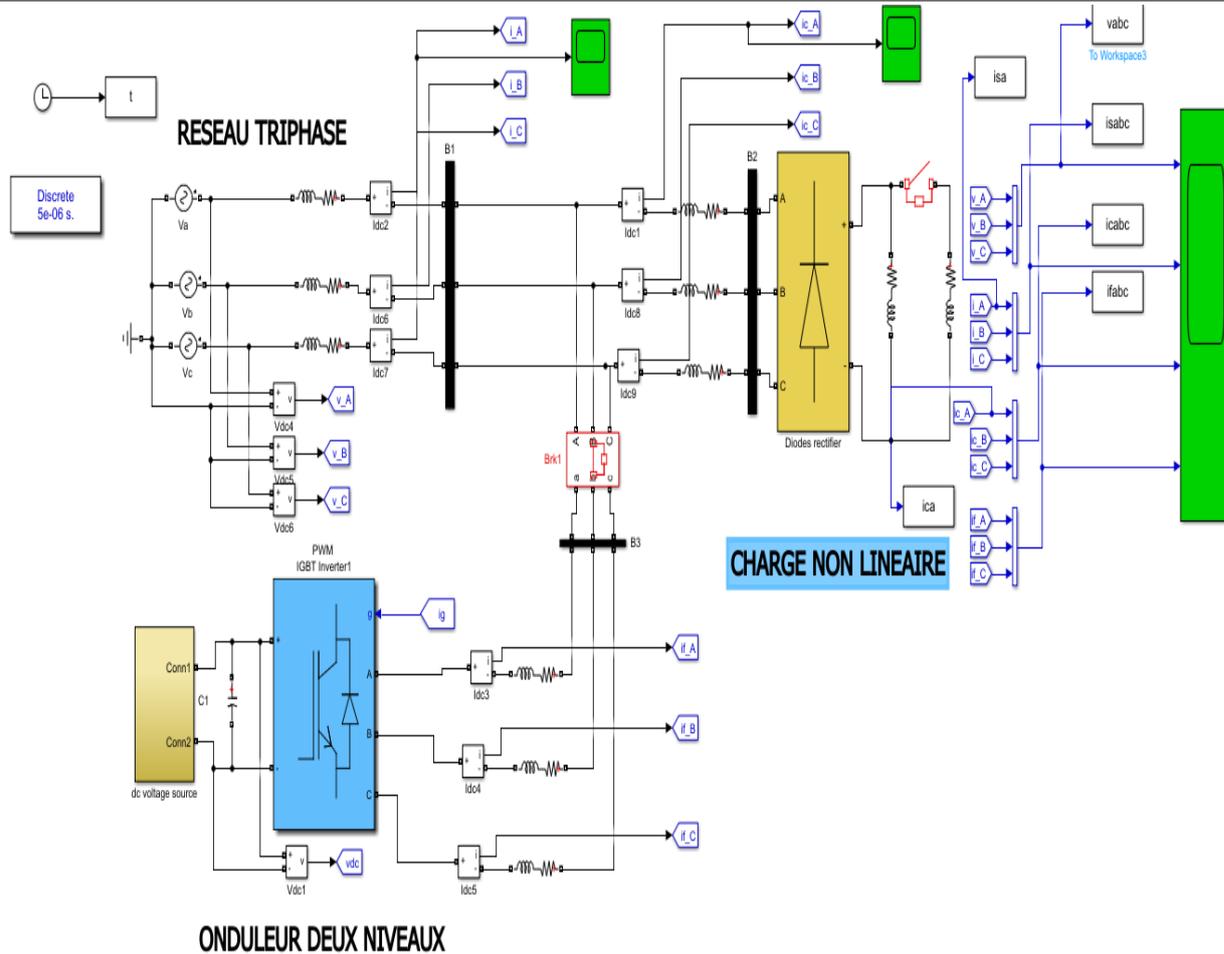


Figure II.7 : Schéma pour la Simulation du FAP en Simulink.

IDENTIFICATION DES HARMONIQUES PAR LA METHODE PQ

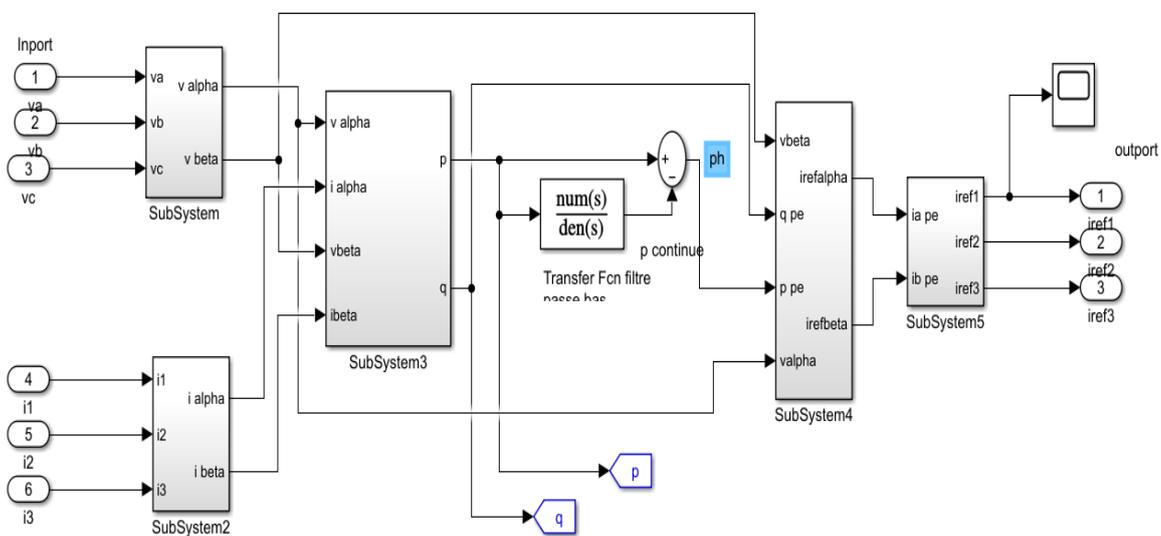
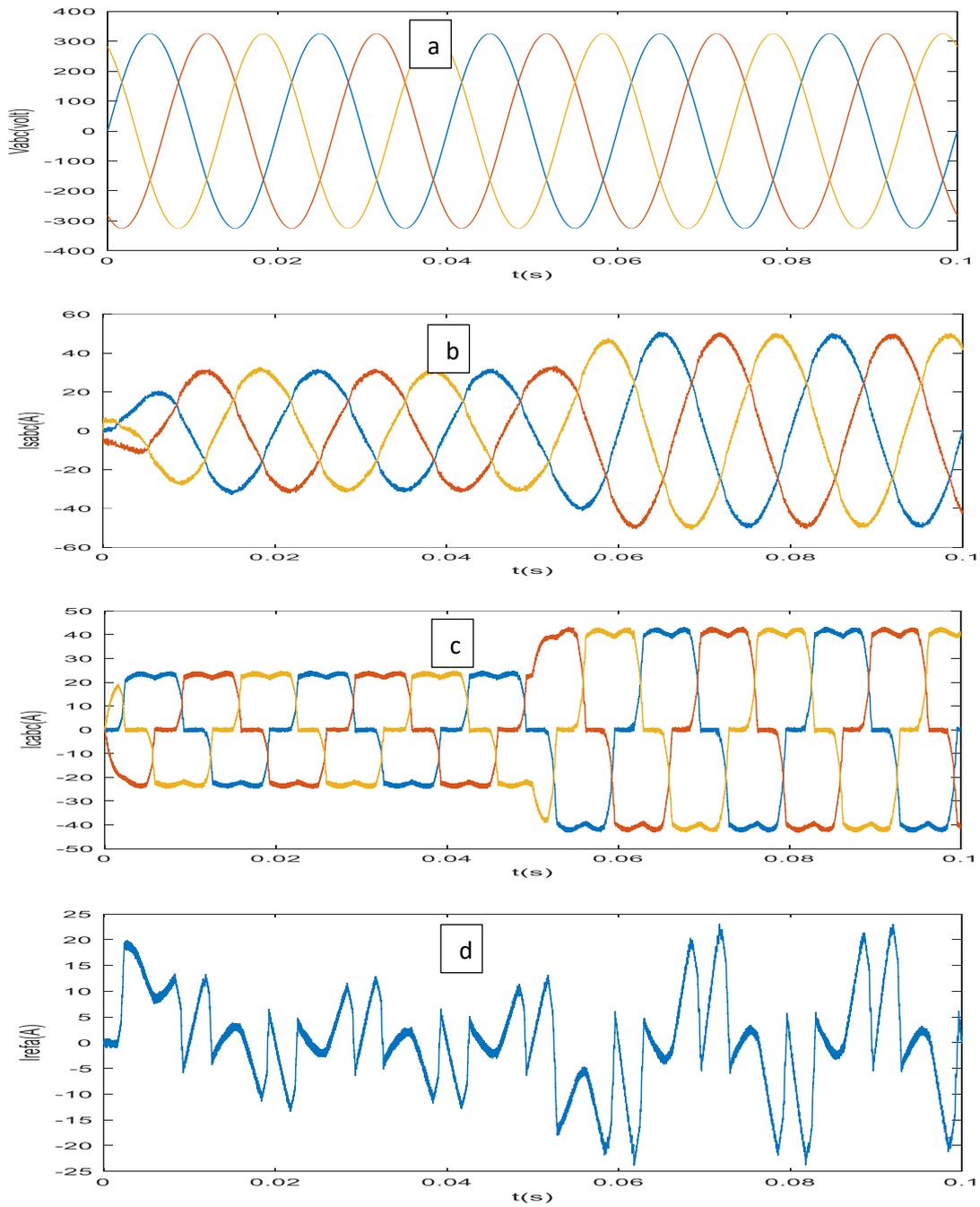


Figure II.8 : Schéma pour l'identification des courants de références (Bloc B)

## II.6 - Résultats de simulation :



**Figure II.9 : Résultats de simulation après compensation**

- a.** Tensions de source simples
- b.** Courants de ligne après compensation
- c.** Courants de ligne avant compensation
- d.** Courants de référence

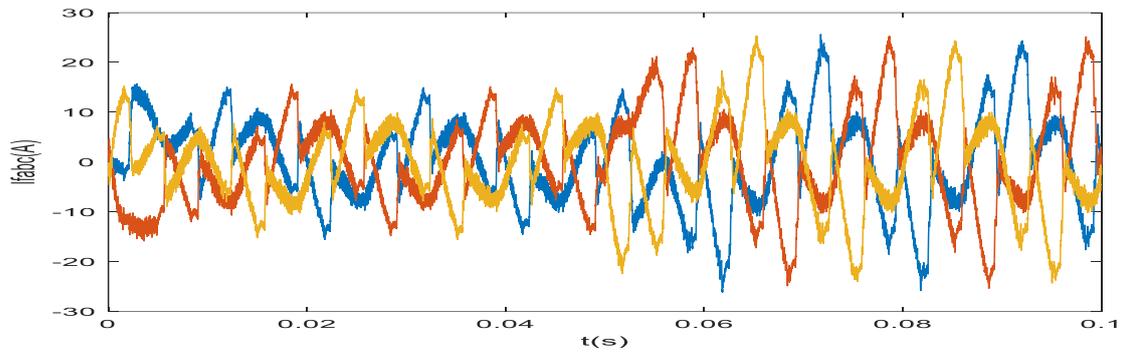


Figure II.10 : Courants générés par le filtre.

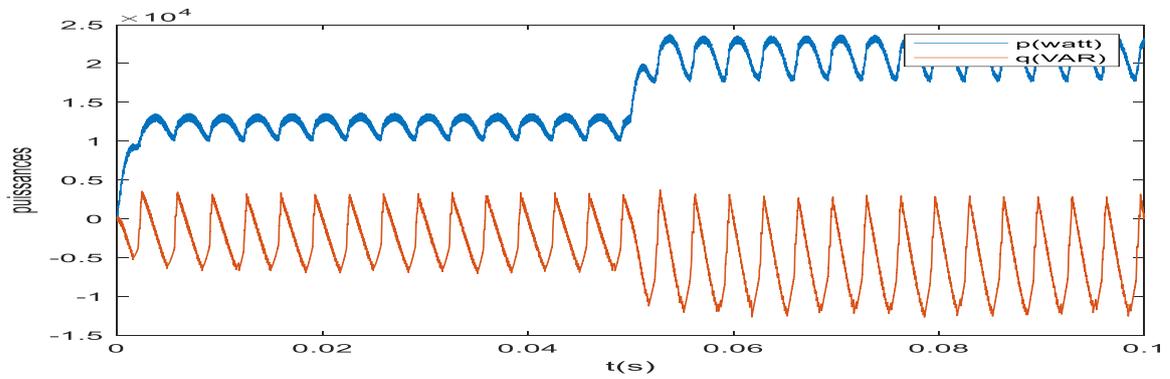
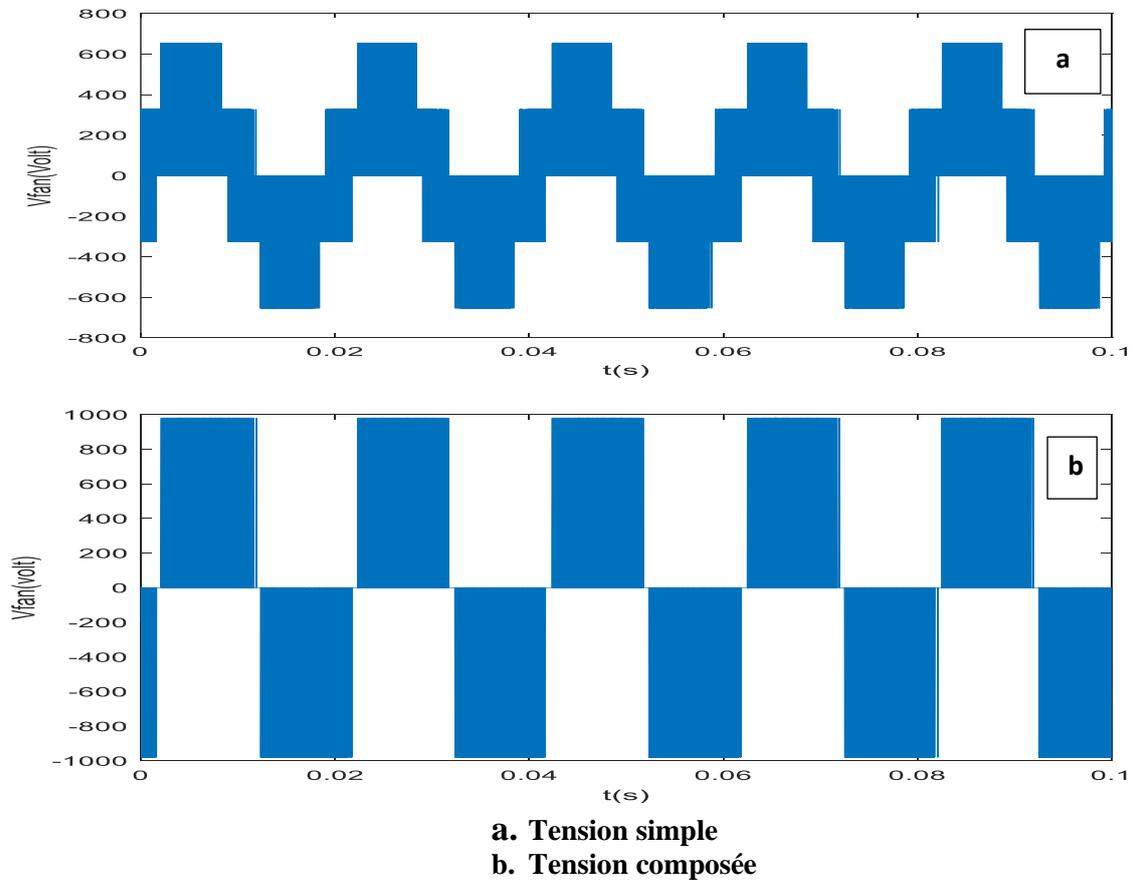
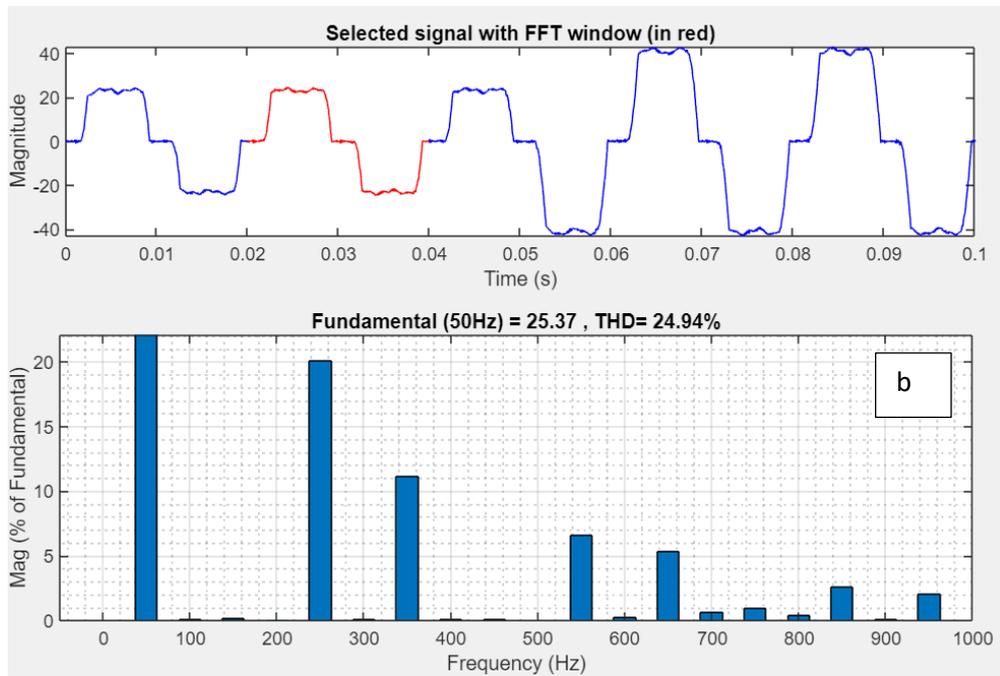
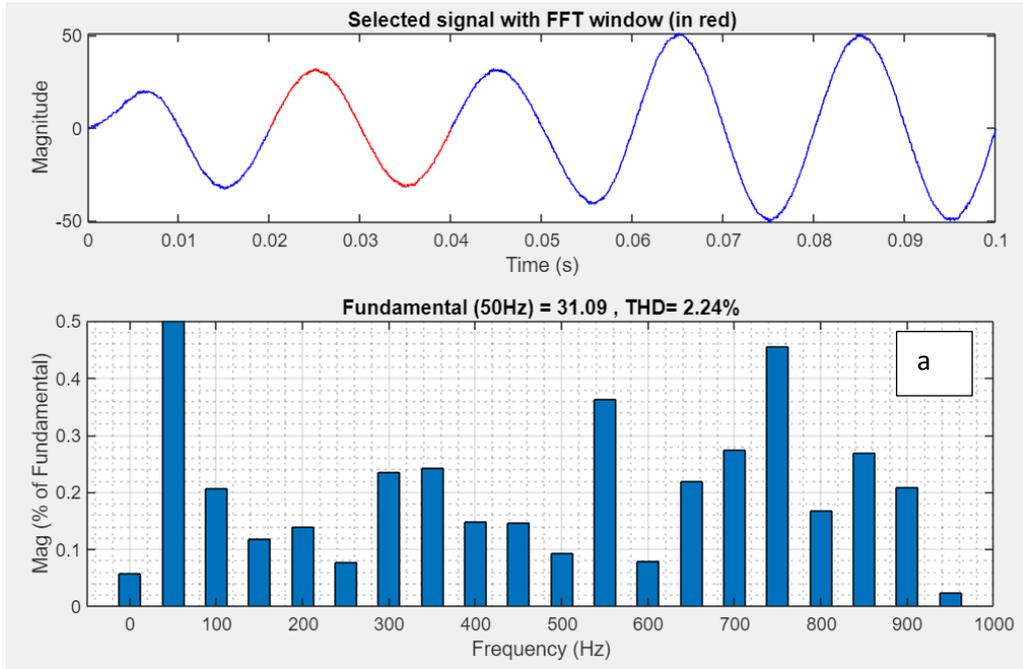


Figure II.11 : Puissance active et réactive absorbées par la charge non linéaire



- a. Tension simple
- b. Tension composée

Figure II.12 : Tensions à la sortie du filtre.



- a. Avant compensation
- b. Après compensation

Figure II.13 : Spectres du courant de source.

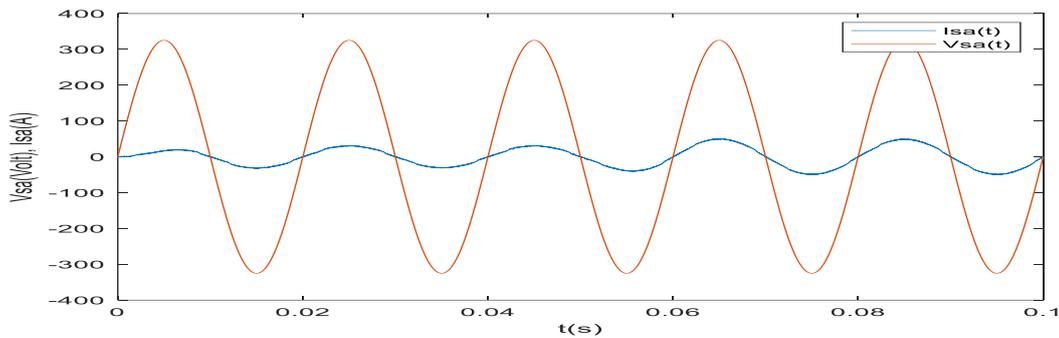


Figure II.14 : Tension et courant de source de la phase (a).

## II. 7 - Interprétation des résultats de Simulation du FAP

- La (Figure II.9) montre que pour un réseau de tensions équilibrées (Figure II.9.a) et avec des courants de lignes très pollués, de formes quasi-carrées, (Figure II.9.c) ; on remarque qu'après filtrage, les courants de lignes sont sinusoïdaux, (Figure II.9.b).
- Les courants du filtre, (Figure II.10) sont identiques aux courants de références, (Figure II.9.d), avec des fluctuations qui sont dues à la fréquence de commutation des IGBT constituant le FAP.
- La puissance active est continue fluctuante à la fréquence 300 Hz et la puissance réactive est oscillatoire autour de 0VAR (Figure II.11).
- La tension composée, (Figure II.12.a) est de forme quasi-carrée et prends deux valeurs :  $\pm V_{dc}$  La tension simple, (Figure II.12.b), est en escalier à deux niveaux  $1/3V_{dc}$  et  $2/3V_{dc}$
- Le spectre de la (Figure II.13.a) ; montre que le taux de distorsion harmonique du courant de source est réduit de 24.94%, avant compensation à 2.24% (Figure II.12.b), après compensation.
- L'amélioration du facteur de puissance, (Figure II.14) est justifié par l'annulation du déphasage entre la tension de source et le courant de source.

Durant la validation par simulation on diminue (à moitié) la valeur de la charge à l'instant  $t=0.05s$ . On remarque que la compensation suit parfaitement la variation de la charge.

### Conclusion :

Dans ce chapitre on a modélisé le filtre actif parallèle par simulation à l'aide du logiciel Matlab- Simulink. Les simulations ont permis de valider la méthode des puissances instantanées pour l'identification des harmoniques, la restitution dans le réseau électrique des courants de filtre, et la compensation des harmoniques ainsi que la correction du facteur de puissance.

# CHAPITRE III

MODÉLISATION  
ET SIMULATION DU  
FAP A TROIS NIVEAUX

### Introduction :

L'évolution rapide des techniques de fabrication des dispositifs à semi-conducteurs a permis de développer de nouvelles structures d'onduleurs de grande performance par rapport à la structure classique. Les onduleurs multi niveaux, sont mieux adaptés aux applications des grandes puissances parce qu'ils réduisent les contraintes dues au phénomène de commutation sollicitant les interrupteurs.

L'idée de base de l'onduleur multi-niveaux est l'obtention d'une tension de sortie à trois niveaux par la superposition de deux interrupteurs élémentaires alimentés par une source de tension continue distincte.

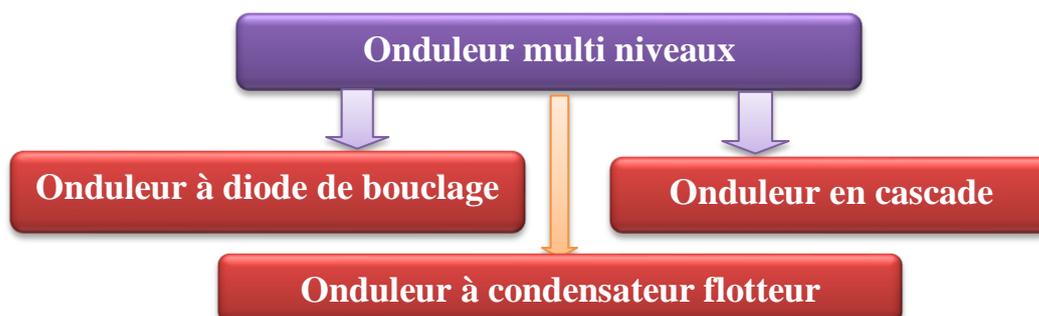
L'onduleur multi-niveaux permet d'avoir une tension plus proche de la sinusoïde que celle issue de l'onduleur classique à deux niveaux. Il permet également par la mise en série des interrupteurs, de réduire les contraintes en tension sur les composants.

En général, les onduleurs de tension multi-niveaux peuvent être vus comme des synthétiseurs de tension, dans lesquels la tension de sortie est synthétisée de plusieurs niveaux de tension discrets. Ce type d'onduleur présente plusieurs avantages, parmi les plus importants, on mentionne :

- Il peut générer des tensions très proches de la sinusoïde avec une fréquence de commutation égale à celle de la fondamentale.
- Il réduit les tensions du mode homopolaire.
- Il est bien adapté aux moteurs de moyennes et de grandes puissances.
- La tension des dispositifs existants peut être augmentée plusieurs fois sans complications au niveau des tensions statique et dynamique.
- Les performances spectrales des formes d'ondes des grandeurs de sortie d'un onduleur multi-niveaux sont supérieures à celles d'un onduleur à deux niveaux.
- Les formes d'ondes des grandeurs de sorties d'un onduleur multi-niveaux limitent naturellement les problèmes des surtensions dues aux réflexions sur les câbles.

Puisque le choix de la meilleure topologie d'onduleurs multi-niveaux et de la meilleure stratégie de commande, pour chaque application donnée, n'est pas souvent clair, ces derniers font sans cesse l'objet de nombreuses publications.

La (Figure III.1) représente les topologies des onduleurs multi-niveaux les plus récentes.



**Figure III.1 : Les différentes topologies des onduleurs multi niveaux**

Par définition, l'onduleur de tension multi niveaux possède trois ou plusieurs niveaux. L'objectif de cette partie est de donner une vue générale des trois topologies de base des onduleurs multi niveaux :

- La topologie à diode de bouclage,
- La topologie au condensateur flotteur,
- La topologie en cascade.

Dans ce travail, on va se limiter à l'étude de l'onduleur à trois niveaux à diode de bouclage, (NPC Neutral- Point- Clamping).

### III.2- Modélisation des onduleurs à trois niveaux NPC :

L'onduleur NPC à trois niveaux est représenté sur la (Figure III.2). Le bus continu d'entrée est composé de deux capacités en série ( $C_1$  et  $C_2$ ), formant un point milieu noté (O) qui permet à l'onduleur d'accéder à un niveau de tension supplémentaire par rapport à l'onduleur classique à deux niveaux. La tension totale du bus continu vaut ( $E$ ), dans les conditions normales de fonctionnement, celle-ci est uniformément répartie sur les deux capacités qui possèdent alors une tension  $E/2$  à leurs bornes. Chacun des trois bras (a, b et c) de l'onduleur est composé de quatre interrupteurs commandés (K1, K2, K3 et K4 pour le bras a) et deux diodes de maintien connectées au point milieu du bus continu [17-19].

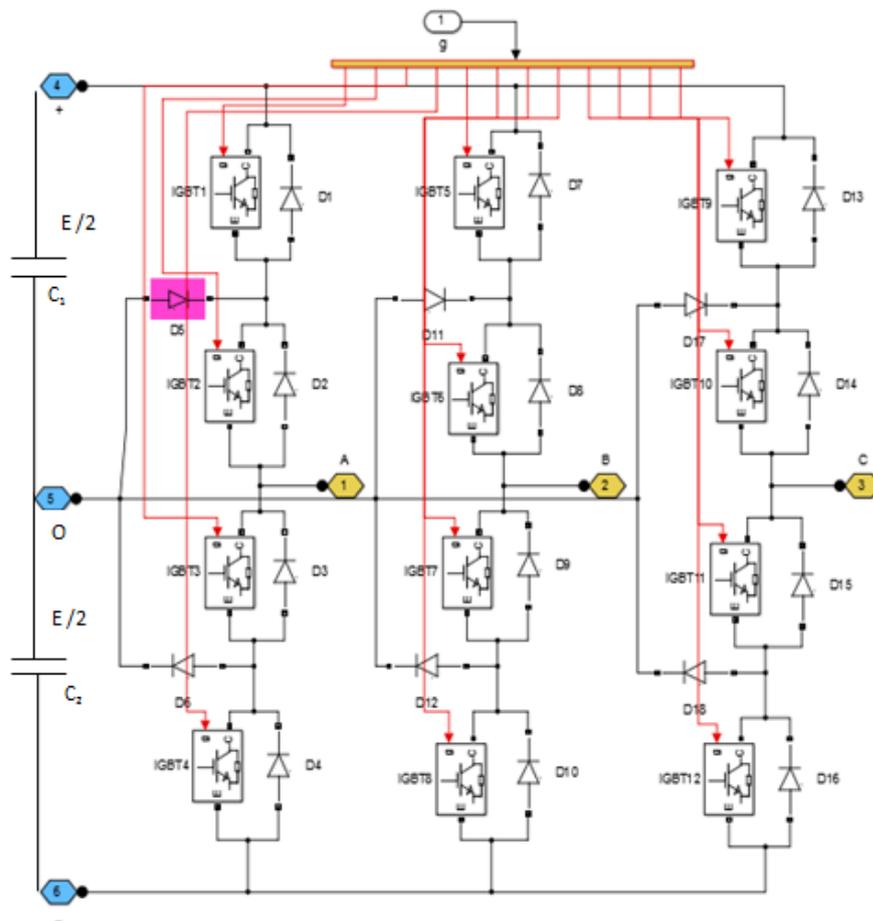


Figure III.2 Schéma d'un onduleur NPC à trois niveaux

Pour des raisons de simplicité, nous limiterons l'étude à un bras d'onduleur NPC de trois niveaux, l'objectif visé est de déterminer les valeurs que peut prendre la tension ( $V_{ao}$ ) pour les différents états possibles des interrupteurs statiques, et de montrer les séquences de conductions des interrupteurs.

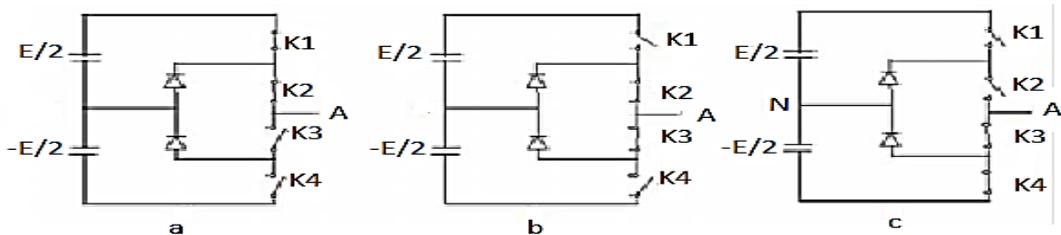
Pour un convertisseur NPC à N-niveaux de tensions, nous avons N séquences de fonctionnement possibles permettant de générer les N niveaux de tensions.

**A. Séquences de fonctionnement du NPC à trois niveaux**

En particulier pour le NPC à trois niveaux on a trois séquences de fonctionnement

**• Séquences 1 : Génération du niveau maximum**

Dans ce cas, les interrupteurs K1, K2 sont passants et K3, K4 sont bloqués (Figure III.3.a). La tension de sortie  $V_{ao}$  est:  $V_{ao} = E/2$ . La tension inverse appliquée aux interrupteurs k3, k4 vaut:  $V_{K3} = V_{K4} = E/2$ .



a-1<sup>er</sup> configuration

b- 2<sup>eme</sup> configuration

c- 3<sup>eme</sup> configuration

**Figure III.3 : Séquences de fonctionnement d'un bras d'onduleur NPC à trois niveaux**

**• Séquences 2 : Génération du niveau intermédiaire**

Les interrupteurs K2, K3 sont passants et K1, K4 sont bloqués, dans ce cas le point (a) est relié directement au point (o) à travers l'une des diodes de maintien (Figure III.3.b). La tension de sortie  $V_{ao}$  est donc nulle,  $V_{ao} = 0$ . La tension inverse appliquée aux interrupteurs K1, K4 vaut:  $V_{K1} = V_{K4} = E/2$ .

**• Séquences 3 : Génération du niveau minimum**

Dans ce cas, les interrupteurs K1, K2 sont bloqués et K3, K4 sont passants (Figure III.3.c). La tension de sortie  $V_{ao}$  est:  $V_{ao} = -E/2$ , La tension inverse appliquée aux interrupteurs K1, K2 vaut:  $V_{K1} = V_{K2} = E/2$ . Les 3 états ou séquences de commutation possibles sont résumés au tableau III.1.

K1	K2	K3	K4	V <sub>ao</sub>
1	1	0	0	E/2
0	1	1	0	0
0	0	1	1	-E/2

**Tableau III.1 : États possibles de l'onduleur NPC à 3 niveaux**

Nous remarquons que, par rapport à l'onduleur classique à deux-niveaux, les interrupteurs dans l'onduleur NPC à trois niveaux ont un temps de conduction minimal et une tension à supporter à l'état bloqué aussi minimale.

### B. Hypothèses :

1. Les tensions d'entrée de l'onduleur sont supposées parfaites. En pratique, cela se traduit par le fait que, quel que soit le courant  $i_k$ , délivré par cette alimentation, la tension à ses bornes reste constante.
2. La chute de tension aux bornes des semi-conducteurs est négligeable devant la tension d'alimentation qui est de l'ordre de quelques centaines de volts. [19].

### C. Commande complémentaire pour l'onduleur à trois niveaux :

Pour un onduleur triphasé à trois niveaux en mode commandable, et pour éviter le court-circuit des sources de tension par conduction de plusieurs interrupteurs, on définit la commande complémentaire suivante

$$\{F_{k1} = \overline{F_{k4}} \quad \text{III.1}$$

$$\{F_{k2} = \overline{F_{k3}} \quad \text{III.2}$$

Avec :  $F_{ks}$ , commande de base du transistor  $T_{ks}$  d'un bras k.

### D. Fonction de connexion :

On définit les fonctions de connexion de demi bras  $F_{k1}^b, F_{k0}^b$  comme suit :

$$F_{k1}^b = F_{k1} \cdot F_{k2} \quad \text{III.3}$$

$$F_{k0}^b = F_{k3} \cdot F_{k4} \quad \text{III.4}$$

Avec : k est le numéro du bras k=1, 2,3 ; et on désigne par :

1: le demi-bras de haut

0 : le demi-bras de bas

### E. Tensions composées

Les différentes tensions composées de l'onduleur triphasé à trois niveaux s'expriment à l'aide des fonctions des connexions des interrupteurs comme suite :

$$\begin{cases} V_{AB} = V_{AO} - V_{BO} = (F_{11} \cdot F_{12} - F_{21} \cdot F_{22}) \cdot E/2 - (F_{13} \cdot F_{14} - F_{23} \cdot F_{24}) \cdot E/2 \\ V_{BC} = V_{B0} - V_{C0} = (F_{11} \cdot F_{12} - F_{31} \cdot F_{32}) \cdot E/2 - (F_{23} \cdot F_{14} - F_{33} \cdot F_{34}) \cdot E/2 \\ V_{CA} = V_{C0} - V_{A0} = (F_{31} \cdot F_{32} - F_{11} \cdot F_{12}) \cdot E/2 - (F_{33} \cdot F_{34} - F_{13} \cdot F_{14}) \cdot E/2 \end{cases} \quad \text{III.5}$$

Le système devient :

$$\begin{cases} V_{AB} = [(F_{11} \cdot F_{12} - F_{21} \cdot F_{22}) - (F_{13} \cdot F_{14} - F_{23} \cdot F_{24})] \cdot E/2 \\ V_{BC} = [(F_{11} \cdot F_{12} - F_{31} \cdot F_{32}) - (F_{23} \cdot F_{14} - F_{33} \cdot F_{34})] \cdot E/2 \\ V_{CA} = [(F_{31} \cdot F_{32} - F_{11} \cdot F_{12}) - (F_{33} \cdot F_{34} - F_{13} \cdot F_{14})] \cdot E/2 \end{cases} \quad \text{III.6}$$

Les différentes tensions composées de l'onduleur triphasé à trois niveaux s'expriment à l'aide des fonctions des demi-bras comme suite :

$$\begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{b11} \\ F_{b21} \\ F_{b31} \end{bmatrix} E/2 - \begin{bmatrix} F_{b10} \\ F_{b20} \\ F_{b30} \end{bmatrix} E/2 \quad \text{III.7}$$

Avec :

$$\begin{cases} F_{11}^b = F_{11}F_{12} \\ F_{10}^b = F_{13}F_{14} \end{cases} \quad \begin{cases} F_{21}^b = F_{21}F_{21} \\ F_{20}^b = F_{23}F_{24} \end{cases} \quad \begin{cases} F_{31}^b = F_{31}F_{31} \\ F_{30}^b = F_{33}F_{34} \end{cases} \quad \text{III.8}$$

Cette relation se réduit à :

$$\begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} E/2 \quad \text{III.9}$$

#### F. Tensions simples :

Enfin les tensions simples de sortie :

$$\begin{cases} V_A = \frac{E}{2} (2V_{AO} - V_{BO} - V_{CO}) / 3 \\ V_B = \frac{E}{2} (-V_{AO} + 2V_{BO} - V_{CO}) / 3 \\ V_C = \frac{E}{2} (-V_{AO} - V_{BO} + 2V_{CO}) / 3 \end{cases} \quad \text{III.10}$$

Sous forme matricielle

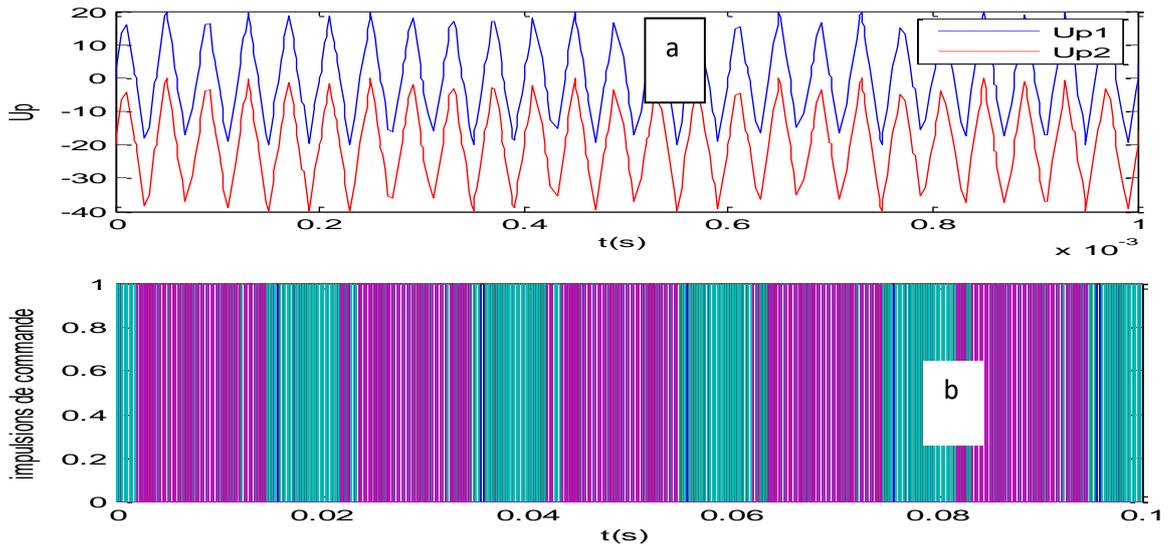
$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{b11} - F_{b10} \\ F_{b21} - F_{b20} \\ F_{b31} - F_{b30} \end{bmatrix} E/2 \quad \text{III.11}$$

### III.3- Commande MLI d'un onduleur NPC à trois niveaux

Pour générer les impulsions de commande MLI du convertisseur à 3-niveaux de tensions, deux porteuses triangulaires sont nécessaires. Ces porteuses ont la même fréquence  $f_p$  et la même amplitude  $U_p$  (Figure III.4) mais décalée. Elles sont ensuite comparées au courant de référence issu de la méthode des puissances instantanées. Ainsi pour le cas NPC, les signaux de commande des interrupteurs du même bras K1-K3 sont complémentaires et les interrupteurs K2- K4 sont aussi complémentaires.

### III.4- Résultats de simulation

Les études de simulation sont effectuées à l'aide du logiciel Matlab Simulink-Sim Power Systems (R2021a). Lors de la simulation on utilise les mêmes données que pour le FAP à deux niveaux. La tension à l'entrée est divisée en deux (500 volt). Les valeurs de TDH% sont mesurées à l'aide du bloc FFT de powergui.



a. Porteuses

b. 12 impulsions de commandes

Figure III.4 : Commande MLI de l'onduleur NPC à trois Niveaux

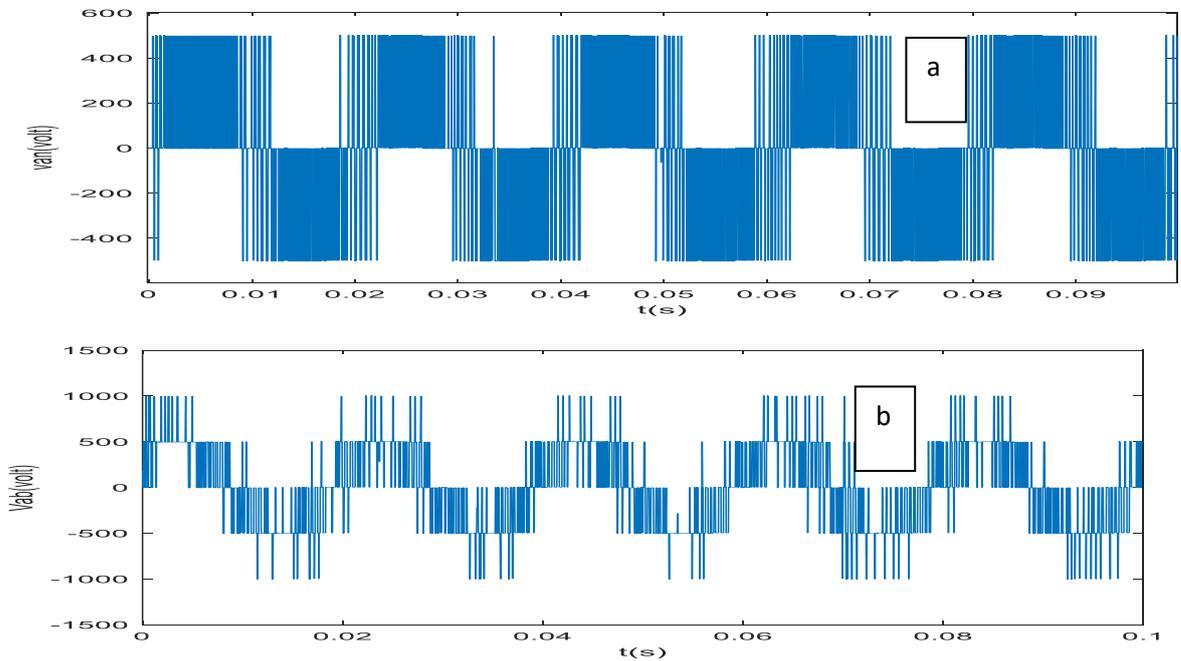
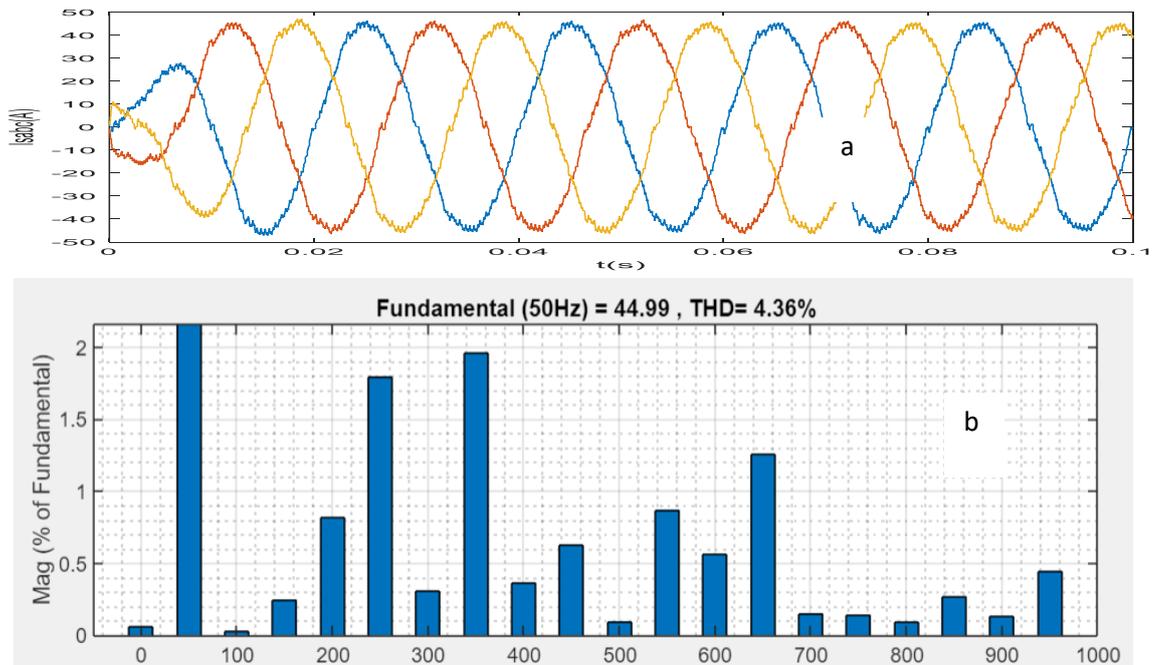


Figure III.5 : Forme d'ondes des tensions simple (a) et composée (b) à la sortie du filtre à 3 niveaux

La (Figure III.4) montre les deux porteuses et les signaux de commandes des douze interrupteurs pour la commande MLI pour un onduleur NPC à trois Niveaux.

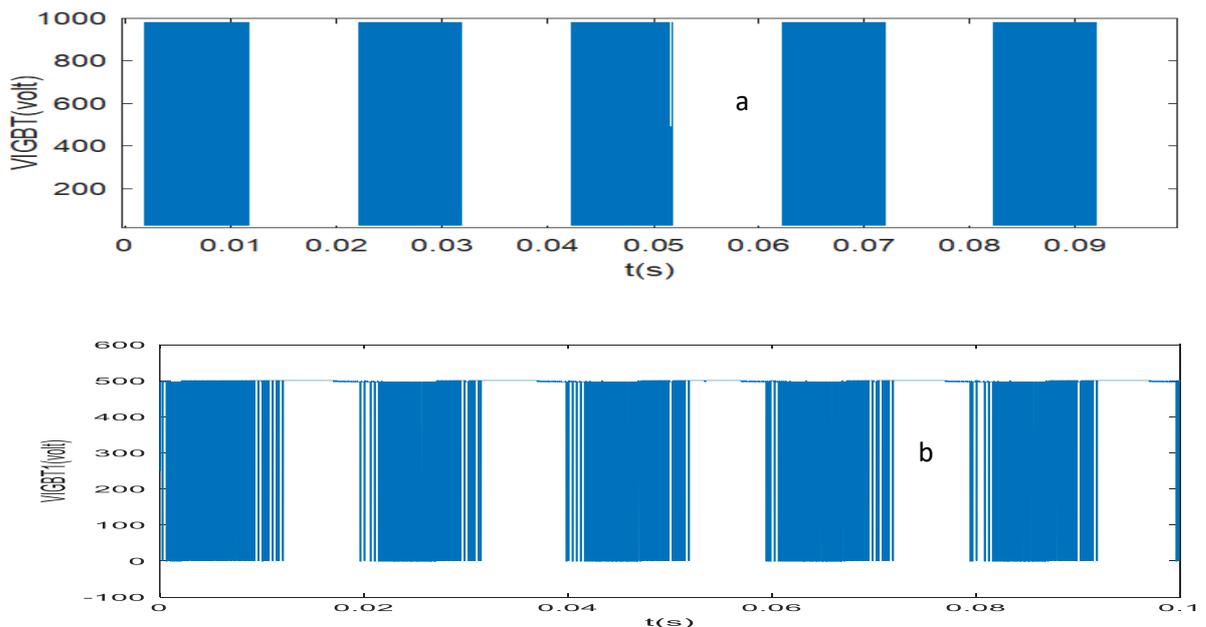
La (Figure III.5) montre les formes d'ondes des tensions à la sortie de l'onduleur. La tension simple  $V_{an}$  qui est quasi carrée à deux niveaux (500V et -500 volt) et la tension entre phases ( $V_{ab}$ ) à trois niveaux (0, 500 volt et 1000 volt).



**Figure III.6 : Forme d’onde (a) et spectre (b) du courant de source après Compensation par l’onduleur NPC à trois Niveaux**

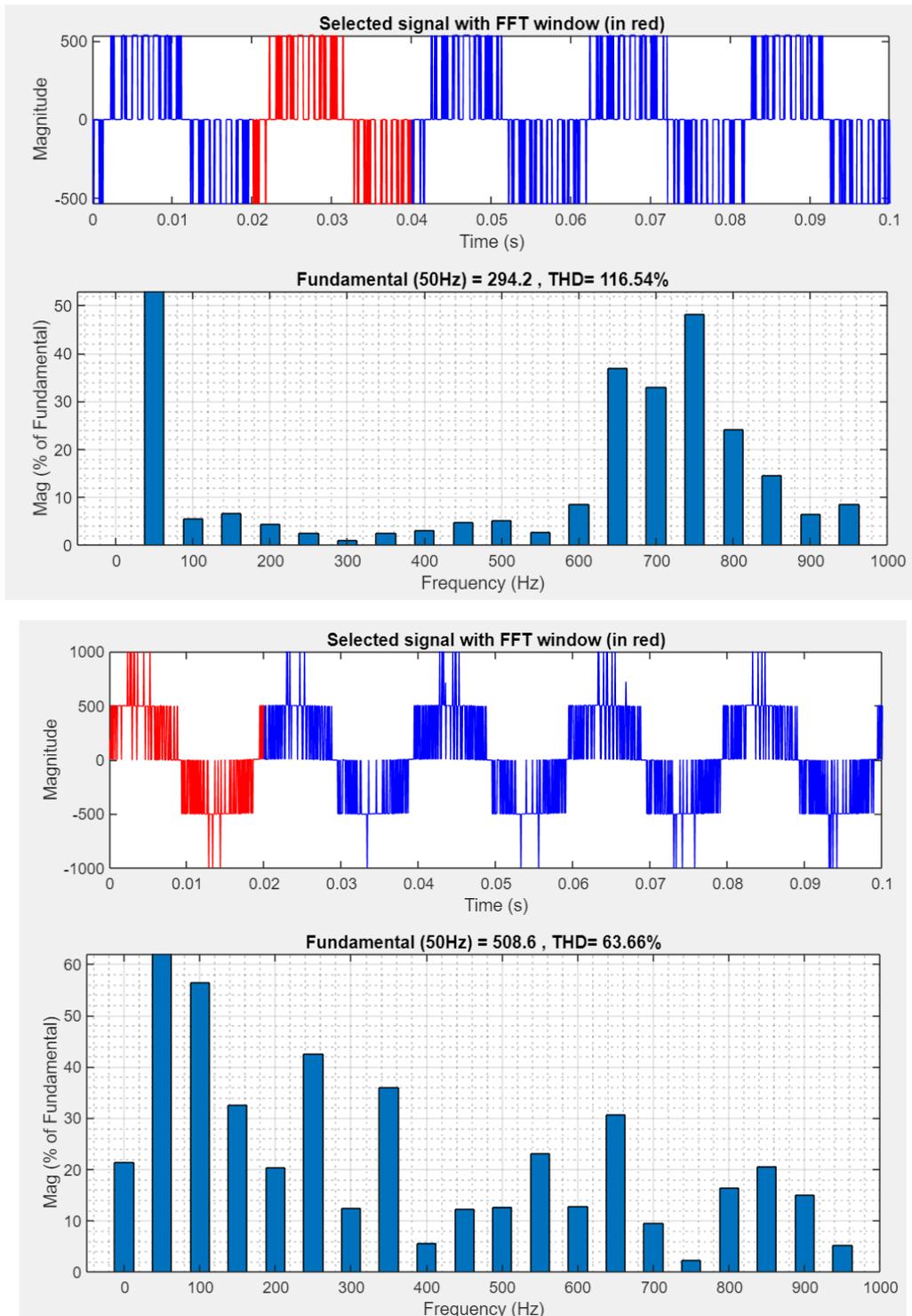
La (Figure III.6) montre un THD du courant de source inférieur à 5% (conforme à la norme IEEE 519).

**III.5- Comparaison entre le filtre actif à trois niveaux et filtre actif à deux niveaux**



**Figure III.7 : Forme d’onde la tension inverse aux bornes de l’IGBT  
a. Onduleur à deux Niveaux  
b. Onduleur NPC à trois Niveaux**

La (Figure III.7) montre que l'interrupteur (IGBT) dans le cas d'onduleurs trois niveaux est soumis à la moitié de la tension d'entrée de l'onduleur (500 volt), par contre le même interrupteur est soumis à toute la tension d'entrée (1000 volt).



a. FAP à deux Niveaux

b. FAP à trois Niveaux

Figure III.8 : Spectre de fréquences des tensions composées à la sortie du filtre actif.

La (Figure III.8.b) montre que le THD de la tension composée à la sortie du FAP est meilleur (63.66%) pour le cas d'onduleur à trois niveaux. La tension composée est en escalier et se rapproche de la forme sinusoïdale (pour la structure à base d'onduleur trois niveaux) ce qui facilite son filtrage.

Le tableau III.2 montre la comparaison entre l'onduleur NPC à trois niveaux et l'onduleur classique à deux niveaux.

Type d'onduleurs	Onduleur classique (2 niveaux)	Onduleur NPC (3 niveaux)
<b>THDI Courant de source</b>	<b>2.24%</b>	<b>4.36%</b>
<b>V<sub>-inverse</sub>(IGBT)</b>	<b>1000V</b>	<b>500V</b>
<b>THD de V<sub>fab</sub></b>	<b>116.54%</b>	<b>63.66%</b>

**Tableau III.2 : Comparaison entre le FAP à trois niveaux et le FAP à deux niveaux**

### **Conclusion :**

Ce travail a été orienté vers une étude comparative entre le FAP à deux niveaux et le FAP à trois niveaux. L'étude a montré que l'onduleur NPC à trois-niveaux présente l'avantage d'une diminution appréciable des contraintes que subissent les interrupteurs (IGBT) ce qui permet de les exploiter pour des niveaux de tension plus élevés que dans le cas d'onduleur à deux niveaux. De plus que la tension à la sortie du FAP à trois niveaux est de meilleure qualité par rapport à celle issue d'un FAP à deux niveaux.

# CHAPITRE IV

COMMANDE FLOUE  
DU BUS CONTINU  
DU FAP

**Introduction :**

Cette partie est consacrée à l'intégration des techniques intelligentes dans le domaine des systèmes électriques. Le nombre des travaux de recherches qui leur sont consacrées annuellement démontre cet intérêt. Nous présentons dans ce chapitre, par simulation, l'avantage de la commande floue pour le maintien de la tension du bus continue de l'onduleur constante par rapport au régulateur PI classique.

**IV.1- Régulation de la tension continue avec un PI classique**

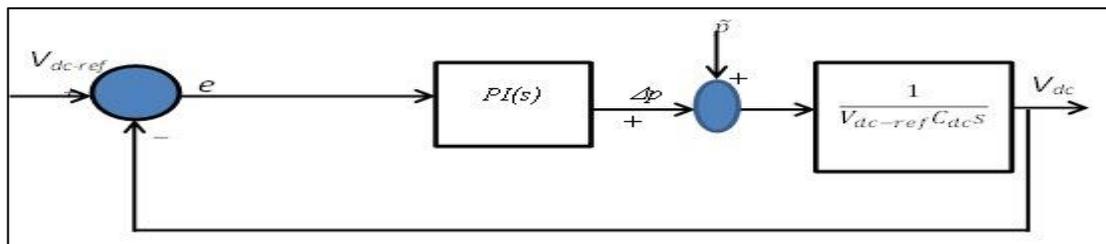
La tension moyenne  $V_{dc}$  aux bornes du condensateur doit être maintenue à une valeur fixe. La principale cause susceptible de la modifier est les pertes dans le filtre actif (interrupteurs et filtre de sortie). La régulation de la tension moyenne aux bornes du condensateur de stockage d'énergie doit se faire par l'adjonction des courants fondamentaux actifs dans les courants de référence. La sortie du régulateur  $C(p)$  s'ajoute, à un signe près, à la puissance active perturbatrice  $\tilde{p}$  et donne lieu à un courant fondamental actif corrigeant ainsi  $V_{dc}$  (Figure. IV.1). La puissance absorbée par le filtre  $P_f$  représentant la puissance active nécessaire pour maintenir la tension  $V_{dc}$  égale à la valeur de la tension de référence souhaitée ( $V_{f-ref}$ ), est égale aux pertes en puissances dissipées dans le filtre ( $\Delta p$ ). Le régulateur employé ici est un régulateur proportionnel intégral. En négligeant les pertes de commutations dans l'onduleur ainsi que l'énergie stockée dans l'inductance du filtre de sortie, la relation entre la puissance absorbée par le filtre actif et la tension aux bornes du condensateur peut s'écrire sous la forme suivante :

$$\Delta p = P_f = \frac{d}{dt} \left( \frac{1}{2} C_{dc} \cdot V_{dc}^2 \right) \quad (IV.1)$$

Notons que la relation (IV.1) est non linéaire. Pour des faibles variations de la tension  $V_{dc}$  autour de sa référence  $V_{dc-ref}$ , elle peut être linéarisée à travers les relations suivantes :

$$\begin{cases} P_f = C_{dc} \cdot V_{dc-ref} \frac{d}{dt} (V_{dc}) \\ \Rightarrow V_{dc}(s) = \frac{P_f(s)}{V_{dc-ref} \cdot C_{dc} \cdot s} \end{cases} \quad (IV.2)$$

A partir de la relation (IV.2), et en prenant en compte le régulateur proportionnel intégral, la boucle de régulation de la tension continue peut-être représentée par le schéma de la figure ci-dessous.



**Figure IV.1 : Schéma fonctionnel de régulation de la tension du bus continu du FAP avec régulateur PI.**

Le Régulateur Proportionnel-Intégral PI est beaucoup utilisé en raison de sa simplicité d'implémentation et sa possibilité d'obtenir une bonne réponse dynamique quand ses paramètres sont bien réglés. Le rôle de la boucle de régulation de la tension du bus continu est de maintenir cette tension à une valeur de référence constante, en contrôlant le processus de chargement et de déchargement du condensateur. La tension du bus continu  $V_{dc}$  est détectée et comparée à une tension de référence  $V_{dc-ref}$ , le résultat de cette comparaison (l'erreur) est appliqué à ce régulateur PI.

Le choix des paramètres  $K_p$  et  $K_i$  aura pour objectif d'obtenir un temps de réponse minimal afin de ne pas nuire à la dynamique du filtre actif.

Pour déterminer les paramètres du régulateur PI, on suit le développement mathématique suivant :

La fonction de transfert du régulateur PI peut être exprimée par :

$$PI(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = \frac{1+\tau s}{T_i s} \quad (IV.3)$$

La fonction de transfert en boucle fermée du système (Figure IV.1) est de la forme :

$$F(s) = \frac{\omega_0^2(1+\tau)}{s^2+2\zeta\omega_0 s+\omega_0^2} \quad (IV.4)$$

Avec :

$$\begin{cases} \omega_0 = \sqrt{\frac{2}{C_{dc}T_i}} \\ \zeta = \frac{\tau}{\sqrt{2C_{dc}T_i}} \\ K_p = \frac{\tau}{T_i}; K_i = \frac{1}{T_i} \end{cases} \quad (IV.5)$$

Pour réaliser un bon compromis entre les performances dynamique et statique (rapidité, précision et moins d'oscillations), nous choisirons une valeur du coefficient d'amortissement critique  $\zeta$  0.707 et une pulsation de coupure  $\omega_0$  de 20HZ.

En effet, un régulateur PI ne peut pas assurer, avec les seuls paramètres de correction  $K_p$  et  $K_i$ , les objectifs de régulation en boucle fermée pour un système d'origine d'ordre supérieur à un. Par conséquent, pour résoudre des problèmes plus complexes de contrôle du filtre actif parallèle, il est souhaitable d'aborder des régulateurs plus avancés. Le choix d'une méthode de régulation basée sur un régulateur floue peut répondre à ces critères de régulation plus sévères.

## IV.2- Commande floue du bus continu de l'onduleur constituant le FAP

La logique floue sert à représenter des connaissances incertaines et imprécises. La commande floue, quant à elle, sert à prendre une décision même si les entrées/sorties sont entachées d'erreurs que l'on ne peut évaluer que grossièrement. L'approche floue trouve parfaitement sa place dans la régulation et l'asservissement de processus industriels, pour lesquels les informations disponibles sont souvent incomplètes.

L'intérêt de la commande floue est de « faire entrer » l'expert dans le processus.

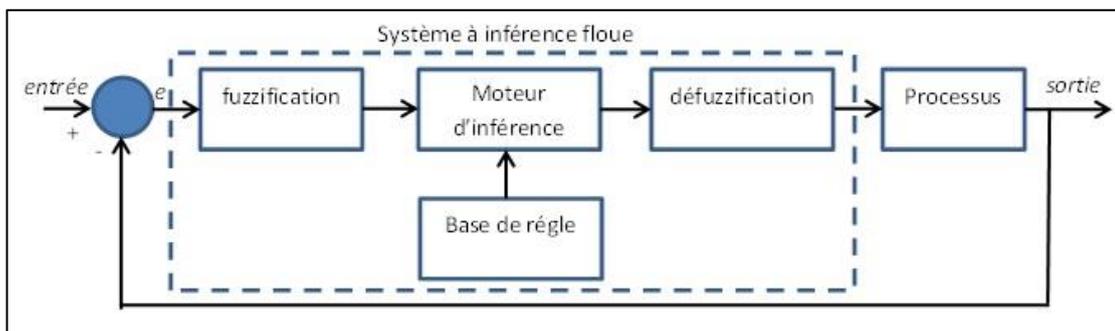
La notion de l'approche floue est apparue bien avant les années 1940, grâce à des chercheurs américains. Mais il a fallu attendre 1965 pour que le concept de sous-ensemble flou soit employé par L.A. Zadeh, professeur automatique à l'université de Berkeley en Californie. Ce chercheur a participé à la modélisation du phénomène sous forme floue avec pour objectif de pallier aux inconvénients liés aux limitations dues aux incertitudes des modèles classiques à équations différentielles.

En 1974, M. Mamdani expérimentait les énoncés théoriques de Zadeh sur une chaudière à vapeur, introduisant ainsi la commande floue dans la régulation d'un processus industriel. Depuis, de nombreuses applications ont vu le jour en Europe, telles que la régulation des fours de cimenteries. Citons aussi le chercheur japonais M. Sugeno qui introduisait la logique floue pour la première fois au Japon en 1985 [17]. Subséquemment, les industriels ne tardèrent pas à comprendre l'avantage à la fois technique et commercial de la commande floue que nous pouvons résumer ainsi :

- Facilité d'implémentation,
- Solution de problèmes multi variables complexes,
- Robustesse vis-à-vis des incertitudes.

### IV.3 – Structure d'une commande floue

La structure d'une commande floue est montrée dans la (Figure VI.2). La commande floue est l'application la plus utilisée de la logique floue. Sa mise en œuvre fait apparaître trois grands modules.



**Figure IV.2 : Structure de la commande floue.**

- Le premier module traite les entrées du système, cette étape est appelée la **fuzzification** ; elle consiste à attribuer à la valeur réelle de chaque entrée, au temps  $t$ , sa fonction d'appartenance à chacune des classes préalablement définies, donc à transformer l'entrée réelle en un sous-ensemble flou.
- Le deuxième module consiste en l'**application des règles**. Ce module est constitué d'une base de règles et d'un moteur d'inférence qui permet le calcul.
- Le troisième module décrit l'étape de **défuzzification** qui est la transformation inverse de la première. Il permet de passer d'un degré d'appartenance à la détermination de la valeur exacte.

Les entrées du contrôleur flou sont l'erreur et sa dérivée, tandis que la sortie est la commande elle-même.

$$e = V_{dc-ref} - V_{dc} \quad (IV.6)$$

La variation incrémentale de l'erreur de réglage est définie par :

$$\Delta e(k) = e(k) - e(k-1) \quad (IV.7)$$

Avec  $k$  instant d'échantillonnage

#### IV.6 - Régulation de la tension du bus continu du filtre actif parallèle

Le schéma représentatif du correcteur flou considéré est tel que la consigne est représentée par la différence entre la tension de référence et la tension du bus continu de l'onduleur. Le modèle établi sous Matlab-Simulink de ce diagramme est montré dans la (Figure IV.3).

L'opération ici consiste à remplacer le régulateur PI classique par un correcteur flou.

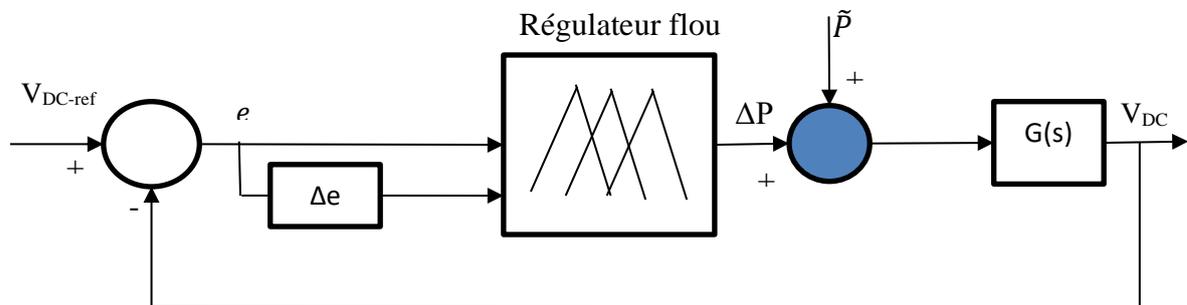


Figure IV.3 : Conception du régulateur flou pour le réglage de la tension du bus continu

L'erreur de réglage de la tension du bus continu est définie par l'écart :

$\Delta p$  est la sortie du contrôleur flou (commande),

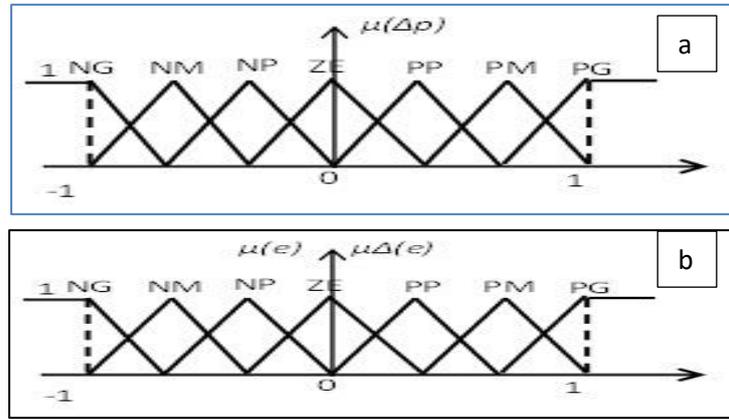
$G(s)$  : fonction de transfert de l'onduleur.

Pour la construction du régulateur flou, on suit les étapes suivantes :

- **Fuzzification** : Pour la fuzzification, l'univers de discours est l'ensemble des nombres réels  $R$ . Les deux entrées ( $e(k)$  et  $\Delta e(k)$ ) sont définies chacune par sept ensembles flous : Négatif Grand 'NG', Négatif Moyen 'NM', Négatif Petit 'NP', Zéro 'ZE', Positif Petit 'PP', Positif Moyen 'PM', et Positif Grand 'PG', tels que les fonctions d'appartenance sont du type triangulaire, (Figure IV.4.a).

La sortie ( $\Delta p(k)$ ) possède les mêmes sous-ensembles que les deux entrées ( $e(k)$  et  $\Delta e(k)$ ) ;

Les partitions floues de cette dernière sont représentées (Figure IV.4 b).



(a) Partitions floues de l'erreur et la dérivée d'erreur.

(b) Partitions floues de la commande (cde).

Figure IV.4 : Fonctions d'appartenance utilisées dans la Fuzzification.

- **Inférence et règles floues :**

Les règles floues concernant le maintien de la tension du bus continu de l'onduleur constante sont regroupées dans le tableau IV.1

		e						
		NG	NM	NP	Z	PP	PM	PG
$\Delta e(k)$	NG				N	NM		
	NM				NM	NP		
	NP				NP	Z		PM
	Z	NG	NM	NP	Z	PP	PM	PG
	PP	NG	NP	Z	PP			
	PM				PM			
	PG			PM	PG			

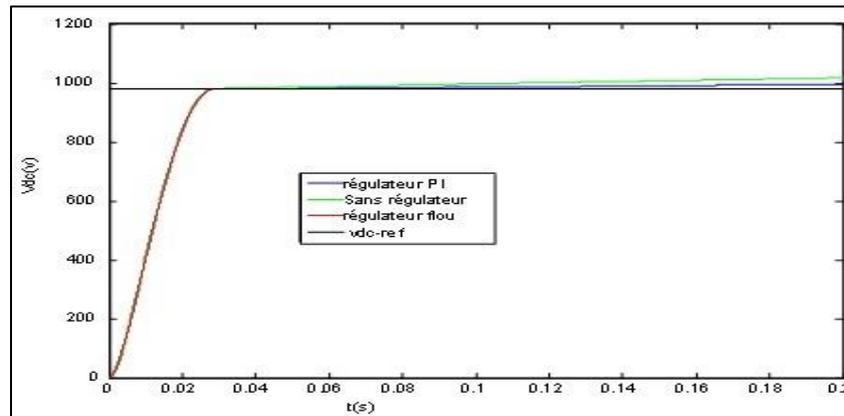
Tableau IV.1 : Règles floues pour le réglage de la tension du bus continu.

- **Défuzzification :** Pour la défuzzification de la sortie floue, on applique la méthode de centre de gravité centroïde, en exploitant les données du tableau IV.2.

Opérateur	Choix
ET	Min
OU	Max
Produit cartésien	Max

Tableau IV.2 : Choix des opérateurs du mécanisme d'inférence.

Afin de valider le principe d'un régulateur flou pour le maintien de la tension de source du côté continu de l'onduleur constituant le FAP constante ; on procède à la simulation sous Matlab/ Simulink.



**Figure IV.5 : Comparaison d'un régulateur flou avec un régulateur PI pour la régulation de la tension du bus continu**

#### IV. 7 Interprétation des résultats :

La (Figure IV.5) montre que le régulateur flou offre une erreur statique nulle ; alors que le régulateur PI l'améliore seulement. Ainsi un bon choix des règles et des fonctions d'appartenance de l'erreur et de la dérivée d'erreur assure la convergence de la tension aux bornes du condensateur  $V_{dc}$  vers la tension de référence  $V_{dc-ref}$ . Le régulateur flou réalise un réglage très précis et ne nécessite pas la détermination du modèle mathématique du système à régler tel que le cas pour le régulateur PI.

#### Conclusion :

Dans ce chapitre nous présentons l'apport de la logique floue dans le domaine du filtrage actif. Le régulateur PI réalise un bon compromis entre performances et coût de réalisation, et il est largement utilisé dans des systèmes de régulation industrielle.

La détermination de ses paramètres ( $K_P$  ; proportionnel) et ( $K_I$  ; intégral) n'est cependant pas toujours optimale. Plus le gain proportionnel  $K_P$  est grand, plus le système converge vite vers sa référence. Mais en contrepartie, pour des valeurs de  $K_P$  trop grandes, le système oscille et une erreur statique est inévitable. Pour compenser cette erreur statique, on rajoute un terme intégral. L'idée principale est d'intégrer l'erreur dès le début et d'ajouter cette erreur à la consigne jusqu'à ce qu'elle devienne nulle. Lorsque cette erreur est nulle, le terme intégral se stabilise et compense parfaitement l'erreur entre le courant de référence et le courant de compensation. En revanche, plus le gain intégral  $K_I$  est grand, plus le système oscille et plus le dépassement est grand. La validation du régulateur flou par simulation montre que le régulateur flou est plus précis que le régulateur classique PI. Cependant, cette précision est liée à l'expertise humaine qui gère les règles et le choix des fonctions d'appartenance.

# CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans ce mémoire porte sur l'étude et la simulation d'un filtre actif shunt. Après avoir recensé les origines et les conséquences des harmoniques, on a proposé le filtrage actif parallèle en tant que solution de dépollution.

Les simulations ont permis de valider :

- La méthode des puissances instantanées pour l'identification des harmoniques ;
- L'injection des courants du filtre dans le réseau électrique pour éliminer les harmoniques ;
- La correction du facteur de puissance.

La deuxième partie de ce travail a été orientée vers une étude comparative entre le filtre à base d'onduleur deux niveaux et trois niveaux. L'étude a montré que :

- Le filtre à base d'onduleur à trois niveaux donne une meilleure performance au niveau de :
  - La qualité de la tension composée à la sortie de l'onduleur (elle présente un taux de distorsion harmonique meilleur que celui acquis par l'onduleur à deux niveaux) ;
  - D'un autre côté, l'onduleur NPC à trois-niveaux présente l'avantage d'une diminution appréciable des contraintes que subissent les interrupteurs (la tension inverse au blocage est la moitié de celle dans le cas d'onduleur à trois niveaux).

La validation du régulateur flou par simulation montre que le régulateur flou est plus précis que le régulateur classique PI. Cependant, cette précision est liée à l'expertise humaine qui gère les règles et le choix des fonctions d'appartenance.

Notre travail pourra être prolongé dans plusieurs directions, en particulier :

- Applications d'autres techniques de commandes dans le but d'améliorer la qualité de l'énergie injectée au réseau comme la commande directe de puissance DPC ;
- Utilisation des filtres actifs pour l'amélioration de la qualité d'énergie dans des systèmes de production d'énergie à énergie renouvelable.

**REFERENCES**

- [1] G. Gay, A. Riboulot, and A. Guignabel, “Les perturbations électromagnétiques basse et haute fréquence,” *InterSection - Le magasin Schneider Electric de l’enseignement technologique et professionnel*, pp. 2 – 16, Juin 2000.
- [2] C. Prévé, “Les réseaux électriques industriels 2 “, Publications Hermès Science, 2005.
- [3] F. Vaillant & J. Delaballe, “La CEM : la compatibilité électromagnétique “  
Schneider Electric, cahier technique no. 149, Août 1996.
- [4] Bollen, M.H. (1999). *Understanding Power Quality Problems: Voltage Sags and Interruptions*. Wiley-IEEE Press, ISBN 0-7803-4713-7, Piscataway, New Jersey.
- [5] H. Akagi, “New trends in active filters for power conditioning,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, no. 6, pp. 1312–1322, 1996.
- [6] A. Ghosh and G. Ledwich, “A unified power quality conditioner (*upqc*) for simultaneous voltage and current compensation,” *Electric Power Systems Research*, vol. 59, no. 1, pp. 55–63, 2001.
- [7] N. Bruyant, “Etude et commande généralisée de filtres actifs parallèles,” Thèse de Doctorat, Université de Nantes, 1999.
- [8] H. Akagi, H. Fujita, “New Power Line Conditioner for Harmonic Compensation in Power Systems”, *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 10, no. 3, pp. 1570-1575, Jul. 1995.
- [9] F. Z. Peng, H. Akagi, A. Nabae, “A Study of Active Power Filters Using Quad-Series Voltage-Source PWM Converters for Harmonic Compensation”, *IEEE Trans. On Power Electronics*, vol. 5, no. 1, pp. 983-990, Nov. /Dec. 1990.
- [10] H. Akagi, Kanazawa, Y. Nabae, A. (1984). Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 20, n° 3, (May/June 1984), pp. 625-630.
- [11] H. Akagi, “Control Strategy and Site Selection of a Shunt Active Filter for Damping of Harmonic Propagation in Power Distribution Systems”, *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 12, no. 1, pp. 354-363, Jan. 1997.

## REFERENCES

- [12] H. Akagi, E. H. Watanabe, and M. Aredes, "Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning. John Wiley Sons, Inc., New Jersey, 2007.
- [13] H. Akagi, "Active harmonic filters. Proceedings of the IEEE, vol. 93, n° 12, (Dec. 2005), pp. 2128-2141, ISSN 0018-9219. [51] L. Morán et J. Dixon, "Active filters", Power Electronics Handbook, Academic Press, Chapter 39, pp. 1–36, 2007.
- [14] D. Graham Homes, Thomas. A. Lipo, "Pulse width modulation for power converters: principles and practice ", John Wiley & Sons, Inc. 2003, ISBN 0-471-20814-0.
- [15] O. Ogasawara, H. Akagi, A. Nabae "A novel PWM scheme of voltage source inverters based on space vector theory ", in Conf. Rec. European Power Electronics Conf. (EPE), Aachen, 1989, pp. 1197-1202.
- [16] M.A.E. Alali, S. Saadate, M. Machmoum, N. Bruyant, « Stratégies de dépollution des réseaux électriques, partie I : Commande généralisée et analyse de performances d'un compensateur actif parallèle », revue internationale de génie électrique, vol : 4, PP. 293-316, 2001.
- [17] Darshan Prajapati, Vineetha Ravindran, Jil Sutaria, Pratik Patel, "A comparative Study of Three Phase 2-Level VSI with 3- Level and 5-Level Diode Clamped Multilevel Inverter," International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering, Vol. 4, no. 4, pp. 708-713, 2014.
- [18] P. Mohanty and S. Sahoo, "Analysis of two level and three level inverters," Electrical Engineering, Department of Electrical Engineering, National Institute of Technology, Rourkela, 2010.
- [19] A. Benaboud and A. Rufer, "New control strategy for three level NPC converter connected to the grid," Proceeding of the sixth IASTED International Conference, pp. 400\_405, 26-28 June 2006 Rhodes, Greece.