

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE

SCIENTIFIQUE

جامعة فرحات عباس – سطيف 1

UNIVERSITE FERHAT ABBAS – SETIF 1

UFAS (ALGERIE)

## **THESE DE DOCTORAT EN SCIENCES**

Présenté au département d'Electronique

Faculté de Technologie

Pour Obtenir le titre de

**Docteur En Electronique**

Spécialité : Instrumentation

Par

**Kamel DJAZIA**

Thème

**Etude des filtres actifs pour réseaux déséquilibrés et distordus**

Soutenu le : 21/10/2015 devant la commission d'examen composée de :

Pr. BENMAHAMED Khier	Prof. à l'université de Sétif 1	Président
Pr. KRIM Fateh	Prof. à l'université de Sétif 1	Rapporteur
Pr. REKIOUA Toufik	Prof. à l'université de Bejaia	Examineur
Pr. AOUZELLAG Djamel	Prof. à l'université de Bejaia	Examineur
Pr. KHEZZAR Abdelmalek	Prof. à l'université de Constantine1	Examineur
Dr. ZIET Lahcene	M.C.A. à l'université de Sétif1	Examineur

## *Remerciements*

*Je tiens à remercier tout premièrement Allah le tout puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il m'a donné durant toutes ces longues années.*

*A l'issue de ce travail je tiens à adresser ma reconnaissance et mes remerciements à toutes les personnes qui ont contribué, chacune à leur manière, à l'accomplissement de cette thèse.*

*Tout d'abord, je tiens à remercier mon directeur de thèse Monsieur Fateh KRIM, Professeur à l'Université de Sétif 1, pour avoir d'abord proposé ce thème, son encadrement, son suivi permanent, pour tous ses encouragements et discussions tout au long de ces années et ses précieux conseils.*

*Je tiens à remercier vivement les membres de jury pour avoir accepté d'évaluer ce travail et cette thèse :*

*Monsieur Khier BENMAHAMED, Professeur à l'Université de Sétif 1, Algérie, d'avoir accepté de juger mon travail et de présider le jury de soutenance de cette thèse.*

*Messieurs Toufik REKIOUA, Professeur à l'Université de Bejaia, Algérie, Djamel AOUZELLAG, Professeur à l'Université de Bejaia, Algérie, Abdelmalek Khezzar professeur à l'Université de constantine 1, Algérie, Lahcene ZIET, M.C.A à l'Université de Sétif 1, Algérie, pour m'avoir fait l'honneur d'accepter d'être les examinateurs de cette thèse.*

*Je voudrais remercier de tout mon cœur ma mère, ma femme, mes enfants pour leur patience infinie, leur soutien inconditionnel, leurs encouragements tout au long de ces années et leur confiance dans ce projet.*

*Finalement, je tiens à exprimer mes reconnaissances à tous mes Amis et collègues pour le soutien moral et matériel...*

## *Dédicaces*

*A la mémoire de mon père, je vous dois tout après Allah. Tous les mots ne sauraient exprimer la gratitude, la profondeur de mon amour, le respect et la reconnaissance. Trouvez la paix et le repos éternel.*

*À ma chère mère, en lui exprimant mon amour, mon respect et vive gratitude pour sa patience, pour ses sacrifices tout les longs des années, qu' Allah la protège.*

*A ma femme, mes enfants Souhaib, Abdou et Rahma*

*A mes frères et sœurs*

*A ma famille*

*A mes Amies.*

## Listes des Symboles et Acronymes

### *Symboles*

$e_a, e_b, e_c$	Tensions simples du réseau
$v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}$	Tensions simples à l'entrée du pont redresseur
$i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}$	Courants débités par le réseau
$i_{ca}, i_{cb}, i_{cc}$	Courants de charge
$i_{fa}, i_{fb}, i_{fc}$	Courants du filtre
$v_{dc}, I_{dc}$	Tension et courant du bus continu
$v_L$	Tension aux bornes de l'inductance de couplage
$I_c$	Courant efficace de charge
$\alpha\text{-}\beta$	Repère stationnaire
$d\text{-}q$	Repère synchrone tournant
$i_\alpha, i_\beta$	Composantes du vecteur courant dans le repère stationnaire
$i_d, i_q$	Composantes du vecteur courant dans le repère synchrone
$S_a, S_b, S_c$	Signaux de commande des interrupteurs de puissance
$T_{sa}, T_{sb}, T_{sc}$	Largeurs des l'impulsions des signaux <i>MLI</i>
$d_p, d_q$	Sortie digitale des comparateurs à hystérésis des puissances <i>P</i> et <i>q</i>
$L_s, r_s$	Inductance et résistance de la source
$L, r$	Inductance et résistance de la bobine de couplage
$C$	Capacité du condensateur du bus continu
$\delta$	Déphasage entre les deux vecteurs <i>e</i> et <i>v</i>
$x$	Variable d'état
$I_1, I_h$	Valeur efficace du courant fondamental et du courant harmonique de rang <i>h</i>
$V_1, V_h$	Valeur efficace de la tension fondamentale et de l'harmonique de rang <i>h</i>
$\alpha_1, \alpha_h$	Déphasage du courant fondamental et du courant harmonique de rang <i>h</i>
$W$	Energie électrique
$S$	Puissance apparente
$P$	Puissance active
$Q$	Puissance réactive
$D$	Puissance déformante
$p(t)$	Puissance réelle instantanée
$q(t)$	Puissance imaginaire instantanée

$P_{ref}, q_{ref}$	Référence de la puissance active et réactive
$\Delta P, \Delta q$	Variation de la puissance active et réactive
$\theta$	Position du vecteur de tension dans le repère stationnaire
$\theta_n$	Secteur numéro $n$
$\omega$	Pulsation fondamentale du réseau
$Z_{cc1}, Z_{cch}$	Impédance de court-circuit à la fréquence fondamentale et du rang $h$
$\Delta H$	Largeur de la bande à hystérésis
$T_s$	Période d'échantillonnage

### *Acronymes*

<i>MLI</i>	Modulation de Largeur d'Impulsion
<i>PWM</i>	Pulse Width Modulation
<i>HCC</i>	Hysteresis Current Control
<i>VOC</i>	Voltage Oriented Control
<i>VFOC</i>	Virtual-Flux-based Oriented Control
<i>VSC</i>	Voltage Source Converter
<i>DPC</i>	Direct Power Control
<i>ZDPC</i>	Zero Direct Power Control
<i>P-DPC</i>	Predictive Direct Power Control
<i>V-DPC</i>	Voltage-based Direct Power Control
<i>VF-DPC</i>	Virtual-Flux-based Direct Power Control
<i>DTC</i>	Direct Torque Control
<i>AC/DC</i>	Conversion alternative continue
<i>SVC</i>	Static Var Compensator
<i>STATCOM</i>	Static Synchronous Compensator
<i>UPFC</i>	Unified Power Flow Controller
<i>PFC</i>	Power Factor Correction
<i>THD</i>	Total Harmonic Distortion
<i>P-DCC</i>	Predictive Direct Current Control
<i>SVM</i>	Space-Vector Modulation
<i>FP</i>	Facteur de Puissance
<i>HVDC</i>	High Voltage Direct Current
<i>MT</i>	Moyenne Tension

<i>BT</i>	Basse Tension
<i>FAP</i>	Filtre Actif Parallèle
<i>FAS</i>	Filtre Actif Série
<i>UPS</i>	Uninterruptible Power Supply
<i>UPF</i>	Unit Power Factor
<i>PLL</i>	Phase Locked Loop
<i>PI</i>	Régulateur Proportionnel intégral
UPQC	Unified Power Quality Conditioner
SAPF	Shunt Actif Power Filter

## Table des matières

Introduction Générale .....	1
<h3>Chapitre 1</h3> <h4>Perturbations des réseaux électriques</h4>	
Introduction.....	5
1.1. Les perturbations harmoniques.....	6
1.1.1. Sources des harmoniques et leurs effets .....	6
1.1.1.1 Sources harmoniques identifiables : .....	7
1.1.1.2 Sources harmoniques non identifiables : .....	7
1.1.2 Effets néfastes des harmoniques .....	10
1.1.2.1 Effets quasi-instantanés : .....	10
1.1.2.2 Effets à terme : .....	11
1.2 Normes imposées sur le THD.....	12
1.3 Solutions de dépollution des réseaux électriques.....	18
1.3.1 Filtrage passif.....	18
1.3.2 Solutions modernes .....	21
1.3.2.1 Filtre actif série (FAS).....	21
1.3.2.2 Filtre actif parallèle (FAP).....	22
1.3.2.3 Combinaison parallèle-série de filtres actifs.....	22
1.3.2.4 Filtre hybride .....	23
1.4 Configuration des filtres hybrides .....	23
1.4.1 Filtre hybride combinant filtres actif et passif .....	24
1.4.1.1 Association série d'un filtre actif parallèle et d'un filtre passif.....	24
1.4.1.2 Association parallèle d'un filtre actif parallèle et d'un filtre passif .....	24
1.4.2 Topologies d'onduleur mises en œuvre pour les filtres actifs .....	25
1.4.2.1 Filtre actif triphasé constitué d'un onduleur triphasé à trois bras.....	25
1.4.2.2 Filtre actif triphasé constitué d'un onduleur triphasé à deux bras avec condensateur à point milieu .....	26
1.4.2.3 Filtre actif triphasé constitué d'un onduleur triphasé à trois bras avec condensateur à point milieu .....	26
1.4.2.4 Filtre actif triphasé constitué d'un onduleur triphasé à quatre bras.....	27
1.5 Commande du filtre actif et techniques mises en œuvre.....	27
CONCLUSION.....	28

## Chapitre 2

### Stratégies de commande, régulation et dimensionnement du filtre actif parallèle

Introduction.....	32
2.1 Caractéristiques de la charge non linéaire ( <i>charge polluante</i> ) et étude énergétique en vue de la compensation.....	32
2.1.1 Définitions sur la Charge non linéaire .....	32
2.1.2 Compensation des courants harmoniques .....	35
2.1.3 Compensation des courants harmoniques, des déséquilibres et de la puissance réactive .....	36
2.2 Structure générale du filtre actif parallèle.....	37
2.2.1 Topologie générale .....	37
2.2.2 Etude de la partie puissance.....	38
2.2.2.1 Onduleur de tension.....	38
2.2.2.1.1 Structure générale.....	38
2.2.2.1.2 Tension fournie par l'onduleur .....	39
2.2.2.1.3 Représentation vectorielle .....	40
2.2.2.2 Système de stockage d'énergie .....	41
2.2.2.3 Filtre de sortie.....	42
2.2.2.3.1 Filtre du premier ordre.....	42
2.2.2.3.2 Filtre du troisième ordre .....	43
2.3 Etude de la partie contrôle-commande .....	45
2.3.1. Les différents types de commande en courant .....	45
2.3.1.1 Commande par hystérésis .....	45
2.3.1.2 Commande par hystérésis modulée .....	46
2.3.1.3 Modulation de Largeur d'Impulsion.....	47
2.3.1.3.1 MLI inter sélectiveintersective .....	47
2.3.1.3.2 MLI vectorielle.....	47
2.4 Etat de l'art des différentes techniques d'extraction des harmoniques.....	48
2.4.1 Méthodes fréquentielles.....	48
2.4.2 Domaine temporel .....	48
2.4.2.1 Méthode de la puissance instantanée pq .....	48
2.4.2.2 Méthode indirecte.....	49
2.4.2.3 Méthode du courant instantané dq .....	50
2.4.2.3.1 Filtre passe haut.....	50
2.4.2.3.2 Filtre multi-variable (FMV).....	51



---

2.4.2.4 Filtre adaptatif cloche (ou filtre Notch) .....	51
2.4.2.5 La Boucle à verrouillage de phase (PLL) .....	52
2.5 Etat de l'art des principaux régulateurs .....	53
2.5.1 Régulateur proportionnel-intégral (PI) .....	53
2.5.1.1 Régulation proportionnelle .....	53
2.5.1.2 Régulation intégrale.....	53
2.5.2 Commande par retour d'état avec intégrateur .....	53
2.5.3 Régulateur quasi linéaire .....	54
2.5.4 Régulateur flou.....	54
2.5.4.1 Régulateur flou de type Mamdani.....	54
2.5.4.2 Régulateur flou de type Sugeno.....	55
2.5.4.3 Régulateur flou de type ANFIS (Adaptive Neuro-Fuzzy-Inference System).....	56
2.6 État de l'art des principales techniques de commandes .....	57
2.6.1 Méthode du référentiel synchrone (SRF).....	57
2.6.2 Commande non linéaire.....	58
2.6.3 Commande par mode de glissement .....	59
2.6.4 Commande adaptative directe.....	59
2.6.5 Commande adaptative indirecte .....	60
2.6.6 Commande basée sur la stabilité de Lyapunov .....	60
2.6.7 Commande indirecte du filtre actif .....	61
Conclusion.....	61

## Chapitre 3

### Méthode des puissances instantanées

Introduction.....	65
3.1 Théorie généralisée de l'énergie électrique .....	65
3.2 Théorie énergétique sous distorsion harmonique et déséquilibres .....	67
3.3 Principe du fonctionnement de la méthode des puissances instantanées (pq).....	70
3.3.1 Généralités sur les puissances instantanées .....	70
3.3.2 Analyse fréquentielle des puissances instantanées.....	72
3.3.3 Courant harmonique équilibré avec une tension sinusoïdale équilibrée.....	73
3.3.4 Séparation des puissances perturbatrices .....	74
3.3.5 Calcul des courants perturbateurs .....	75
3.3.6 Algorithme d'identification de la méthode pq (classique).....	76
3.4 Boucle de régulation du courant du FAP.....	76

---

3.5 Boucle de régulation du bus continu .....	78
3.6 PLL (Phase Locked Loop).....	79
3.6.1 PLL classique .....	79
3.6.1 PLL Modifiée .....	80
3.7 La méthode pq modifiée.....	82
3.8 Résultats de simulation.....	84
3.8.1 logiciel utilisé .....	84
3.8.2 paramètres de simulation .....	86
3.8.3 Avant branchement du FAP au réseau électrique .....	87
3.8.4 La commande pq avec PLL classique.....	88
3.8.4.1 Mise en service du FAP avec la commande pq avec PLL classique .....	88
3.8.4.2 Comportement du FAP en régime dynamique .....	90
3.8.4.3 Différentes conditions du réseau.....	92
3.8.4.3.1 Réseau équilibré non distordu.....	92
3.8.4.3.2 Réseau déséquilibré et sans distorsion .....	93
3.8.4.3.3 Réseau équilibré avec distorsion.....	95
3.8.4.3.4 Réseau déséquilibré et distordu .....	96
3.8.4.3.5 Réseau avec les différents états.....	98
3.8.5 La Commande pq avec PLL modifiée .....	99
3.8.5.1 Mise en service du FAP avec la commande pq avec PLL modifiée.....	99
3.8.5.2 Comportement du FAP en régime dynamique .....	101
3.8.5.3 Comportement du FAP pour les différents états du réseau .....	103
3.8.5.3.1 Réseau équilibré non distordu.....	103
3.8.5.3.2 Réseau déséquilibré non distordu .....	104
3.8.5.3.3 Réseau équilibré et distordu.....	106
3.8.5.3.4 Réseau déséquilibré et distordu .....	107
3.8.5.3.5 Réseau avec les différents états.....	108
3.8.6 La Méthode pq modifiée .....	110
3.8.6.1 Mise en service du FAP selon la méthode pq modifiée .....	110
3.8.6.2 Comportement du FAP en régime dynamique .....	111
3.8.6.3 Comportement du FAP pour les différents états du réseau .....	113
3.8.6.3.1 Réseau équilibré non distordu.....	113
3.8.6.3.2 Réseau déséquilibré non distordu .....	114
3.8.5.3.3 Réseau équilibré et distordu.....	116
3.8.5.3.4 Réseau déséquilibré et distordu .....	117

3.8.6.3.5 Réseau avec les différents états..... 118  
Conclusion..... 121

**Chapitre 4**  
**Contrôle direct de la puissance (DPC)**

Introduction..... 124  
4.1 Etat de l’art des techniques DPC ..... 124  
4.2 DPC classique ..... 125  
    4.2.1 Calcul des puissances instantanées ..... 126  
    4.2.2 Contrôleur à hystérésis ..... 127  
    4.2.3 Choix du secteur ..... 128  
    4.2.4 Table de commutation ..... 129  
    4.2.5 Résultats de simulation de la DPC classique appliquée au FAP ..... 130  
        4.2.5.1 paramètres de simulation ..... 130  
        4.2.5.2 mise en service du FAP avec DPC classique ..... 130  
        4.2.5.3 Comportement du FAP en régime dynamique avec la commande DPC classique..... 132  
        4.2.5.4 Comportement du FAP avec la commande DPC classique pour différentes conditions du réseau ..... 134  
            4.2.5.4.2 Réseau déséquilibré et non distordu..... 135  
            4.2.5.4.4 Réseau déséquilibré avec distorsion ..... 138  
4.3 ZDPC (Zéro DPC)..... 141  
    4.2.1 Principe de la commande ZDPC..... 141  
    4.3.1 Résultats de simulation..... 143  
        4.3.1.1 Paramètres de simulation ..... 143  
        4.3.1.2 Mise en service du FAP avec ZDPC..... 143  
        4.3.1.3 Comportement du FAP avec ZDPC en régime dynamique ..... 145  
        4.3.1.4 Comportement du FAP avec la commande ZDPC pour différentes conditions du réseau ..... 147  
            4.3.1.4.1 Réseau équilibré non distordu..... 147  
            4.3.1.4.2 Réseau déséquilibré non distordu ..... 148  
            4.3.1.4.3 Réseau équilibré et distordu..... 150  
            4.3.1.4.3 Réseau déséquilibré et distordu ..... 151  
            4.3.1.4.5 Comportement du FAP avec les différents états regroupés ..... 153  
    4.3.2 Résultats expérimentaux relatifs à la ZDPC appliquée au FAP ..... 155  
        4.3.2.1 Résultats expérimentaux ..... 155  
            4.3.2.1.1 Réseau équilibré sans distorsion ..... 156

---

## Table des Matières

---

4.3.2.1.2 Réseau déséquilibré .....	158
4.3.2.2 Régime dynamique .....	159
Conclusion .....	161
Références Bibliographiques	

Liste des Figures

Figure 1.1	Synthèse d'un signal à partir des harmoniques	6
Figure 1.2	Forme d'onde du courant absorbé par un ordinateur et son THD	8
Figure 1.3	Schémas équivalents pour caractériser la déformation de la tension au point de raccordement.	9
Figure 1.4	Différents types de filtres harmoniques passifs.	19
Figure 1.5	Combinaison de filtres passifs pour redresseur à thyristors.	20
Figure 1.6	Filtre actif série	21
Figure 1.7	Filtre actif parallèle	22
Figure 1.8	Combinaison parallèle-série de filtres actifs	22
Figure 1.9	Configuration du filtre passif avec filtre passe haut	23
Figure 1.10	Association série d'un filtre actif parallèle et d'un filtre passif	24
Figure 1.11	Association parallèle d'un filtre actif parallèle et d'un filtre passif	25
Figure 1.12	Onduleur triphasé à trois bras	25
Figure 1.13	Onduleur triphasé à deux bras avec condensateur à point milieu	26
Figure 1.14	Onduleur triphasé à trois bras avec condensateur à point milieu	26
Figure 1.15	Onduleur triphasé à quatre bras	27
Figure 2.1	Schéma et allures du courant à l'entrée d'un redresseur triphasé à thyristors.	33
Figure 2.2	Diagramme de Fresnel des puissances.	35
Figure 2.3	Rapport des puissances du SAPF et de la charge non linéaire pour la compensation des courants harmoniques.	36
Figure 2.4	Rapport des puissances du SAPF et de la charge non linéaire pour la compensation des courants harmoniques (h), de l'énergie réactive (r) et du déséquilibre (i).	37
Figure 2.5	Structure générale du FAP	38
Figure 2.6	Onduleur de tension triphasé	39
Figure 2.7	Représentation vectorielle des tensions générées par l'onduleur.	41
Figure 2.8	Schéma équivalent par phase du filtre de sortie du troisième ordre en T	43
Figure 2.9	Diagramme de Bode de gain du filtre de sortie	45
Figure 2.10	Commande par hystérésis	46
Figure 2.11	Commande par hystérésis modulée	46

---

Figure 2.12	Principe de la commande MLI	47
Figure 2.13	Transformation d'axe « abc » à « $\alpha$ - $\beta$ » sans fil neutre	49
Figure 2.14	Schéma synoptique de la méthode des puissances instantanées.	49
Figure 2.15	Algorithme « pq » d'extraction de la référence par la méthode de contrôle indirecte	50
Figure 2.16	Schéma bloc d'identification des perturbations du courant avec la méthode du courant instantané dq.	50
Figure 2.17	Filtres classiques pour l'extraction de la composante harmonique.	50
Figure 2.18	Filtre multi-variable	51
Figure 2.19	Filtre multi-variable pour l'extraction des harmoniques.	51
Figure 2.20	PLL classique pour l'extraction des harmoniques	52
Figure 2.21	Système incluant un contrôleur PI.	53
Figure 2.22	Système incluant un contrôleur retour d'état avec intégrateur	54
Figure 2.23	Régulateur flou de type Mamdani intégré pour le contrôle du système	55
Figure 2.24	Structure du régulateur ANFIS	57
Figure 2.25	Schéma classique de la méthode du référentiel synchrone pour le filtre hybride shunt.	58
Figure 2.26	Commande non linéaire par linéarisation exacte.	58
Figure 2.27	Commande par mode de glissement.	59
Figure 2.28	Commande non linéaire adaptative avec modèle de référence.	60
Figure 2.29	Commande non linéaire adaptative indirect.	60
Figure 2.30	Commande indirecte du filtre actif.	61
Figure 3.1	Décomposition en composantes symétriques	66
Figure 3.2	Représentation spatiale d'une composante harmonique déséquilibrée	67
Figure 3.3	Transformation du spectre de la puissance réelle instantanée	74
Figure 3.4	Schéma représentant le principe de séparation des puissances	74
Figure 3.5	Algorithme d'identification de la méthode pq	76
Figure 3.6	Schéma équivalent par phase du filtre de couplage	76
Figure 3.7	Boucle de régulation des courants du FAP	78
Figure 3.8	Boucle de régulation de la tension $V_{dc}$ du bus continu.	79
Figure 3.9	Schéma de PLL classique	79
Figure 3.10	Diagramme de bode du filtre HSF	81
Figure 3.11	diagramme bloc du filtre HSF	82

---

---

Figure 3.12	Schéma de PLL Modifiée	82
Figure 3.13	Identification des courants de référence par la méthode "pq-modifiée"	83
Figure 3.14	Modélisation du réseau électrique connecté à une charge non linéaire	87
Figure 3.15	Forme d'onde avant la mise en service du FAP	87
Figure 3.16	Résultats de simulation après la mise en service du FAP à $t=0.07s$	89
Figure 3.17	Allures des puissances instantanées active $p$ et réactive $q$ après la mise en service du FAP à $t=0.07s$	89
Figure 3.18	Allures de la tension et du courant du réseau	90
Figure 3.19	Comportement du FAP en régime dynamique	91
Figure 3.20	Puissances instantanées active $p$ et réactive $q$ en régime dynamique	91
Figure 3.21	Allures de la tension et du courant du réseau pendant le régime dynamique	92
Figure 3.22	Résultats de simulation avec un réseau équilibré et non distordu	93
Figure 3.23	Allures des ondes avec réseau équilibré et sans distorsion	93
Figure 3.24	Résultats de simulation avec un réseau déséquilibré et sans distorsion	94
Figure 3.25	Allures des ondes avec réseau déséquilibré et sans distorsion	95
Figure 3.26	Résultats de simulation avec un réseau équilibré et distordu	96
Figure 3.27	Allures des ondes avec réseau équilibré et distordu	96
Figure 3.28	Résultats de simulation avec un réseau déséquilibré et distordu	97
Figure 3.29	Allures des ondes avec réseau déséquilibré et distordu	98
Figure 3.30	Résultats de simulation avec les différents états du réseau	99
Figure 3.31	Allures des ondes avec réseau déséquilibré et distordu	99
Figure 3.32	Résultats de simulation après la mise en service du FAP à $t=0.07s$	100
Figure 3.33	Allures des puissances instantanées active $P$ et réactive $Q$ après la mise en service du FAP à $t=0.07s$	101
Figure 3.34	Allures de la tension et du courant du réseau	101
Figure 3.35	Comportement du FAP en régime dynamique	102
Figure 3.36	Puissances instantanées active $P$ et réactive $Q$ en régime dynamique	102
Figure 3.37	Allures de la tension et du courant du réseau pendant le régime dynamique	103
Figure 3.38	Résultats de simulation avec un réseau équilibré et sans distorsion	104
Figure 3.39	Allures des ondes avec réseau équilibré et sans distorsion	104
Figure 3.40	Résultats de simulation avec un réseau équilibré et sans distorsion	105

---

---

Figure 3.41	Allures des ondes avec réseau équilibré et sans distorsion	105
Figure 3.42	Résultats de simulation avec un réseau équilibré et distordu	106
Figure 3.43	Allures des ondes avec réseau équilibré et distordu	107
Figure 3.44	Résultats de simulation avec un réseau déséquilibré et distordu	108
Figure 3.45	Allures des ondes avec réseau déséquilibré et distordu	108
Figure 3.46	Résultats de simulation avec les différents états du réseau	109
Figure 3.47	Allures des ondes avec réseau déséquilibré et distordu	109
Figure 3.48	Résultats de simulation après la mise en service du FAP à $t=0.05s$	110
Figure 3.49	Allures des puissances instantanées active P et réactive Q après la mise en service du FAP à $t=0.05s$	111
Figure 3.50	Allures de la tension et du courant du réseau	111
Figure 3.51	Comportement du FAP en régime dynamique	112
Figure 3.52	Puissances instantanées active P et réactive Q en régime dynamique	112
Figure 3.53	Allures de la tension et du courant du réseau pendant le régime dynamique	113
Figure 3.54	Résultats de simulation avec un réseau équilibré et sans distorsion	114
Figure 3.55	Allures des ondes avec réseau équilibré et sans distorsion	114
Figure 3.56	Résultats de simulation avec un réseau équilibré et sans distorsion	115
Figure 3.57	Allures des ondes avec réseau équilibré et sans distorsion	115
Figure 3.58	Résultats de simulation avec un réseau équilibré et distordu	116
Figure 3.59	Allures des ondes avec réseau équilibré et distordu	117
Figure 3.60	Résultats de simulation avec un réseau déséquilibré et distordu	118
Figure 3.61	Allures des ondes avec réseau déséquilibré et distordu	118
Figure 3.62	Résultats de simulation avec les différents états du réseau	119
Figure 3.63	Allures des ondes avec réseau déséquilibré et distordu	119
Figure 4.1	Synoptique de contrôle du FAP avec la commande DPC	126
Figure 4.2	Comportement d'un contrôleur de puissance à hystérésis a deux niveaux.	128
Figure 4.3	Représentation du vecteur de tension dans l'espace vectoriel $(\alpha, \beta)$ divisé en douze (12) secteurs	129
Figure 4.4	Allures des différents courants et tensions lors du branchement du FAP.	131
Figure 4.5	Allures des puissances instantanées active (p) et réactive (q)	132

---



---

Figure 4.6	Allure de la tension et du courant de source	132
Figure 4.7	Comportement du FAP avec la commande DPC en régime dynamique	133
Figure 4.8	Puissances instantanées active et réactive en régime dynamique	133
Figure 4.9	Allures de la tension et du courant de source en régime dynamique	134
Figure 4.10	Résultats de simulation avec un réseau équilibré et non distordu	135
Figure 4.11	Résultats de simulation avec un réseau déséquilibré et non distordu	136
Figure 4.12	Allures des ondes avec un réseau équilibré et non distordu	136
Figure 4.13	Résultats de simulation avec un réseau équilibré et distordu	137
Figure 4.14	Allures des ondes avec un réseau équilibré avec distorsion	137
Figure 4.15	Résultats de simulation avec un réseau déséquilibré et distordu	138
Figure 4.16	Formes ondes avec un réseau déséquilibré avec distorsion	139
Figure 4.17	Résultats de simulation avec les différents états du réseau	140
Figure 4.18	Formes d' onde avec les différents états du réseau	140
Figure 4.19	Synoptique du FAP avec la commande ZDPC	142
Figure 4.20	Calcul des puissances $\tilde{p}$ et $q_s$	142
Figure 4.21	résultats de simulation lors du branchement du FAP avec ZDPC	144
Figure 4.22	Allures des puissances instantanées active et réactive lors du branchement du FAP avec ZDPC	144
Figure 4.23	Allures de la tension et du courant de source	145
Figure 4.24	Comportement du FAP avec ZDPC en régime dynamique	146
Figure 4.25	Puissances instantanées active et réactive en régime dynamique	146
Figure 4.26	Allures de la tension et courant de source en régime dynamique	147
Figure 4.27	Résultats de simulation avec un réseau équilibré et non distordu	148
Figure 4.28	Résultats de simulation avec un réseau déséquilibré et non distordu	149
Figure 4.29	Allures des ondes avec un réseau déséquilibré et non distordu	149
Figure 4.30	Résultats de simulation avec un réseau équilibré et distordu	150
Figure 4.31	Allures des ondes avec un réseau déséquilibré et non distordu	151
Figure 4.32	Résultats de simulation avec un réseau déséquilibré et distordu	152
Figure 4.33	Allures des ondes avec un réseau déséquilibré et non distordu	152
Figure 4.34	Résultats de simulation avec les différents états du réseau	153
Figure 4.35	Allures des ondes avec un réseau déséquilibré et non distordu	153
Figure 4.36	Banc d'essai	155
Figure 4.37	Résultats expérimentaux pour un réseau équilibré non distordu	157

---

## Liste des Figures

---

Figure 4.38	Résultats expérimentaux pour un réseau déséquilibré	158
Figure 4.39	Comportement du FAP lors du passage entre l'état de déséquilibre et l'état d'équilibre des tensions de source	159
Figure 4.40	Comportement du FAP lors de la variation de la charge	160
Figure 4.41	Poursuite du $V_{dref}$ par $V_{dc}$	160

Liste des Tableaux

Tableau 1.1	Limites des tensions harmoniques selon IEEE-519	13
Tableau 1.2	CEI 61000-2-2 : Niveaux de compatibilité pour les tensions harmoniques individuelles sur les réseaux publics basse tension.	13
Tableau 1.3	Taux (en % de V1) des tensions harmoniques acceptables (CEI 61000-2-4).	14
Tableau 1.4	CEI 61000-3-2 : Limites d'émission de courants harmoniques des appareils basse tension de courant inférieur à 16A et de classe A.	15
Tableau 1.5	CEI 61000-3-4 : Limitation des émissions de courants harmoniques	15
Tableau 1.6	CEI 61000-4-13 : Taux des harmoniques en tension à utiliser pour vérifier l'immunité des appareils.	16
Tableau 1.7	Limites de perturbations définies par <i>EN 50160</i>	17
Tableau 2.1	Tensions générées par l'onduleur.	40
Tableau 2.2	Table de règles d'inférences pour cinq fonctions d'appartenance	55
Tableau 3.1	Paramètres de simulations du FAP	86
Tableau 3.2	Tensions de source, Courants de source et leurs THD, pour les différents cas du réseau	120
Tableau 4.1	Table de commutation pour la DPC classique	129
Tableau 4.2	Paramètres de simulations du FAP	130
Tableau 4.3	Tensions de source, Courants de source et leurs THD, pour les différents états du réseau	154

## Introduction Générale

Les exigences de contrôle des flux énergétiques, l'insertion de systèmes de production non conventionnels et enfin la nécessité d'une fourniture d'électricité non seulement disponible mais de qualité, sont autant de corollaires de cette évolution.

Durant ces dernières décennies, l'évolution technologique importante a impliqué une utilisation accrue des dispositifs d'électronique de puissance modernes dans diverses applications, comme la commande électrique des moteurs, les alimentations de secours de puissance, le chauffage par induction électrique, la compensation des harmoniques, etc.

Cependant, cette multiplication de charges non linéaires, surtout les redresseurs, fortement utilisés en tête des systèmes de conversion de puissance entraînent une dégradation significative de la qualité de l'énergie. Ainsi le réseau d'interconnexion est dit pollué par la génération de composantes harmoniques et de puissance réactive. Dans les systèmes triphasés, ils peuvent causer des déséquilibres en entraînant des courants excessifs au niveau du neutre. Ces courants excessifs, les harmoniques injectés, la présence de puissance réactive, les déséquilibres et autres problèmes générés par ce type de charge conduit à un affaiblissement du rendement global du système et du facteur de puissance. Ils sont aussi la cause des perturbations au niveau des consommateurs et d'interférences dans les réseaux de communication de proximité.

Pour diminuer ou supprimer ces perturbations et ainsi améliorer la qualité de l'énergie distribuée, plusieurs solutions existent :

- la réduction de l'impédance de court-circuit,
- la modification du convertisseur statique polluant en termes de la topologie et/ou de la commande afin d'intervenir directement à la source des perturbations harmoniques,
- les dispositifs de filtrage.

L'utilisation de dispositifs de filtrage tels que les filtres passifs dits résonnants et/ou amortis peut ainsi empêcher les courants harmoniques de se propager dans les réseaux électriques. Ils peuvent également être utilisés pour compenser la puissance réactive.

Cependant, le filtrage passif pose certains problèmes : manque d'adaptabilité lors de variations de l'impédance du réseau, de la charge et résonance possible avec l'impédance du réseau et dans certains cas défavorables où cette résonance est excitée, celle-ci peut entraîner

une tension harmonique élevée et un courant harmonique important dans la capacité du filtre et dans le réseau.

Ainsi, cette solution présente un inconvénient majeur qui peut être intolérable dans ces circonstances particulières.

De nombreuses solutions de filtres actifs pour la dépollution des réseaux électriques ont été déjà proposées dans la littérature. Celles qui répondent le mieux aux contraintes industrielles d'aujourd'hui sont les filtres actifs parallèle ou, série et les combinaisons parallèle-série actifs (appelés aussi Unified Power Quality Conditioner (UPQC)). Dans le cas où les courants de source sont non linéaires, le filtre actif parallèle de puissance (Shunt Actif Power Filter (SAPF)) est considéré comme la meilleure solution pour la réduction des courants harmoniques dans les applications de faible à moyenne puissance. Le filtrage actif est plus avantageux où une réponse rapide est nécessaire en présence de charges dynamiques. En outre, le FAP représente un outil puissant pour un conditionnement polyvalent car il est en mesure de compenser aussi la puissance réactive et le déséquilibre de la charge.

D'autre part, il est important de noter que les performances d'un filtre actif sont étroitement liées à l'algorithme utilisé pour déterminer les courants harmoniques de référence ainsi qu'à la méthode utilisée pour la poursuite de ces références. De plus, le mode d'implantation, analogique ou numérique, peut également avoir une influence directe sur les performances du filtre actif, selon la technologie utilisée (système de prototypage DSPACE, FPGA, microcontrôleur, carte analogique, ...).

Nous allons étudier tous ces aspects cités ci-dessus dans cette thèse. Le travail de recherche présenté dans ce mémoire est divisé en quatre chapitres :

Dans le premier chapitre, seront présentées les perturbations, en courant et en tension, des réseaux électriques connectés à des charges dites polluantes. Les origines de cette pollution harmonique, les conséquences et les normes inhérentes à ces perturbations sont examinées.

Dans le second chapitre, nous exposerons l'état de l'art des stratégies de commande proposées dans la littérature, à savoir les différents types de commande en courant, les différentes techniques d'extraction des harmoniques, les principaux régulateurs et enfin les différentes techniques de commande.

Au troisième chapitre, nous présentons une étude théorique sur la topologie de filtre actif parallèle (FAP) à structure tension et sa stratégie de commande, trois différentes commandes sont détaillées telles que la commande pq avec PLL classique, avec PLL modifiée et la commande pq modifiée. Les résultats de simulation relatifs aux comportements du FAP en régime transitoire, permanent, déséquilibré et distordu seront présentés et commentés.

Au quatrième chapitre, nous traiterons dans un premier temps la commande (Contrôle Direct de la Puissance DPC classique). Dans un deuxième temps, nous présenterons la commande proposée dite ZDPC.

Pour les deux commandes, nous présenterons les différents résultats de simulations pour les différents régimes (transitoire et permanent), avec les différents états du réseau électrique (équilibré/déséquilibré et/ou distordu). La commande ZDPC est validée expérimentalement.

Avant de conclure, les perspectives de ces travaux de recherche émergents de cette étude vont être proposées.

## Chapitre 1

## Perturbations des réseaux électriques

**Sommaire**

Introduction.....	5
1.1. Les perturbations harmoniques.....	6
1.1.1. Sources des harmoniques et leurs effets.....	6
1.1.1.1 Sources harmoniques identifiables : .....	7
1.1.1.2 Sources harmoniques non identifiables : .....	7
1.1.2 Effets néfastes des harmoniques.....	10
1.1.2.1 Effets quasi-instantanés : .....	10
1.1.2.2 Effets à terme : .....	11
1.2 Normes imposées sur le THD.....	12
1.3 Solutions de dépollution des réseaux électriques.....	18
1.3.1 Filtrage passif.....	18
1.3.2 Solutions modernes.....	21
1.3.2.1 Filtre actif série (FAS).....	21
1.3.2.2 Filtre actif parallèle (FAP).....	22
1.3.2.3 Combinaison parallèle-série de filtres actifs.....	22
1.3.2.4 Filtre hybride.....	23
1.4 Configuration des filtres hybrides.....	23
1.4.1 Filtre hybride combinant filtres actif et passif.....	24
1.4.1.1 Association série d'un filtre actif parallèle et d'un filtre passif.....	24
1.4.1.2 Association parallèle d'un filtre actif parallèle et d'un filtre passif.....	24
1.4.2 Topologies d'onduleur mises en œuvre pour les filtres actifs.....	25
1.4.2.1 Filtre actif triphasé constitué d'un onduleur triphasé à trois bras.....	25
1.4.2.2 Filtre actif triphasé constitué d'un onduleur triphasé à deux bras avec condensateur à point milieu.....	26
1.4.2.3 Filtre actif triphasé constitué d'un onduleur triphasé à trois bras avec condensateur à point milieu.....	26
1.4.2.4 Filtre actif triphasé constitué d'un onduleur triphasé à quatre bras.....	27
1.5 Commande du filtre actif et techniques mises en œuvre.....	27
CONCLUSION.....	28

## Chapitre 1

### Perturbations des réseaux électriques

#### Introduction

L'énergie électrique est généralement délivrée sous forme d'un système triphasé de tensions sinusoïdales. Les paramètres caractéristiques de ce système sont les suivants :

- 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.

Tout phénomène physique affectant une ou plusieurs de ces caractéristiques peut être considéré comme une perturbation [1].

Depuis quelques années, avec l'évolution technologique des composants d'électronique de puissance les distributeurs d'énergie rencontrent plusieurs problèmes liés à l'accroissement du nombre de convertisseurs statiques raccordés aux réseaux de distribution d'énergie. En effet, ces convertisseurs sont des sources perturbatrices qui absorbent des courants non sinusoïdaux et consomment pour la plupart de la puissance réactive [2].

En pratique, on classe les perturbations selon la durée du phénomène [1,3]. On peut alors distinguer :

- Les altérations de l'onde de tension (harmonique, déséquilibre, flicker). Ces phénomènes sont permanents ou durent au minimum plusieurs minutes.
- Les creux de tension, surtension et coupures brèves d'une durée de l'ordre d'une à quelques secondes.
- Les surtensions transitoires, de durée inférieure à une période [1,4].

Dans ce qui suit, nous intéressons aux 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 fréquence différente de celle du fondamental [2].

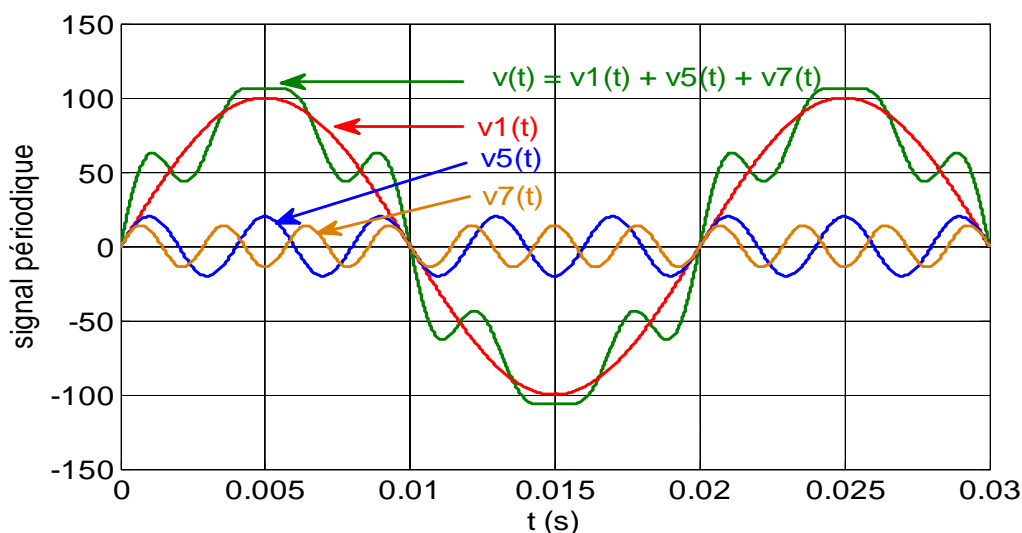
Dans ce chapitre, nous allons présenter la source des harmoniques, l'influence du raccordement des convertisseurs statiques sur les réseaux électriques, leurs environnements et



enfin les normes. Ensuite, les différentes solutions traditionnelles et avancées permettant la dépollution des réseaux électriques vont être décrites.

### 1.1. Les perturbations harmoniques

Les harmoniques sont des perturbations permanentes affectant la forme d'onde de la tension du réseau. Ces perturbations résultent de la superposition, sur l'onde fondamentale à  $50\text{Hz}$  ou  $60\text{Hz}$  selon le pays, d'ondes également sinusoïdales mais de fréquences multiples de celle du fondamental. La figure 1.1 illustre un exemple de forme d'onde d'une tension distordue contenant, en plus du terme fondamental de fréquence  $50\text{Hz}$ , deux harmoniques de rang impair 5 et 7.



**Figure 1.1** Synthèse d'un signal à partir des harmoniques

Dans la plupart des cas, les harmoniques présents sur les réseaux électriques proviennent de l'utilisation de charges non linéaires. Une charge non linéaire *Consomme un courant non-sinusoidal, même si elle est alimentée par une tension sinusoidal*. Ces charges se comportent approximativement comme des sources de courant harmonique dont les fréquences sont des multiples entiers de la fréquence fondamentale, c'est-à-dire que le courant harmonique est quasiment fixé par la charge non linéaire et non pas par l'impédance de court-circuit du réseau auquel elles sont raccordées [1, 4-5].

#### 1.1.1. Sources des harmoniques et leurs effets

La prolifération des équipements électriques utilisant des convertisseurs statiques a entraîné ces dernières années une augmentation sensible du niveau de pollution harmonique des réseaux électriques. Ces équipements électriques sont considérés comme des charges non linéaires émettant des courants harmoniques dont les fréquences sont des multiples entiers de

la fréquence fondamentale, ou parfois à des fréquences quelconques. Le passage de ces courants harmoniques dans les impédances du réseau électrique peut entraîner des tensions harmoniques aux points de raccordement et alors polluer les consommateurs alimentés par le même réseau électrique [6].

La cause principale de l'existence des harmoniques de tension, comme on le montrera ultérieurement, est l'injection dans le réseau des courants non sinusoïdaux par des charges non linéaires.

Il s'agit alors de sources génératrices de courants harmoniques qui peuvent être classées en deux types :

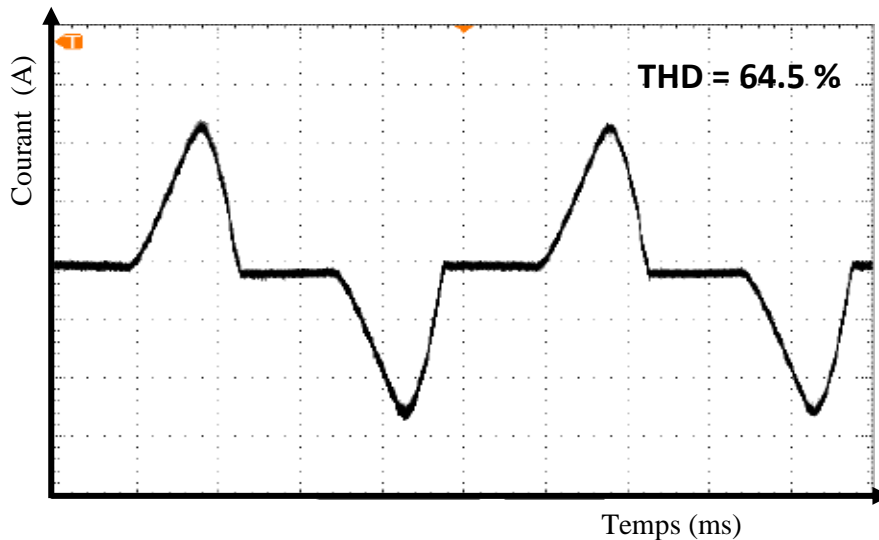
#### 1.1.1.1 Sources harmoniques identifiables :

Les équipements dotés de dispositifs à base d'électronique de puissance, notamment les redresseurs et les cycloconvertisseurs de puissances importantes, installés sur les réseaux haute et moyenne tension sont typiquement des sources harmoniques identifiables. Avec ce type de charge non linéaire, le distributeur d'énergie est capable d'identifier le point d'injection des harmoniques et de quantifier la perturbation provoquée. Dans ce cas, c'est l'utilisateur qui doit se procurer les moyens nécessaires afin de réduire cette perturbation au dessous du seuil exigé par le distributeur de l'énergie sous peine d'être pénalisé [4,7].

#### 1.1.1.2 Sources harmoniques non identifiables :

Ce type de générateur de courants harmoniques est principalement représenté par les appareils utilisés dans les domaines électrodomestiques ou tertiaires tels que les téléviseurs et les micro-ordinateurs. Vue leur très large diffusion, ces équipements comportant souvent un redresseur monophasé à diodes avec un condensateur de lissage, prélèvent des courants harmoniques non négligeables. Dans ce cas, il est de la responsabilité du distributeur de l'énergie électrique d'empêcher la propagation de la perturbation harmonique sur le réseau puisque individuellement chaque utilisateur génère un faible taux d'harmonique [4,7].

A titre d'exemple, la figure 1.2 ci-dessous montre l'allure du courant absorbé par un ordinateur. Il est de forme impulsionnelle, riche en harmoniques et possède un taux de distorsion inadmissible [4].



**Figure 1.2** Forme d'onde du courant absorbé par un ordinateur et son THD

### 1.2.3 Caractéristiques des perturbations harmoniques

La perturbation harmonique est généralement caractérisée par le taux de distorsion harmonique (*THD*) défini pour la tension ou le courant. Ce critère est le plus souvent employé pour quantifier le contenu harmonique d'un signal distordu. Il mesure également le degré de déformation du signal apporté par les harmoniques par rapport à une onde sinusoïdale. Il va de soit que la répartition spectrale complète généralement l'information sur le *THD* en indiquant le rang des harmoniques dominants. Pour chiffrer la consommation de puissance réactive le facteur de puissance (*FP*) est généralement utilisé [4-5, 8-9].

Le courant absorbé par une charge non linéaire (convertisseur statique) n'est pas sinusoïdal, mais sa valeur moyenne sur chaque phase est souvent nulle. Dans ce cas, la décomposition en série de Fourier du courant donne :

$$i(t) = \sqrt{2}I_1 \sin(\omega t + \alpha_1) + \sum_{h=2}^{\infty} \sqrt{2} I_h \sin(h\omega t + \alpha_h) \quad (1.1)$$

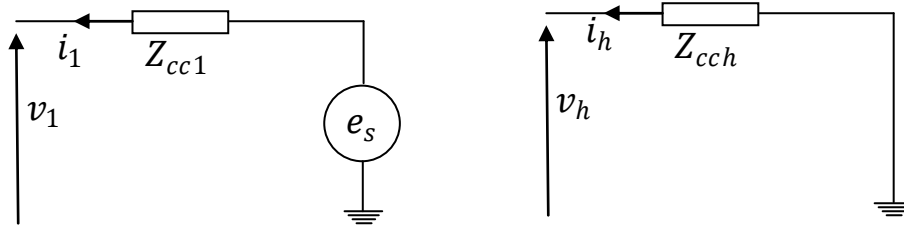
Avec :  $I_1, I_h$  : valeur efficace du courant fondamental et du courant harmonique de rang  $h$ ,  
 $\alpha_1, \alpha_h$  : déphasage du courant fondamental et du courant harmonique de rang  $h$ ,  
 $\omega$  : pulsation fondamentale du réseau.

Le taux de distorsion harmonique de ce courant s'exprime sous la forme suivante :

$$THD_i = \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \frac{I_h^2}{I_1^2}} \quad (1.2)$$

Pour étudier la déformation de la tension du réseau provoquée par le prélèvement de courants distordus, nous représentons la source d'énergie par une f.e.m ( $e_s$ ) à la fréquence

fondamentale mise en série avec une impédance variable avec la fréquence comme le montre la figure 1.3.



(a) : pour la fréquence fondamentale

(b) : pour l'harmonique de rang  $h$ 

**Figure 1.3** Schémas équivalents pour caractériser la déformation de la tension au point de raccordement.

Sur ces schémas, les impédances représentent :

$Z_{cc1}$  : impédance de court-circuit de la source à la fréquence fondamentale.

$Z_{cch}$  : impédance de court-circuit de la source à la fréquence du rang  $h$ .

La tension au point de raccordement,  $v(t)$ , est composée de la somme ci-dessous :

$$v(t) = v_1(t) + \sum_{h=2}^{\infty} v_h(t) \quad (1.3)$$

Avec

$$v_1(t) = e(t) - |Z_{cc1}| \cdot I_1 \sqrt{2} \sin(\omega t + \alpha_1 + \phi_{cc1}) \quad (1.4)$$

$$v_h(t) = -|Z_{cch}| \cdot I_1 \sqrt{2} \sin(h\omega t + \alpha_h + \phi_{cch}) \quad (1.5)$$

Où :

$|Z_{cc1}|, |Z_{cch}|$  représente le module de  $Z_{cc1}$  et  $Z_{cch}$  respectivement.

$\phi_{cc1}, \phi_{cch}$  représente l'argument de  $Z_{cc1}$  et  $Z_{cch}$  respectivement.

De l'équation (3), on constate que la tension du réseau n'est plus sinusoïdale et déformée par les courants harmoniques par l'intermédiaire de l'impédance de court-circuit. Pour la rendre sinusoïdale deux solutions sont possibles : modification de l'impédance du réseau ou annuler les harmoniques de courant [4, 8].

Le taux de distorsion harmonique en tension est un paramètre qui sert à évaluer la déformation de la tension et s'exprime sous la forme suivante :

$$THD_v = \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \frac{V_h^2}{V_1^2}} \quad (1.6)$$

Il est possible aussi de caractériser les harmoniques par leur participation dans la puissance apparente.

Nous utilisons alors la notion de puissance déformante " $D$ ". Dans le cas d'un réseau équilibré à  $m$  phases, la puissance apparente  $S$ , la puissance active  $P$  et la puissance réactive  $q$  sont données par les relations suivantes :

$$S = m \sqrt{\sum_{h=1}^n V_h^2} \cdot \sqrt{\sum_{h=1}^n I_h^2} = m \cdot V_{eff} \cdot I_{eff} \quad (1.7)$$

$$P = m \sum_{h=1}^n V_h I_h \cos(\varphi_h) \quad (1.8)$$

$$q = m \sum_{h=1}^n V_h I_h \sin(\varphi_h) \quad (1.9)$$

A son tour la puissance déformante caractérisant la contribution des harmoniques est définie par la formule suivante :

$$D = m V_1 \sqrt{\sum_{h=2}^n I_h^2} \quad (1.10)$$

Finalement, le facteur de puissance s'exprime comme suit :

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{\sum_{h=1}^n V_h I_h \cos(\varphi_h)}{\sqrt{\sum_{h=1}^n V_h^2} \cdot \sqrt{\sum_{h=1}^n I_h^2}} \quad (1.11)$$

On constate que le facteur de puissance est dégradé par la présence des harmoniques.

Dans le cas d'un système triphasé alimentant une charge non linéaire équilibrée (cas du redresseur à diodes), les fondamentaux des courants absorbés composent un système direct (c'est-à-dire de même séquence que les tensions du réseau), les harmoniques multiples de 3 composent un système homopolaire (ils sont en phase), l'harmonique 5 un système inverse (la séquence des phases est inverse par rapport à celle du réseau), l'harmonique 7 un système direct,.....etc [4-5].

## 1.1.2 Effets néfastes des harmoniques

Les courants et les tensions harmoniques ont des effets néfastes sur le fonctionnement, la rentabilité et la durée de vie des équipements électriques. Bien que les susceptibilités des différents équipements et appareils électriques, raccordés à un réseau pollué, soient très diversifiés, on distingue deux sortes d'effets possibles : [2, 4-6, 10-14]

### 1.1.2.1 Effets quasi-instantanés :

Concernant certains types d'appareillage, tels que l'électronique de puissance, calculateurs, relais, systèmes de contrôle et régulation,...etc. La présence des harmoniques sur le réseau

provoque le déplacement du passage par zéro et des modifications de la valeur crête de l'onde;

#### 1.1.2.2 Effets à terme :

Se rapportent essentiellement aux machines tournantes, aux transformateurs et aux condensateurs, ce qui se manifeste par des échauffements supplémentaires et l'augmentation du niveau sonore. Il en découle la destruction de matériel ou plus fréquemment une diminution de leur durée de vie par surcharge thermique.

La liste suivante donne une idée de l'impact des harmoniques sur certains équipements à usage fréquent qui font partie intégrante du réseau électrique, tels que les :

*a. alternateurs* : pertes supplémentaires dans les enroulements statoriques et dans les amortisseurs liées à l'augmentation de la valeur efficace du courant absorbé. Ces pertes provoquent un échauffement supplémentaire et réduisent également le rendement de ces machines ;

*b. câbles électriques* : pertes Joule supplémentaires, surtout dans les câbles de retour du neutre où circulent les courants harmoniques homopolaires et corrosion des câbles en aluminium sous l'effet de la circulation de courants harmoniques pairs associés à une composante continue [4,8]. La présence des harmoniques dans le réseau diminue aussi la capacité de transport en puissance active des lignes ;

*c. transformateurs* : ils sont les constituants les plus directement affectés par les courants harmoniques. Ces derniers produisent des pertes additionnelles dans les enroulements. Ces pertes ne sont pas seulement dues à l'effet Joule pelliculaire, mais aussi à des courants induits dans les bobinages, le noyau et les pièces métalliques par les composantes à hautes fréquences des champs de fuite [4, 15] ;

*d. moteurs à courant alternatif* : la déformation de la forme d'onde de la tension du réseau, due à l'interaction entre les courants harmoniques et l'impédance équivalente du réseau, influe sur le fonctionnement des machines électriques à courant alternatif en général et sur celui des moteurs asynchrones en particulier (pertes supplémentaires dans le fer et les enroulements et pulsation du couple) [4, 7] ;

*e. condensateurs* : ils sont aussi très affectés par les courants harmoniques. Les condensateurs branchés en parallèle sur les réseaux pour la compensation de la puissance réactive (correction du facteur de puissance) ont des impédances d'autant plus faibles que la fréquence est élevée.

Les courants harmoniques se superposent au courant fondamental et causent des pertes supplémentaires qui peuvent excéder la capacité thermique des condensateurs et réduire

considérablement leur durée de vie. De plus, des phénomènes de résonance peuvent survenir et soumettre les condensateurs à des surtensions, lesquelles sont susceptibles de les dégrader, voir de perforer leur isolation [4,16] ;

*f. équipements à base d'électronique de puissance* : dysfonctionnement lié à la déformation de la tension qui peut créer des faux passages par zéro (perte de synchronisation);

*g. ordinateurs* : troubles fonctionnels liés à la distorsion de la tension du réseau ;

*h. réseaux de télécommunication* : génération de bruits importants liés au couplage électromagnétique entre les lignes de puissance et les circuits de communication. Dans des cas particuliers, surtout lors de résonances, une partie des réseaux de télécommunication peut être rendue inutilisable [4,8]

## 1.2 Normes imposées sur le THD

Les consommateurs ainsi que les distributeurs de l'énergie électrique sont conscients de l'importance d'une réglementation standard unique pour les problèmes de la pollution harmonique. Une telle réglementation universelle n'existe pas encore, cependant des organismes comme IEC (Commission Électrotechnique Internationale) en Europe [5,17] et IEEE en Amérique [18], élaborent des normes efficaces qui peuvent être regroupées en trois catégories :

1. Niveaux de compatibilité harmonique en amont du point commun de raccordement :

- IEEE 519-1992
- IEC 61000-2-2
- IEC 61000-3-6

2. Limites sur l'émission harmonique des équipements:

- IEC 61000-3-2 (appareils de moins de 16 A par phase)
- IEC 61000-3-4 (appareils de plus de 16 A par phase)

3. Guide pour la mesure des harmoniques :

- IEC 61000-4-7

La norme IEEE-519, par exemple, définit des limites pour les tensions et courants harmoniques au point commun de raccordement (PCC) pour assurer le bon fonctionnement des récepteurs dans d'autres sites. À titre d'exemple, les taux individuels maximaux des tensions harmoniques ainsi que le THD à ne pas dépasser sont donnés dans le tableau 1.1.

**Tableau 1.1** : Limites des tensions harmoniques selon IEEE-519

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

D'autre part, les principales normes en matière de pollution harmonique basse tension sont définies au niveau international par la norme CEI 61000 : [5,9, 19-21]

➤ *CEI 61000-2-2* : cette norme fixe les limites de compatibilité pour les perturbations conduites basse fréquence et la transmission de signaux sur les réseaux publics d'alimentation basse tension. Les phénomènes perturbateurs incluent les harmoniques (tableau 1.2), inter-harmoniques, fluctuations de tension, creux de tension, déséquilibres de tension transitoires, etc.

**Tableau 1.2** : CEI 61000-2-2 : Niveaux de compatibilité pour les tensions harmoniques individuelles sur les réseaux publics basse tension.

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



➤ *CEI 61000-2-4* : cette norme fixe les limites de compatibilité pour les réseaux industriels et non publics basse tension et moyenne tension, à l'exclusion des réseaux de navires, des avions, des plateformes offshore et des installations ferroviaires afin de pour établir les limites d'émission sur les réseaux industriels et de choisir les niveaux d'immunité des équipements inclus dans ces systèmes.

**Tableau 1.3** : Taux (en % de V1) des tensions harmoniques acceptables (CEI 61000-2-4).

Rang harmonique	Classe 1 : matériels et systèmes sensibles	Classe 2 : réseaux industriels	Classe 3 : réseaux industriels perturbés
2	2	2	3
3	3	5	6
4	1	1	1,5
5	3	6	8
6	0,5	0,5	1
7	3	5	7
8	0,5	0,5	1
9	1,5	1,5	2,5
10	0,5	0,5	1
11	3	3,5	5
<b>Pair &gt;10</b>	0,2	0,2	1
13	3	3	4,5
15	0,3	0,3	2
17	2	2	4
19	1,5	1,5	4
21	0,2	0,2	1,75
<b>Impair &gt;21 et =3h</b>	0,2	0,2	1
23	1,5	1,5	3,5
25	1,5	1,5	3,5
<b>Impair, &gt;21 et ≠3h</b>	0,2+12,5/h	0,2+12,5/h	$5*(11/h)^{1/2}$
<b>THD</b>	<b>5%</b>	<b>8%</b>	<b>10%</b>

➤ *CEI 61000-3-2* : cette norme spécifie les limites pour les émissions de courant harmonique des matériels individuels raccordés aux réseaux publics pour les appareils consommant moins de 16 A par phase.

**Tableau 1.4** : CEI 61000-3-2 : Limites d'émission de courants harmoniques des appareils basse tension de courant inférieur à 16A et de classe A.

Rang harmonique	Courant harmonique maximal autorisé (A)
2	1,08
3	2,30
4	0,43
5	1,14
6	0,30
7	0,77
$8 \leq h \leq 40$	$0,23 \cdot 8/h$
9	0,40
11	0,33
13	0,21
$15 \leq h \leq 39$	$0,15 \cdot 15/h$

Le tableau 1.4 indique les limites d'émission pour ces appareils faisant partie de la classe A, c'est-à-dire autres que les outils portatifs, appareils d'éclairage et appareils ayant un courant d'entrée à forme d'onde spéciale dont la puissance active est inférieure à 600W.

➤ *CEI 61000-3-4* : cette norme spécifie les limites pour les émissions de courant harmonique des équipements individuels d'intensité assignée supérieure à 16A et jusqu'à 75A. Ces limites s'appliquent aux réseaux publics de tensions nominales entre 230V (monophasée) et 600V (triphase).

**Tableau 1.5** : CEI 61000-3-4 : Limitation des émissions de courants harmoniques

Rang harmonique	Courant harmonique en % du fondamental
3	21,6
5	10,7
7	7,2

9	3,8
11	3,1
13	2,0
15	0,7
17	1,2
19	1,1
21	≤ 0,6
23	0,9
25	0,8
27	≤ 0,6
29	0,7
31	0,7
≥ 33	≤ 0,6
pair	≤ 0,6 ou ≤ 8/h

➤ *CEI 61000-4-13* : Le but de cette norme est d'établir une référence commune pour l'évaluation de l'immunité fonctionnelle des matériels électriques et électroniques soumis aux harmoniques et interharmoniques et aux fréquences des signaux transmis sur le réseau. Les niveaux proposés correspondent généralement aux environnements résidentiels, commerciaux, et de l'industrie légère. Elle donne les essais d'immunité basse fréquence aux harmoniques et inter-harmoniques incluant les signaux transmis sur le réseau électrique alternatif. Le tableau 1.6 donne les taux des harmoniques en tension à utiliser pour vérifier l'immunité des appareils pour les matériels et systèmes sensibles (classe 1) et les réseaux industriels (classe 2).

**Tableau 1.6** : CEI 61000-4-13 : Taux des harmoniques en tension à utiliser pour vérifier l'immunité des appareils.

Rang harmonique	Classe 1 : matériels et systèmes sensibles	Classe 2 : réseaux industriels
3	8	8
5	8	12
7	6,5	10

9	2,5	4
11	5	7
13	4,5	6
15	-	3
17	3	5
19	2	5
21	-	2
23	2	4
25	2	4
27	-	2
29	1,5	4
31	1,5	3

D'autre part, pour assurer la compatibilité entre les installations sensibles alimentées par le réseau, il faut imposer des limites d'émission et donner des niveaux d'immunité suffisants.

**Tableau 1.7** : Limites de perturbations définies par *EN 50160*

<b>Amplitude de la tension</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Pour chaque période d'une semaine 95% des valeurs efficaces moyennes sur 10 minutes doivent être dans la plage <math>V_n \pm 10\%</math></li> </ul>
<b>Variations rapides de la tension</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• De 5% à 10% de <math>V_n</math> (4 à 6% en moyenne tension)</li> </ul>
<b>Creux de tension</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Profondeur : entre 10% à 99% de <math>V_n</math></li> <li>• Durée : entre 10 ms et 1 minute</li> <li>• Nombre : quelques dizaines à 1 millier par an</li> </ul>
<b>Coupures brèves</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Durée : jusqu'à 3 minutes</li> <li>• Nombre : quelques dizaines à plusieurs centaines par an</li> </ul>
<b>Coupures longues</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Durée : supérieure à 3 minutes</li> <li>• Nombre : entre 10 et 50 par an</li> </ul>

<b>Fréquence</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 50 Hz <math>\pm</math> 1% pendant 95% d'une semaine</li> <li>• 50Hz + 4%, 6% pendant 100% d'une semaine</li> </ul>
------------------	---

Les caractéristiques principales de la tension fournie par un réseau de distribution (*MT* ou *BT*), définies par la norme Européenne *EN 50160*, précisent les tolérances qui doivent être garanties pour la tension et la fréquence ainsi que les niveaux des perturbations habituellement rencontrées [5,22].

### 1.3 Solutions de dépollution des réseaux électriques

Pour diminuer les perturbations en tension ou en courant, il est possible d'agir à deux niveaux:

1. du côté de la source en filtrant la tension du réseau ou en améliorant le réseau de transport et celui de distribution ;

2. du côté du client en rendant le courant de ligne le plus sinusoïdal possible.

Plusieurs solutions ont été envisagées pour limiter la propagation des harmoniques et améliorer la qualité et la gestion de l'énergie électrique. Elles peuvent être classées en deux catégories, traditionnelles et modernes (à base de l'électronique de puissance) [4].

Les moyens de dépollution traditionnels sont nombreux et se résument dans les points suivants :

- inductance anti-harmonique de protection des condensateurs ;
- inductance de lissage des courants ;
- confinement des harmoniques ;
- l'utilisation de transformateurs à couplage approprié permettant de limiter la circulation des courants harmoniques [4,23-24] ;
- augmentation de l'indice de modulation ;
- filtres passifs utilisant des éléments réactifs en l'occurrence des inductances et des condensateurs [4,25].

Vue leur importance pratique, nous nous limiterons dans ce qui suit à détailler uniquement les filtres passifs.

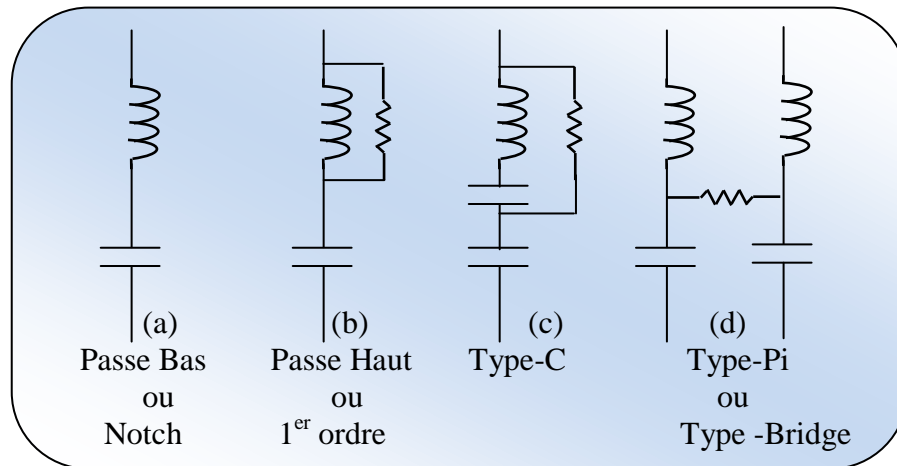
#### 1.3.1 Filtrage passif

Il s'agit des premiers dispositifs utilisés pour l'élimination d'harmoniques. Ils sont composés par des éléments passifs comme des inductances, des capacités et des résistances.

En général, les filtres d'harmoniques sont connectés en parallèle avec les charges injectant des courants harmoniques (les redresseurs à diodes ou à thyristors, fours à arcs électrique, etc.).

L'association d'éléments capacitifs et inductifs en parallèle avec la charge polluante permet d'obtenir une résonance série accordée sur les rangs harmoniques à éliminer.

Différents types possibles de filtres passifs destinés à compenser les courants harmoniques sont représentés sur la figure 1.4 [4,26].



**Figure 1.4** Différents types de filtres harmoniques passifs.

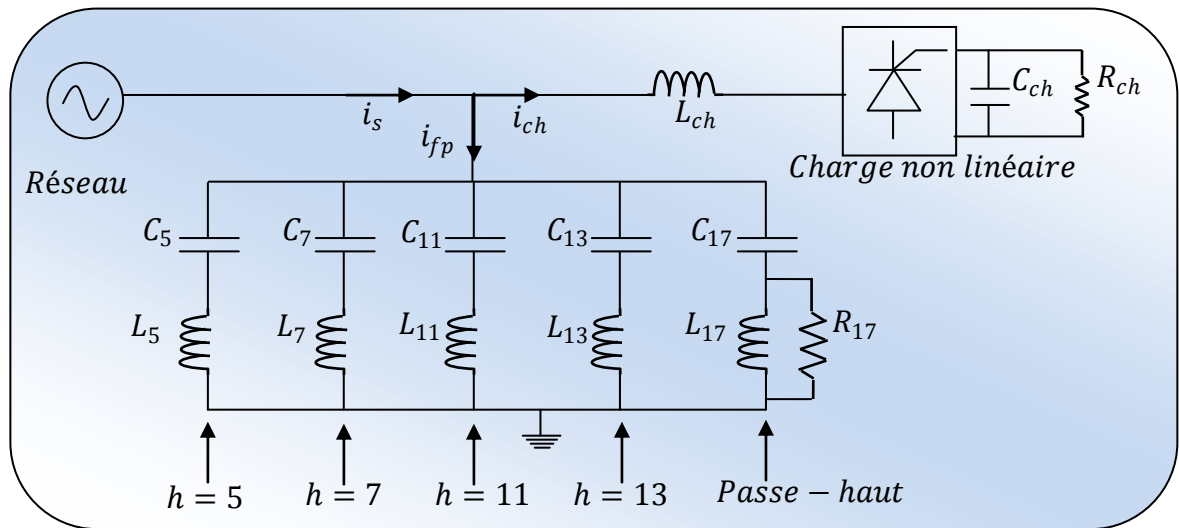
Le filtre harmonique passe-bande illustré sur la figure 1.4 (a) est le plus simple et est largement appliqué. Son avantage est l'impédance presque nulle à la fréquence d'accord, conduisant à un filtre presque parfait à cette fréquence. Un inconvénient est la possibilité d'occasionner une résonance avec l'impédance du réseau pour les fréquences en dessous de sa fréquence de coupure et en d'autres termes d'amplifier d'autres composantes harmoniques [4,16].

La figure 1.4 (b) montre le filtre harmonique passe-haut qui peut être un compromis entre filtrer une fréquence bien ciblée et atténuer les harmoniques des fréquences supérieures. Ce filtre est généralement ajusté aux 7<sup>ème</sup> ou 11<sup>ème</sup> rangs harmoniques.

Le filtre harmonique de type C, illustré sur la figure 1.4 (c), a des caractéristiques similaires au filtre harmonique passe-haut, avec l'avantage que la résistance ne consomme pas de puissance à la fréquence fondamentale du réseau. Il est souvent employé dans les applications de four à arc où il existe des interharmoniques [4, 26-27].

La figure 1.4 (d) illustre le filtre harmonique de type  $\pi$  qui est essentiellement composé de deux filtres passe-bande avec une résistance connectée au point médian. L'intérêt principal de ce filtre est sa bonne caractéristique de filtrage aux deux fréquences de résonance.

Le choix le plus commun pour le redresseur à thyristors de haute puissance consiste à utiliser une combinaison de plusieurs filtres réglés sur une seule fréquence (sur les harmoniques 5, 7, 11 et 13) et un filtre passe-haut du deuxième ordre réglé autour de la fréquence de l'harmonique 17 comme illustré sur la figure 1.5 [4, 27-28].



**Figure 1.5** Combinaison de filtres passifs pour redresseur à thyristors.

La fonction de transfert de cette combinaison de filtres est donnée ci-après :

$$G(s) = \frac{\frac{1}{L_5}S}{S^2 + \frac{1}{C_5L_5}} + \frac{\frac{1}{L_7}S}{S^2 + \frac{1}{C_7L_7}} + \frac{\frac{1}{L_{11}}S}{S^2 + \frac{1}{C_{11}L_{11}}} + \frac{\frac{1}{L_{13}}S}{S^2 + \frac{1}{C_{13}L_{13}}} + \frac{\frac{1}{R_{17}}S^2 + \frac{1}{L_{17}}S}{S^2 + \frac{1}{R_{17}C_{17}}S + \frac{1}{L_{17}}} \quad (1.12)$$

Malgré l'efficacité, le pouvoir de corriger le facteur de puissance, la simplicité et le coût, cette configuration de filtres passifs pose tout de même certains problèmes :

- le dimensionnement dépend du spectre harmonique de la charge et de l'impédance de la source, cette dernière est d'ailleurs susceptible d'engendrer des résonances ;
- le filtre passif peut absorber les courants harmoniques d'autres charges non linéaires présentes sur le même réseau et entraîner dans cette hypothèse une surcharge ;
- toute modification du réseau (restructurations, nouveaux clients, ...), par changement de la fréquence d'accord, peut rendre le filtre passif inadapté et perturbateur (phénomène de résonance) ;
- les filtres passifs sont encombrants et présentent des risques de dérive de la fréquence au fur et à mesure que les composants vieillissent.

Cette solution est donc d'une efficacité moyenne, elle offre très peu de flexibilité et quasiment aucune évolutivité [4,6,29]. Pour toutes ces limitations une attention particulière a été portée aux solutions basées sur l'électronique de puissance [4].

### 1.3.2 Solutions modernes

Ces solutions sont proposées comme des solutions efficaces de dépollution des réseaux électriques afin de traiter les inconvénients inhérents aux solutions traditionnelles comme les filtres passifs (non adaptatifs aux variations de la charge et du réseau, phénomènes de résonance). Parmi toutes les solutions modernes, on trouve deux types de structures classiquement utilisées :

- Le filtre actif (série, parallèle ou bien encore associant les deux)
- Le filtre actif hybride (série, parallèle).

Le but de ces filtres actifs est de générer soit des courants, soit des tensions harmoniques de manière à ce que le courant ou la tension redevienne sinusoïdal. Le filtre actif est connecté au réseau soit en série (FAS), soit en parallèle (FAP) suivant qu'il est conçu respectivement pour compenser les tensions ou les courants harmoniques, soit associé à des filtres passifs.

Pour fournir aux consommateurs une énergie électrique de qualité, même dans les conditions de fonctionnement les plus perturbées, les filtres actifs sont proposés comme des solutions de dépollution des réseaux électriques [2,30-35]. Dans la suite, différentes topologies de filtres actifs usuels sont présentées.

#### 1.3.2.1 Filtre actif série (FAS)

Le rôle d'un FAS est de modifier localement l'impédance du réseau. Il se comporte comme une source de tension harmonique qui annule les tensions perturbatrices (creux, déséquilibre, harmonique) venant de la source et celles générées par la circulation de courants perturbateurs à travers l'impédance du réseau. Ainsi, la tension aux bornes de la charge peut être rendue sinusoïdale. Cependant, le FAS ne permet pas de compenser les courants harmoniques consommés par la charge.

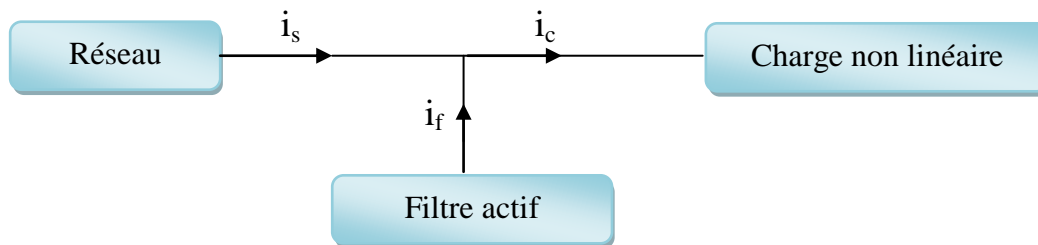


**Figure 1.6** Filtre actif série



### 1.3.2.2 Filtre actif parallèle (FAP)

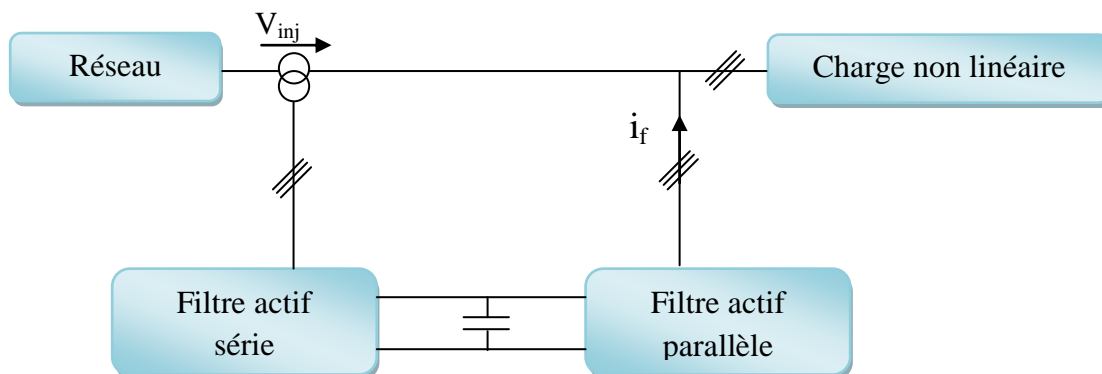
Le FAP se connecte en parallèle avec le réseau et injecte en temps réel les composantes harmoniques des courants absorbés par les charges non linéaires connectées au réseau. Ainsi, le courant fourni par la source d'énergie devient sinusoïdal.



**Figure 1.7** Filtre actif parallèle

### 1.3.2.3 Combinaison parallèle-série de filtres actifs

La figure 1.8 illustre l'association de deux filtres actifs parallèle et série, également appelée « Unified Power Quality Conditioner » (UPQC). Cette structure bénéficie des avantages des deux types de filtres actifs série et parallèle. Ainsi, elle permet d'assurer simultanément un courant sinusoïdal et une tension du réseau électrique également sinusoïdale [2, 6].



**Figure 1.8** Combinaison parallèle-série de filtres actifs

Les inconvénients des filtres passifs (résonances série ou parallèle avec la source et/ou la charge, détérioration des performances du filtre lors de variations de l'impédance du réseau,...) et des filtres actifs (coût élevé en raison du dimensionnement des composants de puissance) ont conduit à l'élaboration d'une nouvelle topologie de filtre actif. Il s'agit du filtre hybride qui est en réalité l'association de filtres actifs de faibles puissances à des filtres passifs.

### 1.3.2.4 Filtre hybride

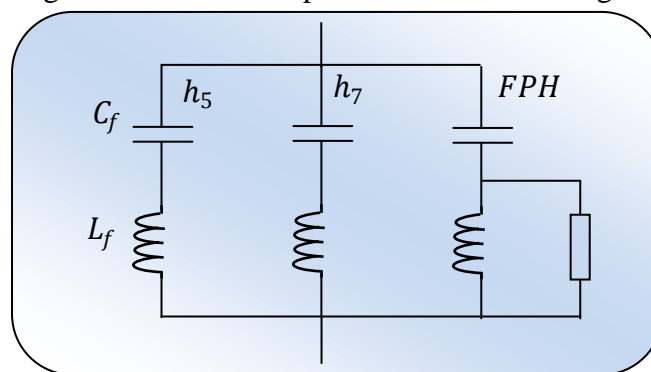
Le filtre hybride est une topologie de filtre qui combine les avantages des filtres passifs et des filtres actifs. Pour cette raison, il est considéré comme l'une des meilleures solutions pour filtrer les harmoniques de courant des réseaux de distribution. Une des principales raisons de l'utilisation du filtre actif hybride est liée au développement des semi-conducteurs de puissance tels que les transistors de puissance de types MOSFET ou IGBT.

De plus, du point de vue économique, le filtre hybride présente un atout majeur : il permet de réduire le coût du filtre actif, actuellement l'obstacle majeur à l'utilisation de filtres actifs [2, 36].

### 1.4 Configuration des filtres hybrides

Ces dernières années, de nombreuses topologies de filtres hybrides associées à différentes stratégies de commandes ont été présentées dans la littérature scientifique afin d'améliorer la qualité de l'énergie mais surtout pour réduire le dimensionnement du filtre actif de puissance et par conséquent son coût. Les filtres hybrides peuvent être classés selon le nombre d'éléments mis en œuvre dans la topologie étudiée (filtres actifs et filtres passifs), le système traité (monophasé, triphasé trois fils et triphasé quatre fils) et le type d'onduleur utilisé (structure tension ou courant) [2, 37].

La configuration traditionnelle du filtre hybride comprend un filtre actif et un filtre passif. Le filtre passif doit avoir une impédance aussi faible que possible pour les harmoniques de rangs 5, 7, 11 et 13 afin d'atteindre de bonnes caractéristiques de filtrage [2, 18-19]. Pour cette raison le filtre passif se compose classiquement d'un premier filtre passif accordé sur l'harmonique cinq, d'un second filtre passif accordé sur l'harmonique sept et d'un troisième filtre passe haut. La configuration de ce filtre passif est décrite à la figure I.9.



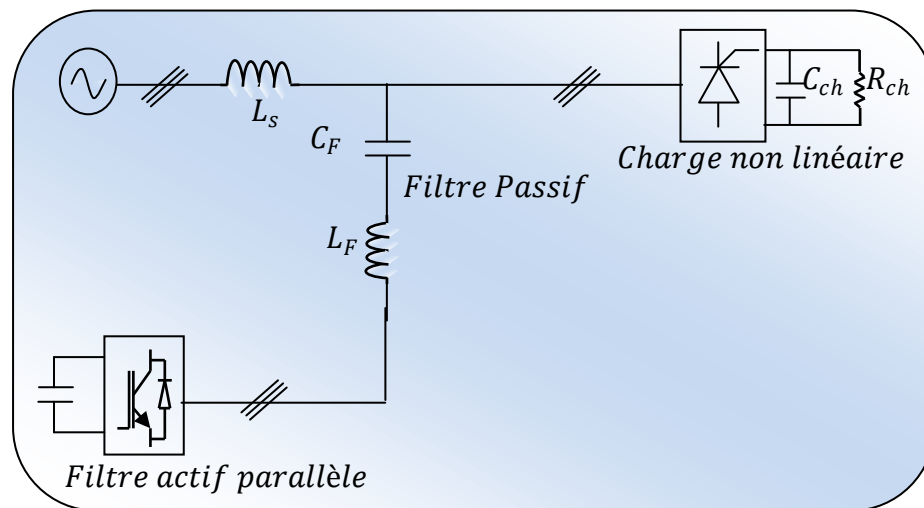
**Figure 1.9** Configuration du filtre passif avec filtre passe haut

En effet, dans les deux configurations du filtre passif présentées ci-dessus, le coût et la complexité sont des inconvénients majeurs [2, 38]. Le filtre passif a pour rôle d'éliminer les harmoniques générés par la charge alors que le filtre actif est destiné à améliorer les performances de filtrage du filtre passif. Selon le mode d'association des filtres passifs aux filtres actifs, le filtre hybride se décline en plusieurs configurations décrites ci-après.

#### 1.4.1 Filtre hybride combinant filtres actif et passif

##### 1.4.1.1 Association série d'un filtre actif parallèle et d'un filtre passif

Dans cette configuration, les deux filtres actif et passif sont directement connectés en série, sans l'intermédiaire d'un transformateur. L'ensemble est connecté en parallèle sur le réseau comme le décrit la figure I.10.

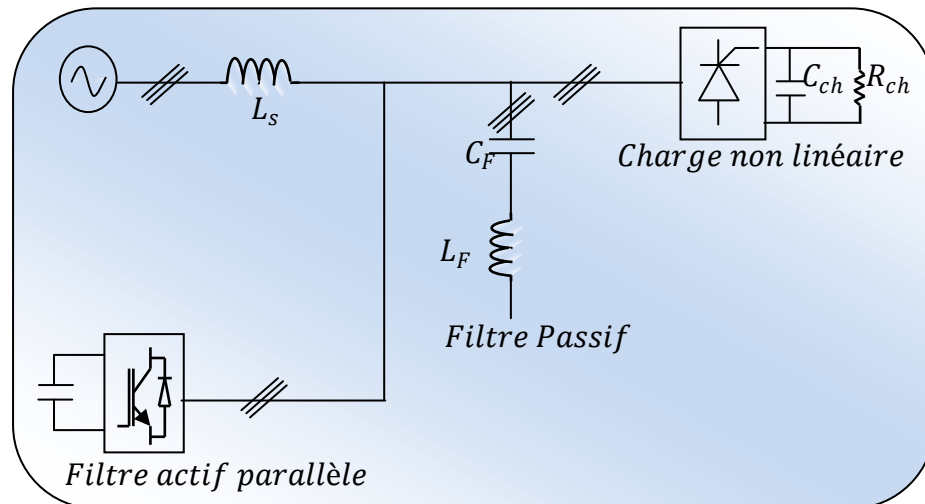


**Figure 1.10** Association série d'un filtre actif parallèle et d'un filtre passif

Dans ce cas, le filtre passif se comporte comme une impédance faible à la fréquence d'accord et comme une grande impédance à la fréquence fondamentale. Ce système présente deux avantages : le dimensionnement en puissance du filtre actif est encore plus réduit du fait que le courant qui le traverse est plus faible et le filtre actif est à l'abri d'un éventuel court-circuit de la charge [2, 6, 40].

##### 1.4.1.2 Association parallèle d'un filtre actif parallèle et d'un filtre passif

Dans cette topologie, le filtre actif est connecté en parallèle avec le filtre passif. Tous deux sont également en parallèle avec la charge. Le filtre actif parallèle sert à compenser les courants harmoniques basses fréquences émis par la charge polluante alors que le filtre passif, accordé sur une fréquence harmonique élevée, permet de compenser les harmoniques hautes fréquences [2,40].



**Figure 1.11** Association parallèle d'un filtre actif parallèle et d'un filtre passif

Parmi les configurations présentées dans ce paragraphe, nous nous intéressons dans ce mémoire à la première structure (Figure 1.10 du paragraphe 1.4.1.1), notamment pour ses avantages non seulement en termes de dimensionnement des composants passifs et des semi-conducteurs de puissance mais également pour la simplicité de sa commande [2, 41].

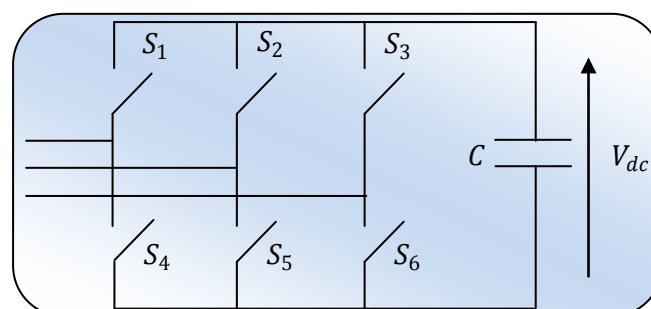
#### 1.4.2 Topologies d'onduleur mises en œuvre pour les filtres actifs

Pour les différentes structures de filtres hybrides présentées au paragraphe précédent, différentes topologies d'onduleurs peuvent être mises en œuvre pour le filtre actif. Les structures usuelles de convertisseurs sont décrites ci après.

##### 1.4.2.1 Filtre actif triphasé constitué d'un onduleur triphasé à trois bras

La configuration la plus répandue est le filtre actif de puissance parallèle à trois bras.

Les trois bras de l'onduleur sont formés par six interrupteurs bidirectionnels en courant, qui sont des composants semi-conducteurs commandés à la fermeture et à l'ouverture (transistors bipolaires, IGBT ou IGCT) comportant une diode en antiparallèle. Cet onduleur est connecté au réseau électrique par un filtre dit de découplage. Son schéma de principe est illustré à la figure 1.12 [2].

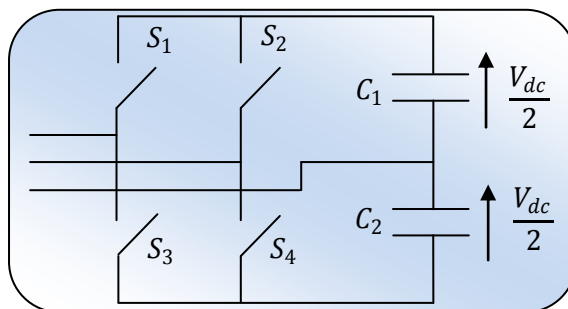


**Figure 1.12** Onduleur triphasé à trois bras

### 1.4.2.2 Filtre actif triphasé constitué d'un onduleur triphasé à deux bras avec condensateur à point milieu

Dans cette topologie, l'onduleur est constitué de quatre interrupteurs réversibles en courant «formant les deux bras », qui sont également des composants semi-conducteurs commandés à la fermeture et à l'ouverture comportant une diode en antiparallèle. Le troisième bras est «remplacé » par deux condensateurs reliés à la troisième phase du réseau électrique.

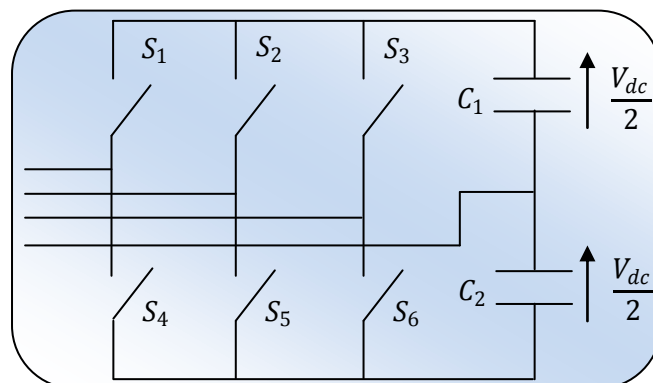
Chacune des deux capacités joue le rôle d'une source de tension continue. La tension à leurs bornes,  $V_{dc}/2$ , est également maintenue à une valeur positive quasi-constante [2, 42-44].



**Figure 1.13** Onduleur triphasé à deux bras avec condensateur à point milieu

### 1.4.2.3 Filtre actif triphasé constitué d'un onduleur triphasé à trois bras avec condensateur à point milieu

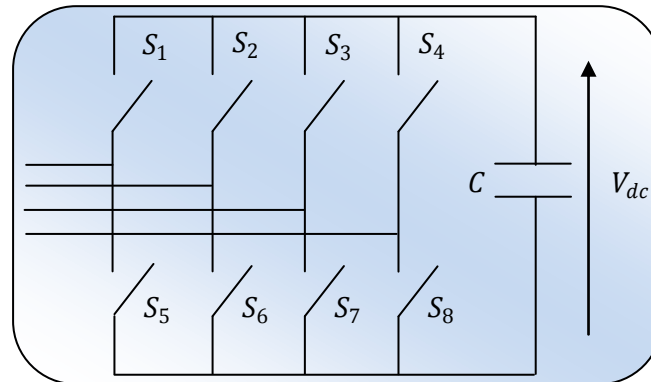
Cette topologie est constituée de six interrupteurs réversibles en courant, commandés à la fermeture et à l'ouverture. Ils forment les trois bras d'un onduleur triphasé. Un quatrième bras est constitué de deux condensateurs dont le point milieu est relié au neutre du réseau électrique. Ici, la commande de l'onduleur n'impose que trois courants, le quatrième étant alors imposé par le montage. La figure 1.14 présente cette topologie [2].



**Figure 1.14** Onduleur triphasé à trois bras avec condensateur à point milieu

#### 1.4.2.4 Filtre actif triphasé constitué d'un onduleur triphasé à quatre bras

Dans cette configuration, nous utilisons un onduleur comprenant quatre bras constitués de huit interrupteurs réversibles en courant comme l'illustre la figure 1.15. Cette configuration a été proposée afin d'éviter le recours à un élément de stockage à point milieu comme celle de la configuration précédente [2, 45-47].



**Figure 1.15** Onduleur triphasé à quatre bras

#### 1.5 Commande du filtre actif et techniques mises en œuvre

Les performances des filtres actifs ou hybrides dépendent très fortement de plusieurs facteurs:

- l'algorithme de commande utilisé pour identifier les références de courants ou de tensions [2, 48-50],
- le mode de contrôle utilisé (MLI, hystérésis, hystérésis modulée, ...) pour la génération des ordres de commande des interrupteurs de puissance,
- les performances de la boucle de régulation de la tension du réservoir capacitif.

D'autre part, les performances du filtre actif dépendent également de la technique retenue (analogique ou numérique) lors de la mise en œuvre pratique de la commande. Le filtrage actif exige en effet des performances temps réels élevées lors de l'implantation de la commande, compte tenu des fréquences des harmoniques à générer. La tendance actuelle est au développement des commandes numériques (Digital Signal Processeur, Microcontrôleur, FPGA, système prototypage DSPACE) pour l'implantation de l'algorithme de commande retenu. Aujourd'hui, les travaux de recherche dans le domaine du contrôle des systèmes électriques s'orientent principalement vers deux technologies numériques lors de l'implantation des commandes : le système de prototypage DSPACE ou la technologie FPGA [2,51].

Dans cette thèse nous allons étudier théoriquement et expérimentalement le Filtre Actif Parallèle (FAP).

Dans un premier temps, nous allons étudier théoriquement puis par simulation (Matlab/Simulink) une nouvelle commande, variante de la méthode des puissances réelle et imaginaire instantanées. Le FAP étudié sera destiné à dépolluer un réseau électrique triphasé trois fils, déséquilibré et distordu, connecté à une charge non-linéaire triphasée de type pont redresseur, débitant dans une charge RL. La commande proposée sera validée expérimentalement à l'aide du système DSPACE (carte de prototypage DS1104).

## CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté différents types de perturbations affectant l'onde de tension du réseau électrique. Comme nous avons pu le constater, les harmoniques et les déséquilibres de courant et de tension, la puissance réactive et les creux de tension ont des effets néfastes sur les équipements électriques. Ces effets peuvent aller des échauffements et de la dégradation du fonctionnement jusqu'à la destruction totale de ces équipements.

Plusieurs solutions traditionnelles et modernes de dépollution ont été présentées. La solution classique à base de filtres passifs est souvent pénalisée en termes d'encombrement et de résonance.

De plus, les filtres passifs ne peuvent pas s'adapter à l'évolution du réseau et aux charges polluantes.

Récemment, en plus du filtrage des harmoniques, les *filtres actifs parallèles et séries*, et leur combinaison, sont étudiés pour la compensation de tous les types de perturbation susceptible d'apparaître dans un réseau électrique basse tension. En effet, profitant des progrès réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance, ces solutions peu encombrantes n'occasionnent aucune résonance avec les éléments passifs du réseau et font preuve d'une grande flexibilité face à l'évolution du réseau électrique et de la charge polluante.

Le *filtre actif parallèle* peut être installé pour compenser toutes les perturbations de courant comme les harmoniques, les déséquilibres et la puissance réactive.

Le *filtre actif série* peut être installé pour compenser toutes les perturbations de tension comme les harmoniques, les déséquilibres et les creux de tension.

La *combinaison parallèle-série actifs* est la solution universelle pour compenser toutes les perturbations en courant et en tension.

D'autres solutions de dépollution consistent à associer des filtres actifs et passifs pour trouver un compromis entre l'efficacité de compensation et le coût. Ces solutions peuvent être des solutions futures très prometteuses.

Les filtres hybrides étant conçus essentiellement pour dépolluer les réseaux électriques des courants harmoniques, notre objectif de recherche portant sur la dépollution de toutes sortes de perturbations, seules les solutions actives de filtrage seront analysées dans cette thèse.

C'est ainsi que dans l'objectif d'améliorer la qualité de l'énergie électrique qui doit être conforme aux nouvelles contraintes normatives, nous étudierons, dans les chapitres suivants, des méthodes de régulation avancées que nous appliquerons dans le cas des structures de *filtres actifs parallèle*.



## Chapitre 2

Stratégies de commande, régulation  
et dimensionnement du filtre actif parallèle

## Sommaire

Introduction.....	32
2.1 Caractéristiques de la charge non linéaire ( <i>charge polluante</i> ) et étude énergétique en vue de la compensation.....	32
2.1.1 Définitions sur la Charge non linéaire .....	32
2.1.2 Compensation des courants harmoniques.....	35
2.1.3 Compensation des courants harmoniques, des déséquilibres et de la puissance réactive	36
2.2 Structure générale du filtre actif parallèle.....	37
2.2.1 Topologie générale.....	37
2.2.2 Etude de la partie puissance.....	38
2.2.2.1 Onduleur de tension.....	38
2.2.2.1.1 Structure générale.....	38
2.2.2.1.2 Tension fournie par l'onduleur .....	39
2.2.2.1.3 Représentation vectorielle .....	40
2.2.2.2 Système de stockage d'énergie .....	41
2.2.2.3 Filtre de sortie.....	42
2.2.2.3.1 Filtre du premier ordre.....	42
2.2.2.3.2 Filtre du troisième ordre .....	43
2.2.3 Etude de la partie contrôle-commande .....	45
2.3.1. Les différents types de commande en courant .....	45
2.3.1.1 Commande par hystérésis .....	45
2.3.1.2 Commande par hystérésis modulée .....	46
2.3.1.3 Modulation de Largeur d'Impulsion.....	47
2.3.1.3.1 MLI inter sélectiveintersective .....	47
2.3.1.3.2 MLI vectorielle.....	47
2.4 Etat de l'art des différentes techniques d'extraction des harmoniques.....	48
2.4.1 Méthodes fréquentielles.....	48
2.4.2 Domaine temporel .....	48
2.4.2.1 Méthode de la puissance instantanée pq .....	49
2.4.2.2 Méthode indirecte.....	49
2.4.2.3 Méthode du courant instantané dq .....	50

---

2.4.2.3.1 Filtre passe haut.....	50
2.4.2.3.2 Filtre multi-variable (FMV).....	51
2.4.2.4 Filtre adaptatif cloche (ou filtre Notch) .....	51
2.4.2.5 La Boucle à verrouillage de phase (PLL) .....	52
2.5 Etat de l'art des principaux régulateurs .....	53
2.5.1 Régulateur proportionnel-intégral (PI) .....	53
2.5.1.1 Régulation proportionnelle .....	53
2.5.1.2 Régulation intégrale.....	53
2.5.2 Commande par retour d'état avec intégrateur .....	53
2.5.3 Régulateur quasi linéaire .....	54
2.5.4 Régulateur flou .....	54
2.5.4.1 Régulateur flou de type Mamdani.....	54
2.5.4.2 Régulateur flou de type Sugeno .....	55
2.5.4.3 Régulateur flou de type ANFIS (Adaptive Neuro-Fuzzy-Inference System).....	56
2.6 État de l'art des principales techniques de commandes .....	57
2.6.1 Méthode du référentiel synchrone (SRF).....	57
2.6.2 Commande non linéaire.....	58
2.6.3 Commande par mode de glissement .....	59
2.6.4 Commande adaptative directe.....	59
2.6.5 Commande adaptative indirecte .....	60
2.6.6 Commande basée sur la stabilité de Lyapunov .....	60
2.6.7 Commande indirecte du filtre actif .....	61
Conclusion .....	61

## Chapitre 2

### Stratégies de commande, régulation et dimensionnement du filtre actif parallèle

#### Introduction

La dégradation de la qualité d'énergie avec la pollution harmonique, est un phénomène connu depuis bien longtemps. Les charges non linéaires forment une forte source d'harmoniques qui polluent les réseaux où elles sont connectées. Le filtrage actif, comme moyen de compensation de ces harmoniques, est de plus en plus utilisé pour réaliser des interfaces de dépollution entre les réseaux électriques et les récepteurs polluants.

Les performances du filtre actif dépendent de ses éléments.

Par ailleurs, la sélection d'une configuration dépend, d'une part des compensations souhaitées et de la nature des charges polluantes. D'autre part, cette configuration influence le choix de la stratégie de commande.

Dans ce chapitre nous commencerons par définir les charges polluantes et la compensation des courants harmoniques, ensuite nous présenterons la structure générale du filtre actif parallèle, dans la troisième partie, contrôle et commande, nous allons décrire les différents types de commande de courant. La quatrième partie traite l'état de l'art des différentes techniques d'extraction des harmoniques fréquentielle et temporelle, et on termine ce chapitre avec les principales techniques de commande.

#### 2.1 Caractéristiques de la charge non linéaire (*charge polluante*) et étude énergétique en vue de la compensation

##### 2.1.1 Définitions

L'ensemble constitué par le réseau d'alimentation et la charge polluante (représentée par un pont redresseur à thyristors/diodes débitant sur une charge RL) est présenté par la figure 2.1.a. Le réseau d'alimentation est modélisé par trois sources de tension sinusoïdales parfaites en série avec une inductance  $L$ , et une résistance  $R$ ; Une inductance additionnelle  $L_c$  est connectée à l'entrée du pont redresseur afin de limiter les gradients  $di/dt$  à l'amorçage des thyristors/ diodes.

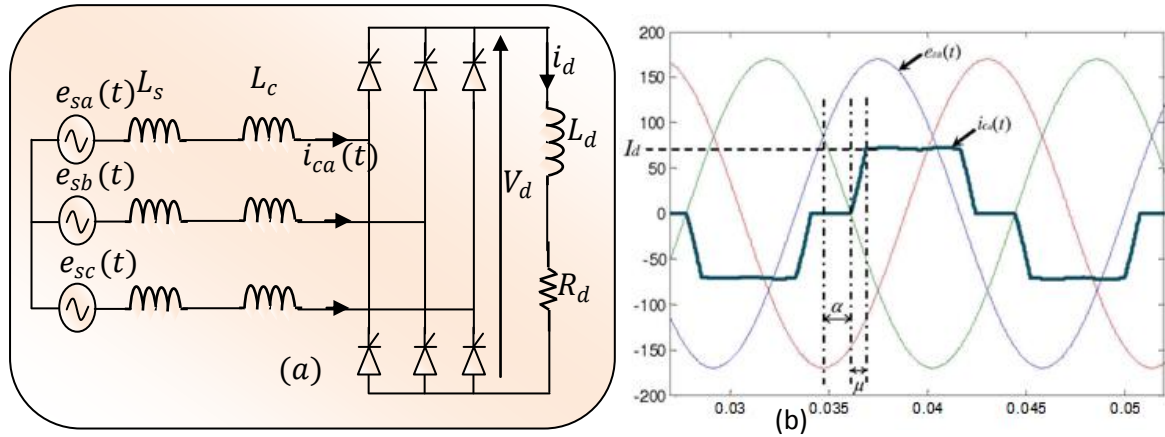


Figure 2.1 Schéma et allures du courant à l'entrée d'un redresseur triphasé à thyristors.

En conséquence; la commutation des thyristors/diodes ne peut être considérée comme instantanée et laisse apparaître un empiètement des intervalles de conduction des semi-conducteurs. Nous admettons que la résistance  $R_s$  est négligeable devant la résistance de charge  $R$  et que l'inductance du côté continu  $L$  est très grande permettant au convertisseur de fournir un courant redressé  $I_d$  parfaitement lissé. Nous désignons par  $\mu$  et  $\alpha$  l'angle d'empiètement et l'angle de retard à l'amorçage respectivement.

Les tensions  $e_{sa}(t)$ ,  $e_{sb}(t)$ ,  $e_{sc}(t)$  forment un système triphasé équilibré. Pour simplifier l'étude, nous considérons que le courant varie linéairement pendant les phases de commutations, ce qui conduit à une allure du courant alternatif de forme trapézoïdale, figure 2.1.b. La décomposition en série de Fourier du courant de la première phase est donnée par la formule de Møltgen [9,52]:

$$i_c(t) = \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2} \cdot I_{ch} \cdot \sin(h \cdot \omega \cdot t - \varphi_h) \tag{2.1}$$

Avec

$$i_{ch}(t) = \frac{2\sqrt{2} I_d}{\pi h} \cos\left(\frac{\pi h}{6}\right) \left(\frac{\sin\left(\frac{h\mu}{2}\right)}{\left(\frac{h\mu}{2}\right)}\right) \text{ et } \varphi_h = h\left(\alpha + \frac{\mu}{2}\right) \tag{2.2}$$

En supposant que  $\mu$  est très faible, l'expression du courant  $i_c(t)$  devient :

$$i_c(t) = \frac{2\sqrt{3} I_d}{\pi} \left[ \sin(\omega t) - \frac{1}{5} \sin(5\omega t - \alpha) - \frac{1}{7} \sin(7\omega t - \alpha) + \frac{1}{11} \sin(11\omega t - \alpha) + \dots \dots \right] \tag{2.3}$$

Les harmoniques de courant sont de rang  $h = 6k \pm 1$  avec  $k$  entier.

La valeur efficace du courant de charge du coté alternatif est donnée par [9,53]

$$I_{c_{eff}} = I_d \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (2.4)$$

La valeur efficace du courant harmonique  $I_{ch}$  à compenser s'écrit :

$$I_{ch} = \sqrt{I_{c_{eff}}^2 - I_{c_1}^2} \quad (2.5)$$

Avec  $I_{c_1}$  le courant fondamental consommé par la charge non linéaire. Il s'écrit en fonction du courant direct de la charge non linéaire de la façon suivante :

$$I_{c_1} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d \quad (2.6)$$

donc

$$I_{ch} = I_d \sqrt{\frac{2}{3} - \frac{6}{\pi^2}} = 0.242 I_d \quad (2.7)$$

La valeur crête du courant harmonique s'écrit alors :

$$I_{ch_{max}} = \frac{I_{c_1} \sqrt{2}}{2} = I_d \frac{\sqrt{3}}{\pi} = 0.551 I_d \quad (2.8)$$

D'où le facteur de crête peut être déduit comme suit :

$$F = \frac{I_{ch_{max}}}{I_{ch}} \approx 2.3 \quad (2.9)$$

Le pont triphasé fonctionne sous une tension efficace  $V_s$ . Alors, pour une charge non linéaire (avec  $\alpha = 0$  pour un redresseur à diodes), nous pouvons écrire :

$$V_d = \frac{3 \cdot \sqrt{6} V_s}{\pi} \cos(\alpha) \quad (2.10)$$

Le facteur de puissance de l'installation vaut :

$$F_p = \frac{P_{dc}}{S} = \frac{V_d I_d}{3 V_s I_{c_{eff}}} = \frac{\frac{3 V_s \sqrt{6}}{\pi} \cos(\alpha) I_d}{3 V_s \sqrt{\frac{2}{3}} I_d} = \frac{3}{\pi} \cos(\alpha) \quad (2.11)$$

## 2.1.2 Compensation des courants harmoniques

D'après la Figure 2.2, La puissance apparente d'une charge non linéaire  $S_c$  est composée de trois termes de puissance: la puissance active  $P_c$ , la puissance réactive  $Q_c$  et la puissance déformante  $D_c$ , comme l'indique la relation suivante :

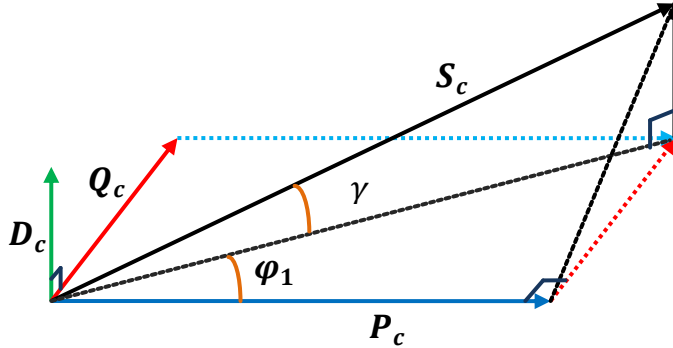


Figure 2.2 Diagramme de Fresnel des puissances.

$$S_c = \sqrt{P_c^2 + Q_c^2 + D_c^2} = 3V_s I_{c_{eff}} \quad (2.12)$$

La puissance apparente du SAPF  $S_f$ , compensant le courant harmonique  $I_{ch}$ , est donnée par l'équation suivante :

$$S_f = \sqrt{D_c^2} = 3V_s I_{ch} \quad (2.13)$$

En reportant les équations (2.4), (2.5) et (2.6) dans celles de (2.12) et (2.13), on obtient le rapport des puissances ( $\tau_h$ ) donné par l'expression suivante [54] :

$$\tau_h = \frac{S_f}{S_c} = \frac{0.24 I_{d-\alpha}}{\sqrt{(2/3)I_d}} \quad (2.14)$$

Pour un angle de retard à l'amorçage  $\alpha$  des thyristors du pont de Graetz :

$$I_{d-\alpha} = \frac{V_d \cos \alpha}{R} \quad (2.15)$$

Des expressions (2.14) et (2.15), on obtient l'expression finale de  $\tau_h$  donnée par la relation suivante :

$$\tau_h = \left( \frac{\sqrt{\pi^2 - 9}}{\pi} \right) \cos \alpha \approx 0.3 \cos \alpha \quad (2.16)$$

La figure 2.3 montre la variation du rapport des puissances ( $\tau_h$ ) du SAPF à celle de la charge non linéaire, en fonction de l'angle de retard à l'amorçage des thyristors ( $\alpha$ ).

❖ A partir de cette figure, on remarque que pour  $\alpha = 0$  la puissance maximale du filtre est de  $S_f \approx 30\%S_c$ . Cette puissance diminue avec l'augmentation de l'angle d'allumage ( $\alpha$ ) grâce à la diminution du courant harmonique.

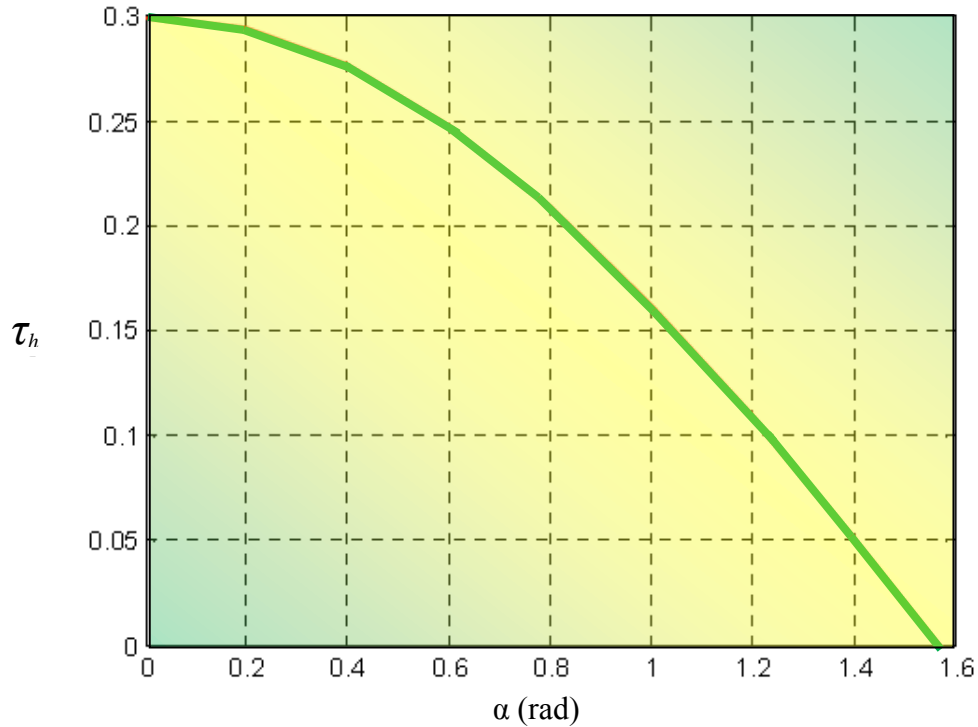


Figure 2.3 Rapport des puissances du SAPF et de la charge non linéaire pour la compensation des courants harmoniques.

### 2.1.3 Compensation des courants harmoniques, des déséquilibres et de la puissance réactive

Dans cette partie, nous généralisons l'étude pour le calcul du rapport des puissances apparentes dans le cas d'une compensation des courants harmoniques et déséquilibrés et de la puissance réactive. Le réseau étudié étant de trois fils, le déséquilibre de courant est représenté uniquement par la composante inverse du courant ( $I_{ci}$ ).

Le nouveau rapport des puissances ( $\tau_{hri}$ ) calculé dans ce cas peut s'écrire de la façon suivante :

$$\tau_{hri} = \frac{S_f}{S_{ch}} = \frac{\sqrt{(3V_s I_{ch})^2 + (3V_s I_{c1} \sin \alpha)^2 + (3V_s I_{ci})^2}}{3V_s I_{ceff}} \quad (2.17)$$

En reportant les équations (2.4), (2.5) et (2.6) dans celle de (2.17), on obtient l'expression du rapport des puissances apparentes ( $\tau_{hri}$ ) :

$$\tau_{hri} = \sqrt{\cos^2 \alpha \left[ 1 - \frac{9}{\pi^2} (1 - \sin^2 \alpha) \right] + \frac{9}{\pi^2} \left( \frac{I_{ci}}{I_{c1}} \right)^2} \quad (2.18)$$

En posant le rapport ( $X = I_{ci}/I_{c1}$ ), la figure 2.4 donne la représentation graphique du rapport des puissances ( $\tau_{hri}$ ) en fonction de l'angle d'allumage des thyristors  $\alpha$  de la charge non linéaire. Ce rapport de puissance est donné pour plusieurs valeurs du taux inverse  $X$ , ( $0 \leq X \leq 1$ ).

❖ A partir de la figure 2.4, on remarque  $X=0$ , on trouve la courbe qui représente une compensation du courant harmonique et de la puissance réactive consommée par la charge non linéaire. Sur la même courbe et pour  $\alpha = 0$  on retrouve le cas déjà vu au paragraphe précédent (cas du redresseur à diodes).

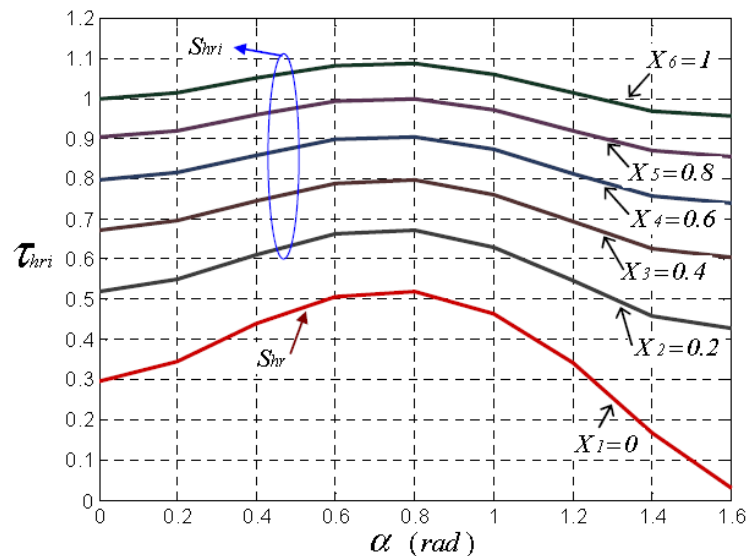


Figure 2.4 Rapport des puissances du SAPF et de la charge non linéaire pour la compensation des courants harmoniques (h), de l'énergie réactive (r) et du déséquilibre (i).

❖ Les résultats graphiques montrent également que la puissance du SAPF augmente de façon quasi linéaire avec l'augmentation de taux inverse du courant [9].

## 2.2 Structure générale du filtre actif parallèle

### 2.2.1 Topologie générale

La figure 2.5 donne la structure générale du FAP, laquelle se présente sous la forme de deux parties:

❖ La partie puissance et la partie contrôle-commande. La partie puissance est constituée:



- \_ d'un onduleur de tension à base d'interrupteurs de puissance, commandables à l'amorçage et au blocage (GTO, IGBT, ...etc.) avec des diodes en antiparallèle,
  - \_ d'un circuit de stockage d'énergie, souvent capacitif,
  - \_ d'un filtre de sortie.
- ❖ La partie contrôle-commande quant à elle est constituée :
- \_ de la méthode d'identification des courants perturbés,
  - \_ du système à base de PLL qui sera intégré dans la méthode d'identification des courants,
  - \_ de la régulation de la tension continue appliquée aux éléments de stockage d'énergie,
  - \_ de la régulation du courant injecté sur le réseau à partir de l'onduleur de tension,
  - \_ de la commande de l'onduleur de tension [6].

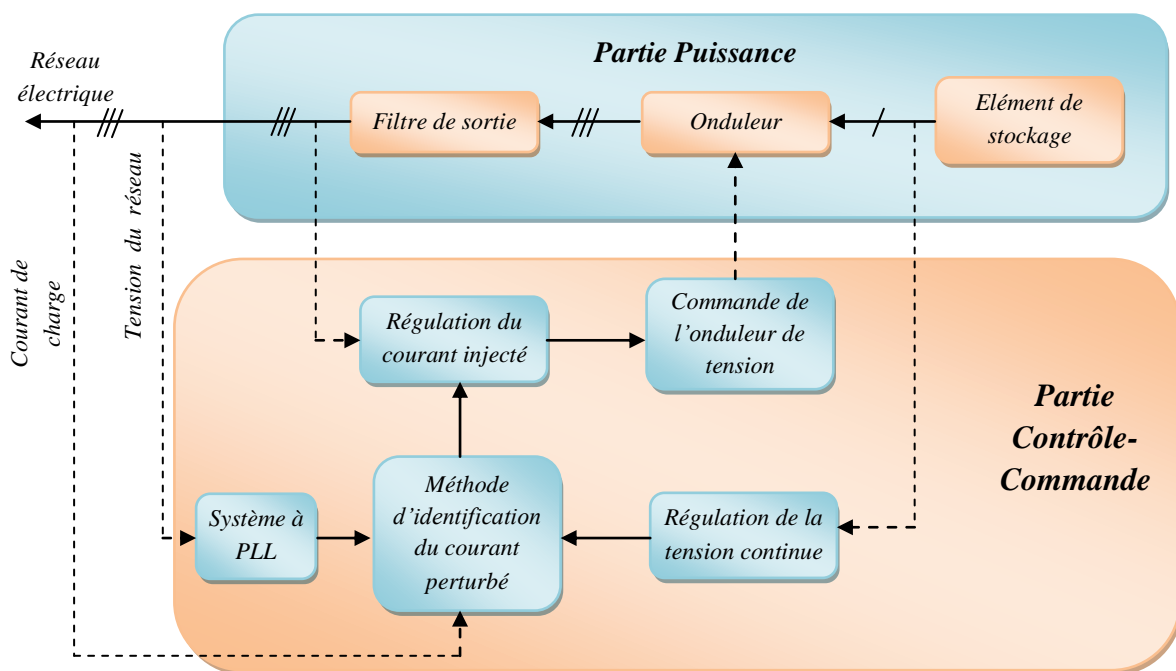


Figure 2.5 Structure générale du FAP

## 2.2.2 Etude de la partie puissance

### 2.2.2.1 Onduleur de tension

#### 2.2.2.1.1 Structure générale

La figure. 2.6 présente un onduleur triphasé à structure de tension. Il se compose de trois bras à interrupteurs réversibles en courant, commandés à la fermeture et à l'ouverture, réalisés à partir de transistors (GTO ou IGBT) et de diodes en antiparallèle. Le stockage de l'énergie du côté continu se fait par l'intermédiaire d'un condensateur  $C_{dc}$  de tension  $V_{dc}$ . Le filtre de

sortie est un filtre passif habituellement du premier ordre ( $L_f, R_f$ ) employé pour relier l'onduleur de tension au réseau électrique.

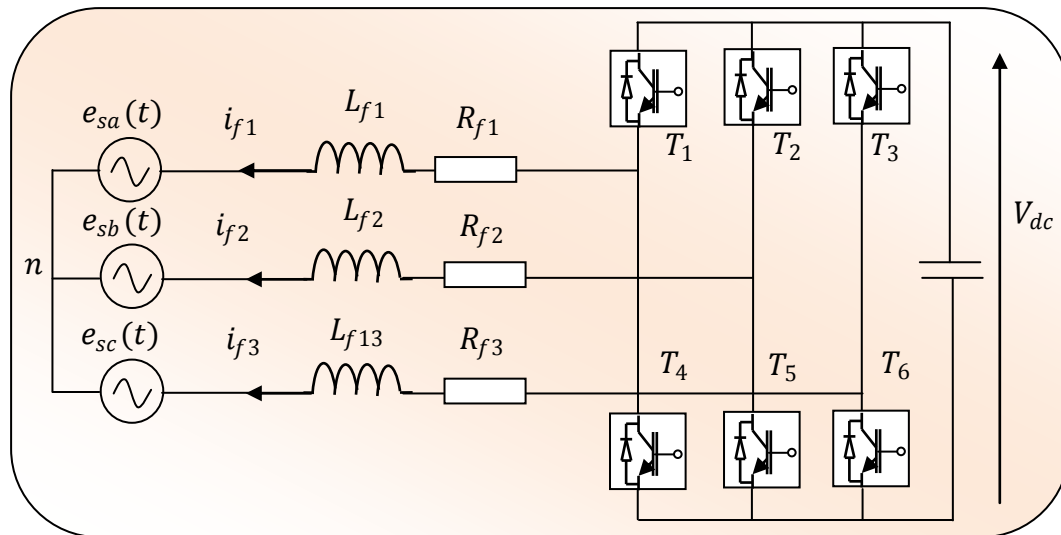


Figure 2.6 Onduleur de tension triphasé.

Cette structure du *FAP* ne permet pas la fermeture simultanée des semi-conducteurs d'un même bras sous peine de court-circuiter le condensateur de stockage. Par contre, ils peuvent être tous les deux ouverts (pendant un temps mort). La continuité des courants est alors assurée par la mise en conduction d'une des diodes d'un même bras.

En pratique, nous commandons les deux semi-conducteurs d'un même bras de façon complémentaire : la conduction de l'un entraîne le blocage de l'autre. En réalité, le mode, où les semi-conducteurs d'un même bras sont tous les deux fermés, n'existe que durant les commutations.

Afin d'éviter un court-circuit à cause du délai de blocage des interrupteurs, il faut insérer sur un même bras, un temps d'attente, également appelé *temps mort*, entre la commande de blocage d'un interrupteur et la commande d'amorçage de l'autre [6,55]. Avec l'hypothèse des commutations instantanées, ce mode de fonctionnement ne sera pas pris en compte et par conséquent, aucun risque de court-circuiter le condensateur n'est à craindre.

### 2.2.2.1.2 Tension fournie par l'onduleur

L'ouverture et la fermeture des interrupteurs de l'onduleur de la figure. 2.6 dépendent de l'état des signaux de commande ( $S_1, S_2, S_3$ ), comme défini ci-dessous :

$$\begin{aligned}
 S_1 &= \begin{cases} 1 & T_1 \text{ fermé et } T_4 \text{ ouvert} \\ 0 & T_1 \text{ ouvert et } T_4 \text{ fermé} \end{cases} \\
 S_2 &= \begin{cases} 1 & T_2 \text{ fermé et } T_5 \text{ ouvert} \\ 0 & T_2 \text{ ouvert et } T_5 \text{ fermé} \end{cases}
 \end{aligned} \tag{2.19}$$

$$S_3 = \begin{cases} 1 & T_3 \text{ fermé et } T_6 \text{ ouvert} \\ 0 & T_3 \text{ ouvert et } T_6 \text{ fermé} \end{cases}$$

Ainsi, on pourra exprimer huit cas possibles de tension de sortie du filtre actif  $V_f$  (par rapport au neutre  $n$  de la source), comme le montre le Tableau 2.1 [6,56].

### 2.2.2.1.3 Représentation vectorielle

Dans le plan biphasé  $(\alpha, \beta)$ , en considérant  $\vec{V}_f$  le vecteur correspondant aux tensions de l'onduleur, les huit cas possibles du vecteur  $\vec{V}_f$  sont donnés par la Figure 2.7.

Tableau 2.1 Tensions générées par l'onduleur.

<i>N° du cas</i>	<i>S3</i>	<i>S2</i>	<i>S1</i>	<i>Vf3</i>	<i>Vf2</i>	<i>Vf1</i>
0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	1	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$
2	0	1	0	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$
3	0	1	1	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$
4	1	0	0	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$
5	1	0	1	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$
6	1	1	0	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$
7	1	1	1	0	0	0

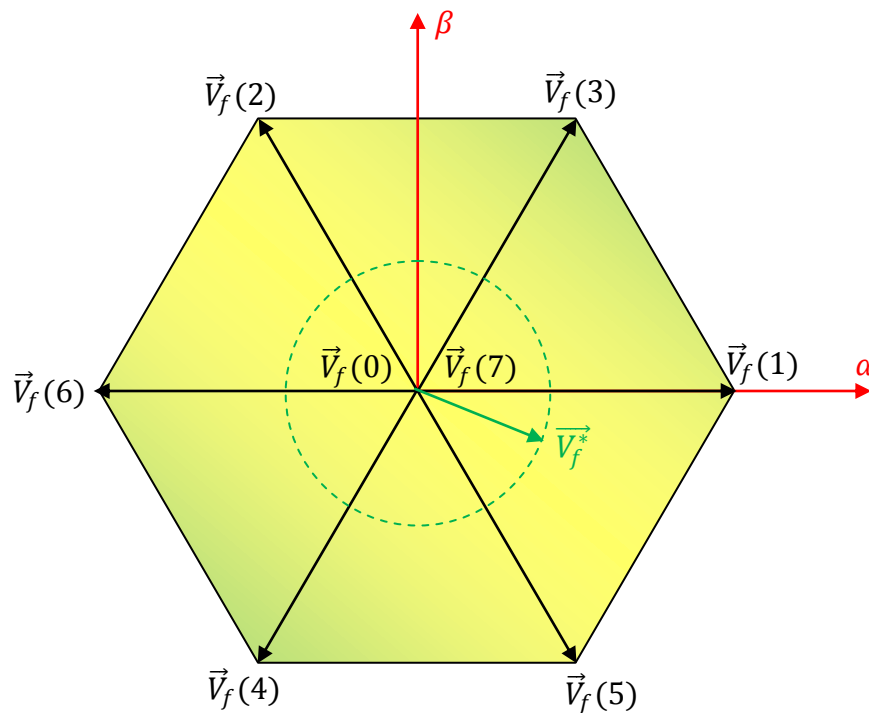


Figure 2.7 Représentation vectorielle des tensions générées par l'onduleur.

Où  $\vec{V}_f^*$  représente la tension de référence que doit produire l'onduleur pour pouvoir créer les courants perturbateurs identifiés. Ceci signifie que l'onduleur n'est capable de fournir des tensions égales aux tensions de référence que si le vecteur formé par ces derniers reste à l'intérieur de l'hexagone montré dans la Figure 2.7 [6, 56-57].

### 2.2.2.2 Système de stockage d'énergie

Le stockage de l'énergie du côté continu se fait souvent par un système de stockage capacitif représenté par un condensateur  $C_{dc}$  qui joue le rôle d'une source de tension continue  $V_{dc}$ , comme le montre la Figure 2.6. Le choix des paramètres du système de stockage ( $V_{dc}$  et  $C_{dc}$ ) se répercute sur la dynamique et la qualité de compensation du FAP. En effet, une tension  $V_{dc}$  élevée améliore la dynamique du filtre actif. De plus, les ondulations de la tension continue  $V_{dc}$ , causées par les courants engendrés par le filtre actif et limitées par le choix de  $C_{dc}$ , peuvent dégrader la qualité de compensation du FAP. Ces fluctuations sont d'autant plus importantes que l'amplitude du courant du filtre est grande et que sa fréquence est faible. Pour cette raison, nous pouvons estimer que seuls les premiers harmoniques sont pris en compte dans le choix des paramètres du système de stockage. Pour démontrer ceci, deux méthodes peuvent être utilisées :

➤ La première méthode se base sur le calcul de l'énergie fournie par le FAP pendant une demi-période de la pulsation de puissance liée aux deux premiers harmoniques (5 et 7 pour un pont redresseur de Graetz) [6,56]. En choisissant un taux d'ondulation acceptable ( $\varepsilon$ ), généralement de l'ordre de 5% de  $V_{dc}$ , nous pouvons calculer la capacité  $C_{dc}$  à partir de la relation suivante :

$$C_{dc} = \frac{V_s \sqrt{I_5^2 + I_7^2 - 2I_5 I_7 \cos(5\alpha - 7\alpha)}}{2\omega \varepsilon V_{dc}^2} \quad (2.20)$$

avec  $V_s$  la tension simple du réseau,  $I_h$  le courant harmonique du rang  $h$  et  $\alpha$  l'angle d'allumage des thyristors du pont Graetz.

Puisque l'augmentation de la valeur de la tension continue améliore la commandabilité du filtre actif (Cf. *Tableau 2.1 et Figure 2.7*) et sachant que le choix de cette tension se répercute en grande partie sur le choix des interrupteurs, la tension continue  $V_{dc}$  doit être choisie comme la plus grande tension respectant les contraintes des interrupteurs.

➤ La deuxième méthode, plus simple, se base sur la mesure du courant harmonique  $I_h$  du rang le plus faible. La capacité  $C_{dc}$  se calcule de la façon suivante [6,58]:

$$C_{dc} = \frac{I_h}{\varepsilon V_{dc} \omega_h} \quad (2.21)$$

avec  $\omega_h$ , la pulsation la plus faible des harmoniques à compenser.

### 2.2.2.3 Filtre de sortie

Le filtre de sortie est un filtre passif utilisé pour relier l'onduleur de tension au réseau électrique. Le filtre de sortie est dimensionné pour satisfaire les deux critères suivants :

➤ *assurer la dynamique du courant :*

$$\frac{d}{dt} \vec{I}_{h\_ch} = \frac{d}{dt} \vec{I}_{inj} \quad (2.22)$$

avec  $I_{h\_ch}$  le courant harmonique de la charge et  $I_{inj}$  le courant du filtre actif,

➤ *empêcher les composantes dues aux commutations de se propager sur le réseau électrique.*

*Deux types du filtre de sortie peuvent être employés : un filtre de sortie du premier ordre et un filtre de sortie du troisième ordre.*

#### 2.2.2.3.1 Filtre du premier ordre

Ce type de filtre est le plus utilisé dans la littérature [55-57]. Il est composé d'une inductance  $L_f$  de résistance interne  $R_f$ , comme le montre la Figure 2.6. Un filtre de ce type ne permet pas de satisfaire simultanément les deux critères de dimensionnement du filtre de

sortie. En effet, seule une valeur relativement faible de  $L_f$  peut réaliser une bonne dynamique du filtre actif en satisfaisant l'égalité (2.22). Malheureusement, une valeur faible de  $L_f$  permet à la majorité des composantes dues aux commutations de se retrouver côté réseau et par conséquent d'affecter les installations et les équipements électriques. Inversement, une valeur relativement élevée de  $L_f$  va empêcher ces composantes de se propager sur le réseau électrique mais affectera la dynamique du filtre actif et dégradera alors la qualité de compensation.

Le bon dimensionnement du filtre de sortie du premier ordre dépendra donc du compromis à trouver entre la dynamique et l'efficacité du FAP. Ce compromis est très difficile à fixer sans l'emploi d'un filtre passif auxiliaire installé à la sortie de l'onduleur ou en amont du côté réseau [59-60]. Cependant, ce filtre auxiliaire peut causer des effets secondaires non désirés comme la résonance avec d'autres éléments passifs installés sur le réseau électrique. Il occasionne également une consommation de puissance active par sa résistance d'amortissement. De plus, la qualité de filtrage de ces filtres auxiliaires se dégrade avec le temps à cause du vieillissement de leurs éléments passifs.

### 2.2.2.3.2 Filtre du troisième ordre

Nous proposons ici d'étudier le cas d'un filtre de sortie du troisième ordre afin d'échapper aux problèmes évoqués dans le cas du filtre de sortie du premier ordre [6,61-62]. Ce filtre de sortie, souvent appelé *filtre en T*, se compose de deux inductances ( $L_{f1}$ ,  $L_{f2}$ ) de résistances internes respectives ( $R_{f1}$ ,  $R_{f2}$ ) et d'une capacité  $C_f$ . Dans ce travail, une petite résistance d'amortissement  $R_f$  a été ajoutée en série avec la capacité  $C_f$  comme le montre la Figure 2.8 [63].

Ce type de filtre et grâce au degré de liberté supplémentaire, fourni par la capacité  $C_f$ , peut assurer les deux critères de dimensionnement du filtre de sortie que nous avons évoqués précédemment.

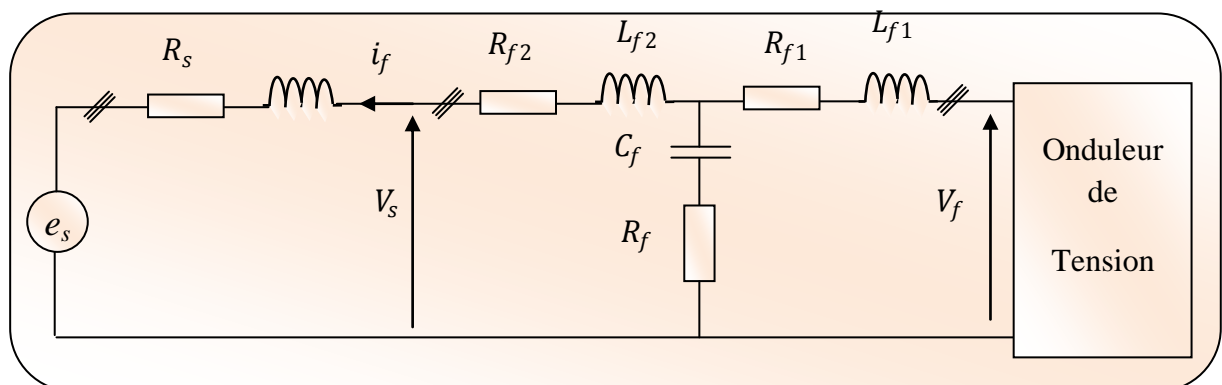


Figure 2.8 Schéma équivalent par phase du filtre de sortie du troisième ordre en T

Les équations qui modélisent le filtre de sortie sont :

$$I_{inj}(s) = \frac{B_1(s)}{A(s)} V_f(s) + \frac{B_2(s)}{A(s)} e_s(s) \quad (2.23)$$

avec  $V_f$  la tension de sortie de l'onduleur,  $B_1(s)/A(s)$  la fonction de transfert du filtre de sortie correspondant au système d'origine et  $B_2(s)/A(s)$  la fonction de transfert correspondant au modèle de perturbation. Ces perturbations sont causées par la tension du réseau électrique  $e(s)$  que l'on considère désormais égale à la tension de raccordement  $V_s$  pour les réseaux électriques de forte puissance de court-circuit.

$$\begin{cases} A(s) = a_1 s^3 + a_2 s^2 + a_3 s + a_4 \\ B_1(s) = b_{11} s + b_{12} \\ B_2(s) = -(b_{21} s^2 + b_{22} s + b_{23}) \end{cases} \quad (2.24)$$

Avec

$$\begin{cases} a_1 = (L_s + L_{f2}) L_{f1} C_f \\ a_2 = ((L_s + L_{f2}) R_{f1} C_f + (R_s + R_{f2}) L_{f1} C_f + (L_{f1} + L_s + L_{f2}) R_f C_f) \\ a_3 = ((L_s + L_{f2}) + L_{f1} + (R_s + R_{f2}) R_{f1} C_f + (R_{f1} + R_s + R_{f2}) R_f C_f) \\ a_4 = (R_{f1} + R_s + R_{f2}) \\ b_{11} = R_f C_f \\ b_{12} = 1 \\ b_{21} = L_{f1} C_f \\ b_{22} = (R_f + R_{f1}) C_f \\ b_{23} = 1 \end{cases} \quad (2.25)$$

Des relations (2.23), (2.24) et (2.25), si nous négligeons toutes les résistances, nous pouvons établir la relation suivante, valable aux fréquences supérieures à 50 Hz :

$$\frac{B_1}{A}(s) \approx \frac{1}{(L_{f1} L_{f2} C_f) s^3 + (L_{f1} + L_{f2}) s} \quad (2.26)$$

La fréquence de résonance  $f_{cp}$  du système d'origine est donnée par la relation (2.27) :

$$f_{cp} \approx \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{(L_{f1} L_{f2}) C_f}{L_{f1} + L_{f2}}}} \quad (2.27)$$

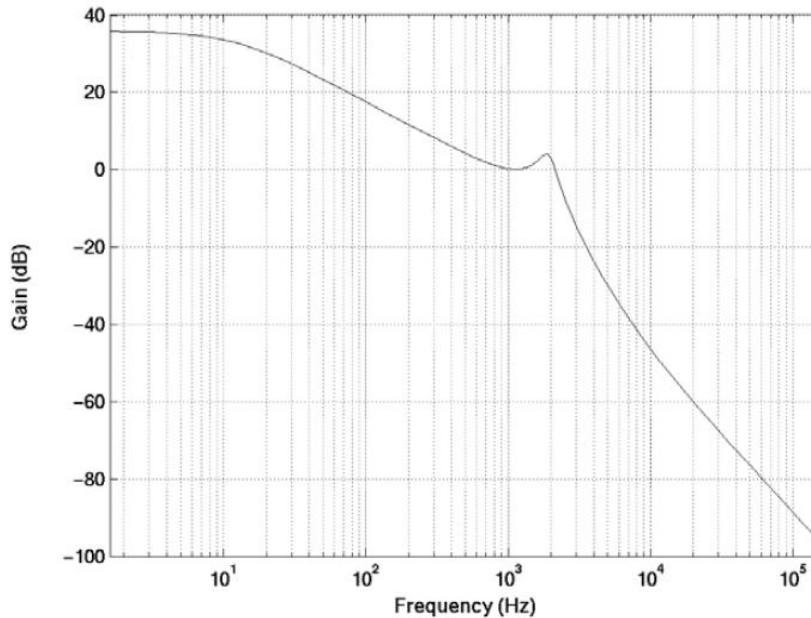


Figure 2.9 Diagramme de Bode de gain du filtre de sortie

Le filtre de sortie en T a été dimensionné pour rejeter les composantes dues à la fréquence de commutation de l'onduleur, lesquelles ont été fixées à  $12\text{ kHz}$  pour correspondre à un cas d'application. Ainsi, un rejet de  $-50\text{ dB}$  est obtenu pour une fréquence de coupure de  $1900\text{ Hz}$ . Ce choix a permis de bien atténuer les composantes à hautes fréquences, comme le montre le diagramme du gain du filtre de sortie en fonction de la fréquence de la Figure 2.9 [6].

## 2.3 Etude de la partie contrôle-commande

### 2.3.1. Les différents types de commande en courant

Cette section présente les techniques de commande étudiées dans la littérature. Une brève description de chaque commande est exposée.

Ces commandes du filtre actif sont utilisées pour maintenir le courant à la sortie du filtre très proche de sa référence. Plusieurs techniques de commande peuvent être utilisées :

- Hystérésis,
- Hystérésis modulée,
- MLI inter-sélective,
- MLI vectorielle.

#### 2.3.1.1 Commande par hystérésis

C'est une commande non-linéaire à fréquence de commutation variable permettant de fixer les ondulations de courants. Cette stratégie de commande assure un contrôle satisfaisant du



courant sans exiger une connaissance poussée du modèle du système à contrôler ou de ses paramètres. Le schéma de principe de cette technique de commande est illustré sur la Figure 2.10. Son principe consiste à établir dans un premier temps le signal d'erreur (différence entre le courant de référence  $i_{ref}$  et le courant du compensateur actif  $i_c$ ). Cette erreur est ensuite comparée à un intervalle appelé bande d'hystérésis qui génère la commande des interrupteurs. La simplicité de sa mise en œuvre est le principal atout de cette technique. En revanche, les commutations évoluent librement à l'intérieur de la bande d'hystérésis.

On ne peut pas maîtriser correctement le spectre haute fréquence dû aux fréquences de commutation [64-65].

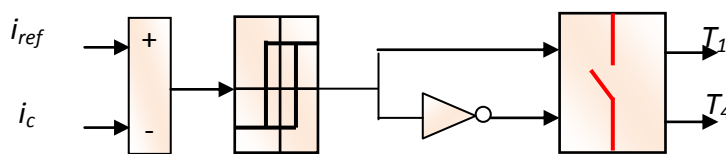


Figure 2.10 Commande par hystérésis

### 2.3.1.2 Commande par hystérésis modulée

La commande par hystérésis modulée a pour objectif d'apporter une amélioration en résolvant l'inconvénient majeur de la commande par hystérésis conventionnelle par la fixation de la fréquence de commutation des semi-conducteurs. Cette amélioration consiste à ajouter au signal d'erreur ( $\varepsilon = i_{ref} - i_c$ ) un signal triangulaire à la fréquence de commutation.

La fréquence 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 2BH (Bande Hystérésis) dont la sortie permet de commander les interrupteurs de puissance. Le schéma de cette commande est décrit à la Figure 2.11.

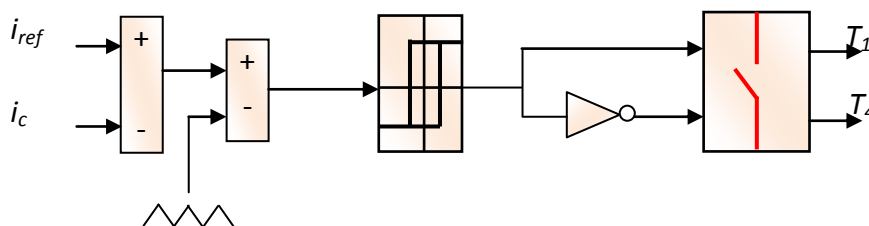


Figure 2.11 Commande par hystérésis modulée

Dans le cas du contrôle par hystérésis modulée, il est important de dimensionner correctement les valeurs des deux paramètres déterminants, à savoir l'amplitude du signal

triangulaire et la bande passante du régulateur par hystérésis. Si ces paramètres ne sont pas correctement déterminés, la fréquence de commutation des interrupteurs de puissance sera soit supérieure, soit inférieure, à la fréquence souhaitée.

### 2.3.1.3 Modulation de Largeur d'Impulsion

La fonction de la modulation est de déterminer les instants de commutation des interrupteurs afin d'obtenir une séquence de commutation présentant le même spectre basse fréquence que le signal d'origine. La Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) consiste à adopter une fréquence de commutation suffisamment élevée par rapport à la fréquence maximale du signal de sortie souhaité, et de reproduire la valeur moyenne de ce signal à chaque période de commutation en jouant sur la durée d'application des tensions positives et négatives par rapport au point milieu du bus continu. L'objectif de cette commande est de diminuer les harmoniques supplémentaires et non-souhaités présents dans les courants générés par l'onduleur. La MLI est applicable à des systèmes linéaires, de fréquence de commutation constante.

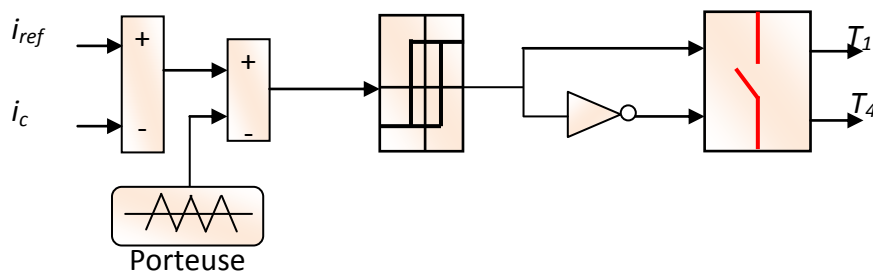


Figure 2.12 Principe de la commande MLI

On distingue deux techniques : la MLI intersective et la MLI vectorielle.

#### 2.3.1.3.1 MLI intersective

C'est la modulation la plus classique, elle consiste à comparer le signal de référence de tension à une porteuse haute fréquence. Le résultat de cette comparaison détermine les instants de commutation des interrupteurs. De nos jours, la plupart des systèmes de contrôle d'onduleurs s'implantent numériquement. Ainsi, une MLI avec échantillonnage régulier est souvent utilisée, où la référence de la tension reste constante pendant la période d'échantillonnage.

#### 2.3.1.3.2 MLI vectorielle à 2 niveaux

À la différence de la MLI, dans la MLI vectorielle les vecteurs à appliquer et leurs temps d'application (afin d'obtenir en valeur moyenne une tension de référence à partir des états de commutation de l'onduleur) sont calculés analytiquement à travers des équations

mathématiques. Chacun des états possibles du convertisseur est représenté par un vecteur de tension. L'ensemble de ces vecteurs forme le diagramme vectoriel des tensions du convertisseur. En général, la valeur moyenne du vecteur de référence peut être construite en utilisant plus d'un vecteur par cycle de modulation. Si on sélectionne les vecteurs adéquats et si on les applique dans l'ordre correct, il est possible d'obtenir une fréquence relativement élevée à la sortie avec une fréquence de commutation réduite. La modulation vectorielle diffère des techniques par le fait que les signaux de commande sont élaborés en tenant compte de l'état des trois bras de l'onduleur en même temps [5,65].

#### **2.4 Etat de l'art des différentes techniques d'extraction des harmoniques**

Cette identification sert à générer des références nécessaires à la compensation. Les perturbations les plus fréquentes affectant les courants dans un système triphasé sont les déséquilibres et la distorsion de la forme d'onde. Dans la littérature, on trouve plusieurs méthodes qui décrivent différents algorithmes d'identification possibles. Plusieurs d'entre elles présentent une comparaison entre différentes méthodes en insistant sur les points forts et faibles de chaque méthode. Ces méthodes se classifient en deux groupes selon le domaine temporel ou fréquentiel, et de l'outil mathématique développé.

##### **2.4.1 Méthodes fréquentielles**

Les méthodes du domaine fréquentiel utilisent l'analyse de Fourier (la transformée discrète, la transformée rapide, la transformée discrète récursive, etc.) pour identifier les harmoniques de courant. Ces méthodes sont bien adaptées aux charges où le contenu harmonique varie lentement. Par ailleurs, elles ont l'avantage d'identifier les harmoniques individuellement.

Elles permettent donc une compensation sélective. Néanmoins, les inconvénients les plus importants de ces méthodes sont des résultats moyens en régime transitoire et un volume de calcul et une allocation de mémoire très considérables [5,65-66].

##### **2.4.2 Domaine temporel**

Les méthodes du domaine temporel permettent une réponse plus rapide et requièrent moins d'opérations que les méthodes précédentes. Le principe de ce type de méthodes est la séparation du fondamental ou de certains harmoniques par le filtrage. Les méthodes les plus importantes sont décrites dans les références [65, 67].

### 2.4.2.1 Méthode de la puissance instantanée pq

La méthode des puissances instantanées est une méthode temporelle. Elle a été utilisée afin d'éviter les difficultés dues au nombre élevé de calcul lors de la mise en œuvre des méthodes fréquentielles telle que la méthode de Fourier (Transformées de Fourier rapide ou discrète). Cette méthode a été introduite par H. Akagi. Son principe est basé sur le passage de systèmes triphasés constitués par les tensions simples et les courants de ligne, à un système diphasé (repère  $\alpha - \beta$ ) en utilisant la transformation de Concordia, afin de calculer les puissances réelle et imaginaire instantanées [5,65].

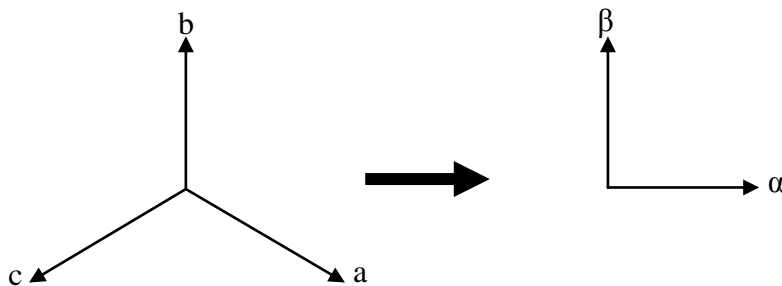


Figure 2.13 Transformation d'axe « abc » à «  $\alpha$ - $\beta$  » sans fil neutre

Pour la détermination des courants harmoniques de la charge, la composante fondamentale est transformée en une composante continue et les composantes harmoniques en des composantes alternatives. Dans la méthode classique des puissances instantanées, on utilise généralement, soit un filtre passe-haut, soit un filtre passe-bas afin de ne garder que la composante harmonique du signal. La Figure 2.14 présente le principe de cette méthode [65,68].

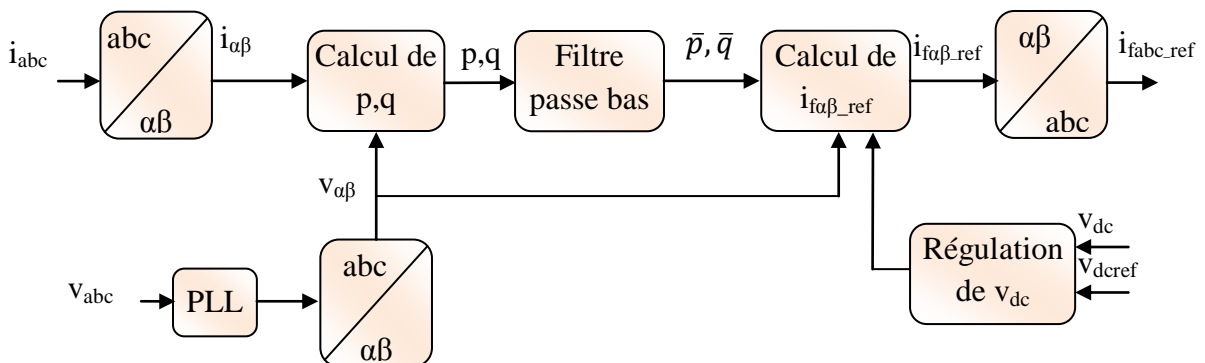


Figure 2.14 Schéma synoptique de la méthode des puissances instantanées.

### 2.4.2.2 Méthode indirecte

La régulation des courants consiste à l'asservissement des courants issus du réseau (commande indirecte en  $i_s$ ).

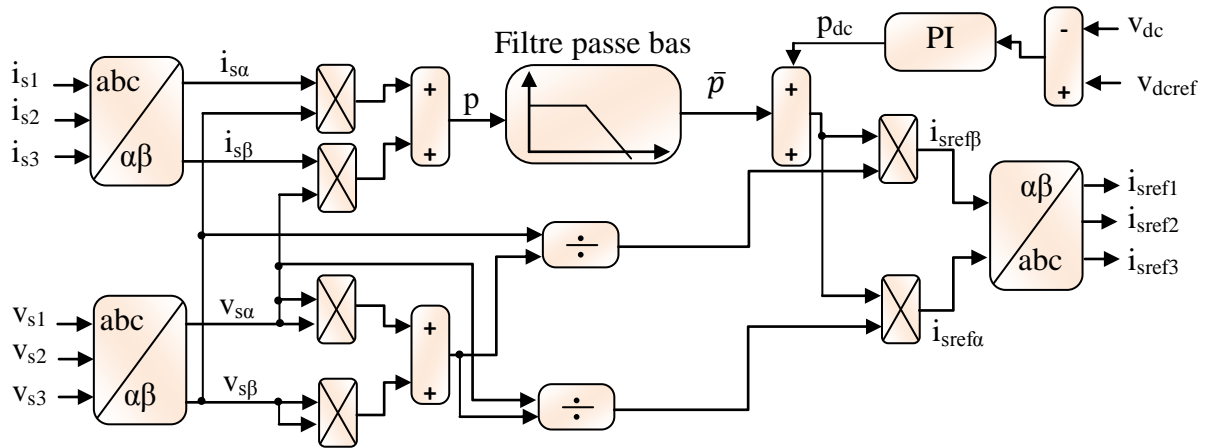


Figure 2.15 Algorithme « pq » d'extraction de la référence par la méthode de contrôle indirecte

### 2.4.2.3 Méthode du courant instantané dq

On transforme le courant dans un repère tournant en utilisant la transformée de Park (Figure 2.16). Ainsi, les courants sont composés d'une composante continue, liée au fondamental, et d'une composante alternative, liée aux harmoniques, qui peuvent être séparées en utilisant un filtre passe-haut ou un filtre passe-bas [65,69].

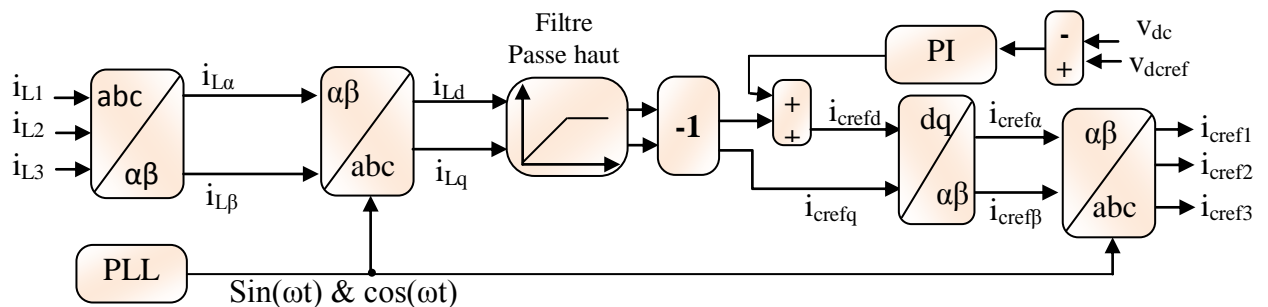


Figure 2.16 Schéma bloc d'identification des perturbations du courant avec la méthode du courant instantané dq.

#### 2.4.2.3.1 Filtre passe haut

On peut présenter le filtre d'extraction de la composante harmonique par un filtre passe haut directement ou à travers un filtre passe bas, comme le montre la Figure 2.17

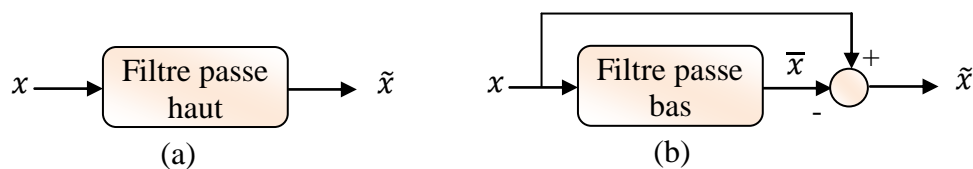


Figure 2.17 Filtres classiques pour l'extraction de la composante harmonique.

Cependant, comme cela est exposé dans la littérature, ces filtres d'extraction permettent d'obtenir une élimination plus ou moins satisfaisante de la composante continue, car leurs caractéristiques concernant le résidu harmonique sont différentes [5,65].

**2.4.2.3.2 Filtre multi-variable (FMV)**

Son principe de base s'appuie sur les travaux de Song Hong-Scok [70]. Il est basé directement sur l'extraction de la composante fondamentale des signaux, suivant les axes  $\alpha$ - $\beta$  (Figure 2.18).

La réponse en régime dynamique du filtre passe haut décrit précédemment pour l'extraction des harmoniques est lente. Si l'on choisit une fréquence de coupure plus élevée, la précision de la détermination de la composante alternative est altérée et elle peut s'avérer insuffisante.

Le filtre FMV permet d'outrepasser cette contrainte. Il permet ainsi de filtrer efficacement les composantes harmoniques et d'améliorer les performances du filtrage [2, 5, 65]

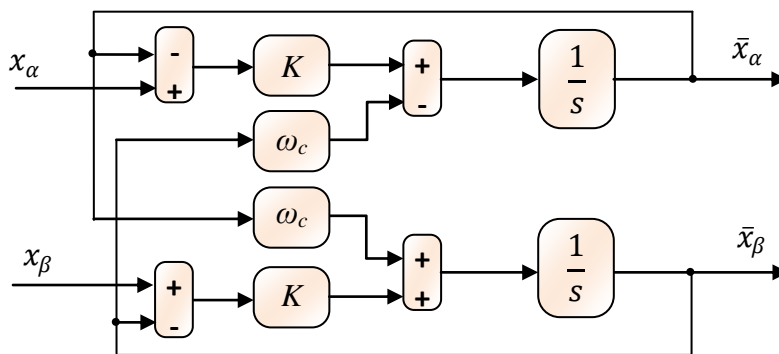


Figure 2.18 Filtre multi-variable

Suivant les axes  $\alpha$ - $\beta$ , les expressions liant les composantes  $\tilde{x}_\alpha$  et  $\tilde{x}_\beta$  du filtre FMV aux composantes d'entrée  $x_\alpha$  et  $x_\beta$  sont les suivantes :

$$\bar{x}_\alpha(s) = \frac{K}{s} [x_\alpha(s) - \bar{x}_\alpha(s)] - \frac{\omega_c}{s} \bar{x}_\beta(s) \tag{2.28}$$

$$\bar{x}_\beta(s) = \frac{K}{s} [x_\beta(s) - \bar{x}_\beta(s)] + \frac{\omega_c}{s} \bar{x}_\alpha(s) \tag{2.29}$$

L'application de ce filtre pour extraire les courants harmoniques d'une charge non linéaire est donnée par la Figure 2.19.

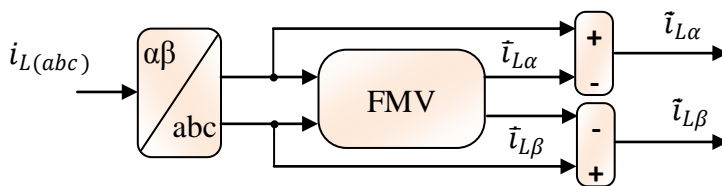


Figure 2.19 Filtre multi-variable pour l'extraction des harmoniques.

**2.4.2.4 Filtre adaptatif cloche (ou filtre Notch)**

Cette méthode est basée sur le concept du filtre "adaptive notch filter" (ANF).

Fondamentalement, la technique proposée par [71] se compose :

- D'un maître ANF qui estime les composantes fondamentales du signal et de sa fréquence.
- D'une multiplicité d'ANFs esclave, qui estiment les composants harmoniques du signal se basant sur l'évaluation de la fréquence fournie par le maître ANF.
- Le maître ANF et l'esclave ANF sont liés ensemble dans une structure parallèle, où des fréquences opérationnelles de l'ANF esclave sont dictées par la boucle d'évaluation de la fréquence incluse dans le maître ANF.

#### 2.4.2.5 La boucle à verrouillage de phase (PLL)

Dans le cas de l'extraction des harmoniques et des courants réactifs, cette méthode est décrite comme suit : [72-73]

- Les courants harmoniques, les inter-harmoniques et réactifs sont extraits indépendamment.
- Sa structure est adaptative en ce qui concerne la fréquence.
- Sa structure est robuste en ce qui concerne les valeurs des paramètres internes.
- Sa performance est fortement à l'abri contre les bruits et les perturbations.
- la précision et la vitesse de sa réponse sont contrôlables.
- Elle convient parfaitement pour des contrôleurs incorporés.

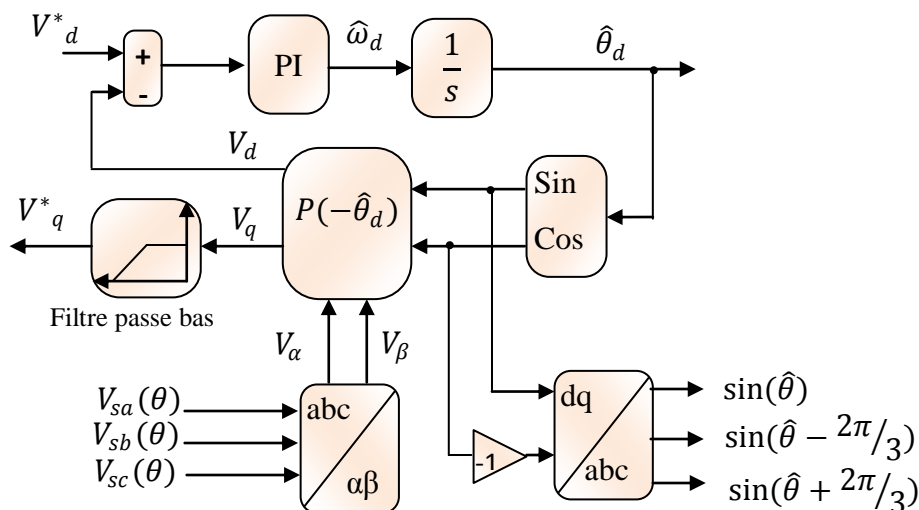


Figure 2.20 PLL classique pour l'extraction des harmoniques

## 2.5 Etat de l'art des principaux régulateurs

### 2.5.1 Régulateur proportionnel-intégral (PI)

Ce type de contrôleur est largement utilisé pour la commande des systèmes linéaires. Sa structure est donnée par la Figure ci-dessous.

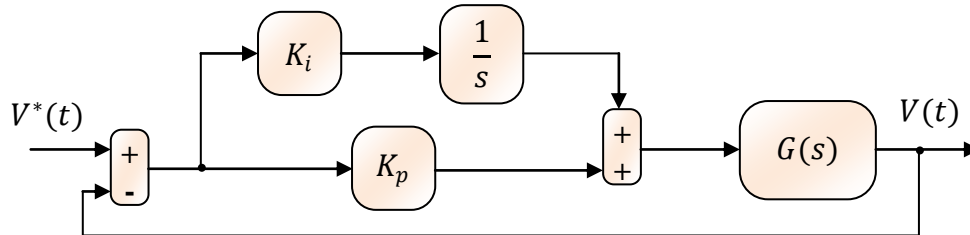


Figure 2.21 Système incluant un contrôleur PI.

#### 2.5.1.1 Régulation proportionnelle

Le rôle du gain  $K_p$  est de réduire l'erreur de réglage, qui est inversement proportionnelle à ce gain. Plus le gain est grand, plus l'erreur est réduite et plus la réponse devient de plus en plus oscillatoire.

#### 2.5.1.2 Régulation intégrale

Le rôle principal de l'action intégrale  $\frac{k_i}{s}$  est d'éliminer l'erreur statique. Toutefois l'action intégrale est un élément à retard de phase, donc l'augmentation de l'action intégrale (c.à.d. diminué  $T_i$ ) produit une instabilité car elle déplace le lieu de Nyquist vers la gauche. La valeur optimale est choisie pour satisfaire un compromis stabilité- rapidité [65].

### 2.5.2 Commande par retour d'état avec intégrateur

Le correcteur par retour d'état ne permet pas de faire le rejet de perturbation (annulation de l'erreur en régime permanent). Ce correcteur est modifié en lui rajoutant une action intégrale de telle façon à assurer le rejet de perturbation. La structure de commande par retour d'état est définie par les équations suivantes :

$$x_1(k+1) = x_1(k) + (\dot{y}(k) - y(k)) \quad (2.30)$$

$$u(k) = -kx(k) - k_1x_1 \quad (2.31)$$

Où  $k$  et  $k_1$  sont des paramètres à déterminer.  $u(k)$  est la loi de commande. Une nouvelle variable d'état  $x_1$  est introduite. La variable  $x_1$  est déterminée par :

$$zx_1(k) = x_1(k) + (\dot{y}(k) - y(k)) \quad (2.32)$$

$$x_1(k) = \frac{\dot{y}(k) - y(k)}{z-1} \quad (2.33)$$

Ce correcteur contient donc un intégrateur représenté par  $\frac{1}{z-1}$ . Le système en boucle fermé peut être représenté par la Figure suivante.



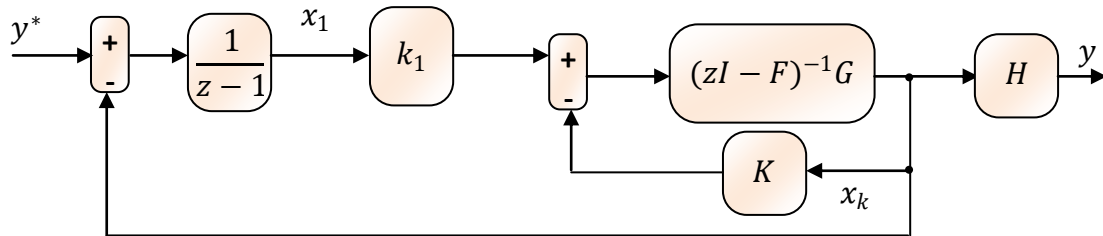


Figure 2.22 Système incluant un contrôleur retour d'état avec intégrateur

Avec un choix approprié par placement de pôle, la commande par retour d'état permet de déterminer les gains  $K$  et  $K_I$  et assurer le rejet de perturbation [65].

### 2.5.3 Régulateur quasi linéaire

La forme générale du compensateur quasi linéaire est donnée par :

$$G_c(s) = \frac{k \prod_{i=0}^{r-1} (s + z_i)}{\prod_{j=0}^{r-1} (s + a_1 k^j)} \quad (2.34)$$

La raison de l'introduction de ce nouveau concept est d'éliminer les limitations de performance imposées au système. Il est possible de suivre les références sous des perturbations importantes et pour des paramètres du système inconnus. La réponse n'est pas oscillatoire pour des gains importants. Le concept du régulateur quasi linéaire s'explique par son adaptation automatique par la stabilité des pôles en boucle fermée [5, 65, 74-75].

### 2.5.4 Régulateur flou

La logique floue est introduite par Zadeh en 1987. Elle intervient dans la manipulation des connaissances imparfaites, elle aide à formaliser la représentation et le traitement des connaissances imprécises ou approximatives. L'objectif de l'utilisation du régulateur flou est d'atteindre de meilleurs résultats en les comparant aux régulateurs classiques et d'apporter une éventuelle amélioration de la réponse du système (temps de réponse et dépassement) [65].

#### 2.5.4.1 Régulateur flou de type Mamdani

La méthode de Mamdani utilise une approche basée sur les connaissances du domaine pour élaborer les règles d'inférences et le choix des fonctions d'appartenance. Une autre méthode permettant de déduire ces règles se fait à partir des connaissances à priori des résultats obtenus avec des régulateurs linéaires classiques [65,76].

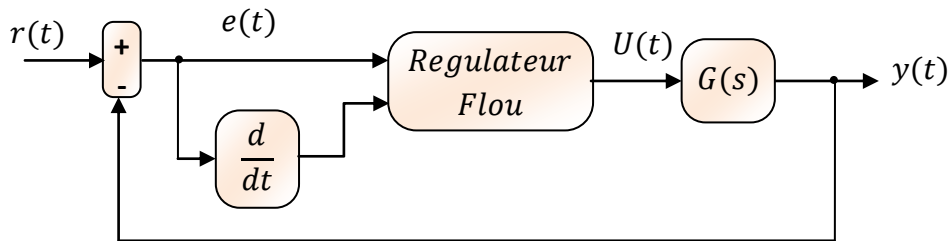


Figure 2.23 Régulateur flou de type Mamdani intégré pour le contrôle du système

Tableau 2.2 Table de règles d'inférences pour cinq fonctions d'appartenance

e	NG	N	Z	P	PG
NG	NG	NG	N	Z	Z
N	NG	N	Z	P	P
Z	N	Z	Z	P	P
P	Z	Z	P	P	PG
PG	Z	P	P	PG	PG

L'étape de fuzzification consiste à définir des ensembles flous pour les variables d'entrées et de sorties. Pour chacune de ces variables, on doit connaître à priori son intervalle de définition. Le régulateur flou reçoit comme entrée, l'erreur et la variation de l'erreur et comme sortie la tension de commande. L'étape d'inférence est l'étape où on établit les règles floues qui permettent d'aboutir à la commande en fonction des valeurs de l'erreur et de la variation de l'erreur. Ces règles peuvent être déduites par l'expertise de la personne, où peuvent être déduites en utilisant des résultats préalablement acquis avec les régulateurs classiques tels que le proportionnel-intégral (PI), le proportionnel-intégral dérivée (PID).

L'étape de défuzzification consiste à obtenir une valeur réelle à partir de la surface obtenue dans l'étape d'inférence. Plusieurs méthodes de défuzzification existent. On peut citer : Centroid, Bisector, Mom, Som, lom [65].

#### 2.5.4.2 Régulateur flou de type Sugeno

La méthode Takagi-Sugeno-Khan est introduite en 1985. Elle est similaire à celle de Mamdani sur plusieurs aspects. Les deux premières parties (moteur d'inférence et

fuzzification) sont exactement les mêmes, la différence principale réside à la sortie du régulateur flou (commande  $u$ ). Dans la méthode de Sugeno, la sortie est de type linéaire ou de type constant [65,77].

Tableau 2.3 Table de règles d'inférences pour cinq fonctions d'appartenance

e \	NG	N	Z	P	PG
NG	a <sub>11</sub>	a <sub>12</sub>	a <sub>13</sub>	a <sub>14</sub>	a <sub>15</sub>
N	a <sub>21</sub>	a <sub>22</sub>	a <sub>23</sub>	a <sub>24</sub>	a <sub>25</sub>
Z	a <sub>31</sub>	a <sub>32</sub>	a <sub>33</sub>	a <sub>34</sub>	a <sub>35</sub>
P	a <sub>41</sub>	a <sub>42</sub>	a <sub>43</sub>	a <sub>44</sub>	a <sub>45</sub>
PG	a <sub>51</sub>	a <sub>52</sub>	a <sub>53</sub>	a <sub>54</sub>	a <sub>55</sub>

#### 2.5.4.3 Régulateur flou de type ANFIS (Adaptive Neuro-Fuzzy-Inference System)

Le système utilise un apprentissage avec minimisation d'erreur de type hybride (mélange entre rétropropagation et les moindres carrés) pour optimiser les paramètres du système flou de 1<sup>er</sup> ordre (système Sugeno). Le principe d'optimisation consiste à récupérer les données à l'entrée et à la sortie du régulateur flou précédemment déterminé avec la méthode de type Mamdani ou Sugeno. Ensuite ces données seront présentées à l'entrée de ANFIS (Adaptive-Neuro-Fuzzy-Inference Systems), ces données sont composées des entrées  $e$  et  $\Delta e$  et de la cible [65,78].

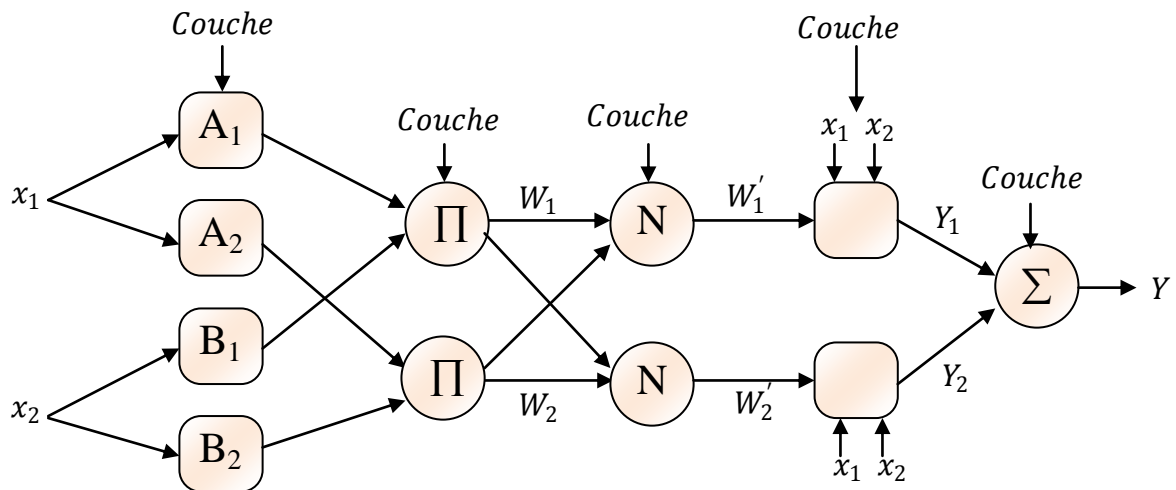


Figure 2.24 Structure du régulateur ANFIS

## 2.6 État de l'art des principaux techniques de commandes

Les performances des filtres actifs ou hybrides dépendent très fortement d'une part de plusieurs facteurs :

- de l'algorithme de commande utilisé pour identifier les références de courants ou de tensions.
- du mode de contrôle utilisé (MLI, hystérésis, hystérésis modulée, ...) pour la génération des ordres de commande des interrupteurs de puissance.
- des performances de la boucle de régulation de la tension du réservoir capacitif

D'autre part, les performances du filtre actif dépendent également de la technique retenue (analogique ou numérique) lors de la mise en œuvre pratique de la commande.

Le filtrage actif exige en effet des performances temps réels élevées lors de l'implantation de la commande, compte tenu des fréquences des harmoniques à générer. Aujourd'hui, les travaux de recherche dans le domaine du contrôle des systèmes électriques s'orientent principalement vers deux technologies numériques lors de l'implantation des commandes : le système de prototypage dSPACE ou la technologie FPGA. Dans la littérature, seules quelques méthodes sont utilisées pour la commande du filtre hybride shunt triphasé. Les lacunes dans l'application des commandes dites avancées (non linéaire, mode de glissement, Lyapunov, ...) sont dues à l'absence des modèles des filtres hybrides triphasés [65].

### 2.6.1 Méthode du référentiel synchrone (SRF)

La Figure ci-dessous présente le schéma global classique de contrôle du filtre hybride shunt.



### 2.6.3 Commande par mode de glissement

La commande par mode de glissement est une technique de commande non linéaire à structure variable, où les dynamiques d'un système sont transformées par l'application d'une loi de commande à base de commutation haute fréquence. Cette commande convient parfaitement pour les filtres actifs dont la configuration varie avec les séquences de fonctionnement. Le fait que le modèle dynamique d'un filtre actif varie dans le temps, rend l'application de la commande par mode de glissement très appropriée. Le concept de mode de glissement est également dérivé de la théorie de stabilité de Lyapunov pour extraire les lois de commande et vérifier la stabilité. Il s'agit de forcer les trajectoires d'états d'un système dynamique vers une certaine surface, appelée surface de glissement ou surface de commutation. Ce principe est représenté par la Figure ci-dessous dans le cas de la commande du filtre actif commandé par mode de glissement [5, 65, 82-86].

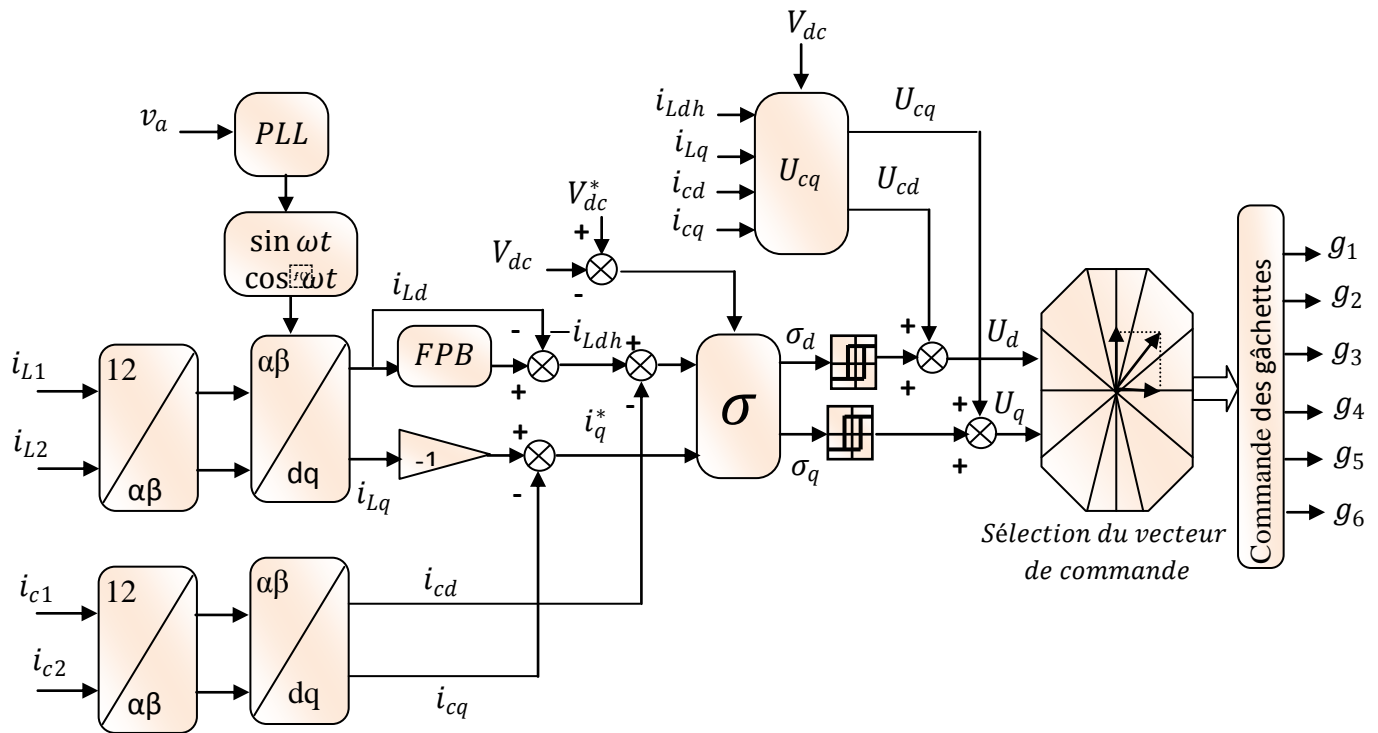


Figure 2.27 Commande par mode de glissement.

### 2.6.4 Commande adaptative directe

Le principe de la commande adaptative directe est représenté par la Figure 2.28. Les paramètres des contrôleurs sont directement mis à jour par une loi d'adaptation, déterminée de façon à avoir la dérivée de l'énergie asymptotiquement stable. Les dynamiques du système commandé doivent suivre un modèle de référence d'où son nom « commande adaptative avec modèle de référence » [65].

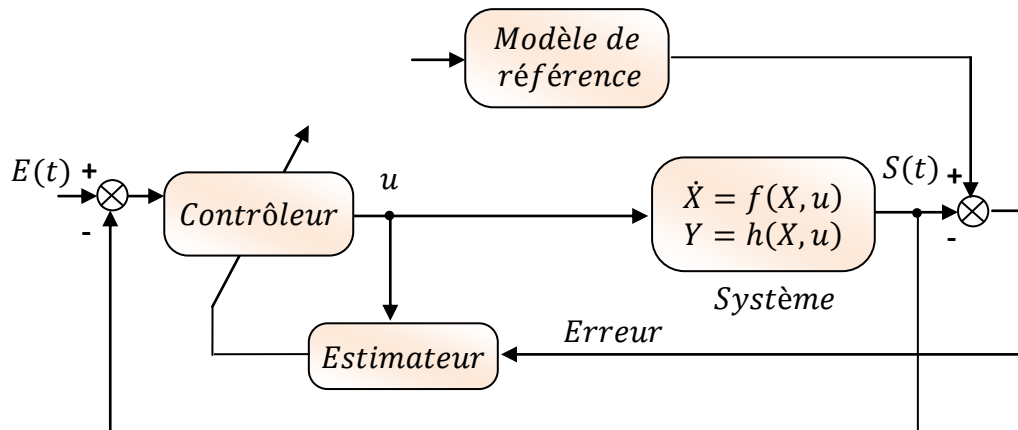


Figure 2.28 Commande non linéaire adaptative avec modèle de référence.

### 2.6.5 Commande adaptative indirecte

La commande adaptative indirecte est représentée à la Figure 2.29, les paramètres du contrôleur sont estimés à partir des paramètres du système. Cette estimation utilise un algorithme des moindres carrés ou d'autres variantes [5, 65, 87].

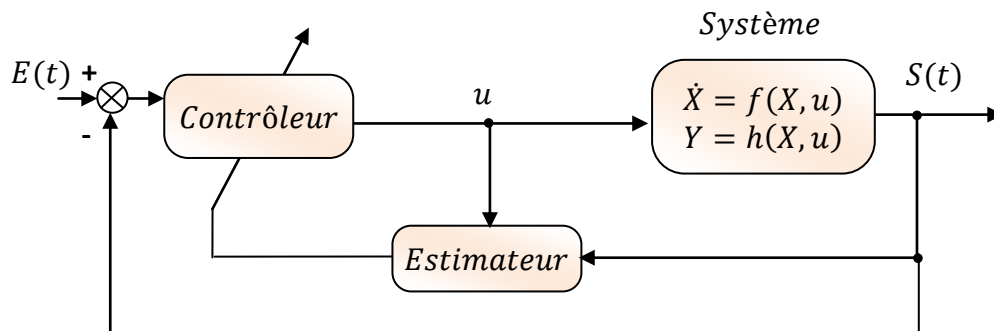


Figure 2.29 Commande non linéaire adaptative indirecte.

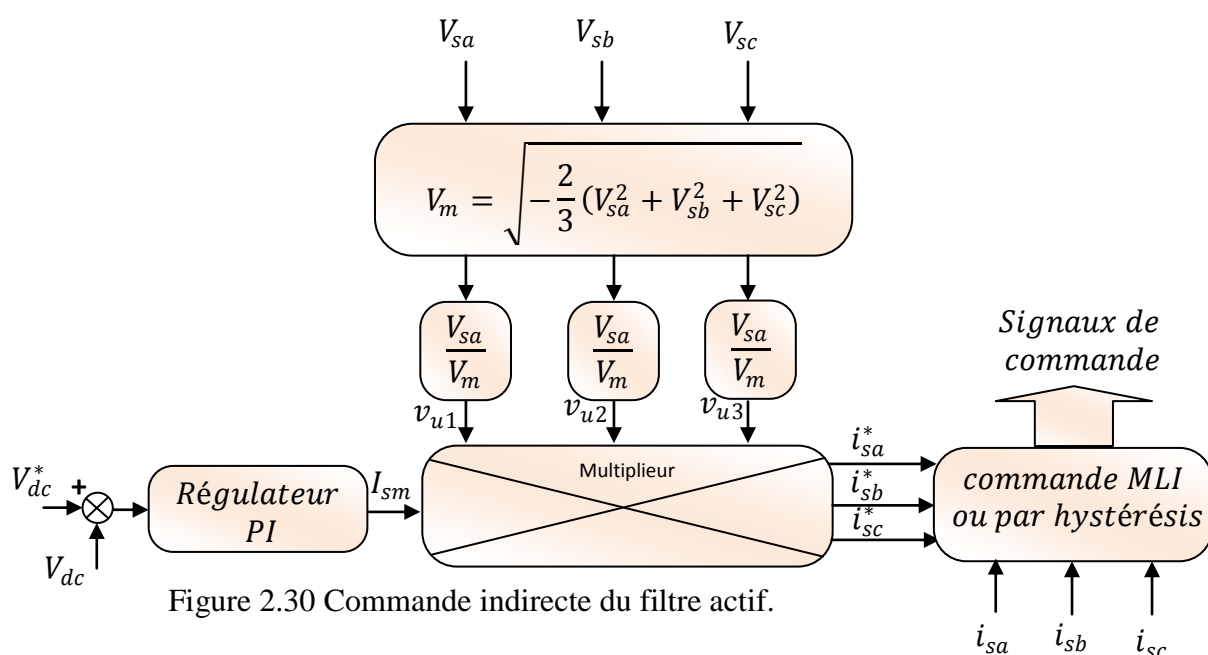
### 2.6.6 Commande basée sur la stabilité de Lyapunov

La philosophie de la méthode réside dans l'extension mathématique d'une observation fondamentale de la physique. Si l'énergie totale d'un système est dissipée de manière continue, alors le système, (qu'il soit linéaire ou non linéaire) devra rejoindre finalement un point d'équilibre. On pourra donc conclure à la stabilité d'un système par l'examen de l'énergie totale. La méthode directe de Lyapunov est fondée sur l'extension de ces concepts.

La procédure de base est de générer une fonction d'énergie pour le système dynamique et d'en examiner la dérivée temporelle. On peut ainsi conclure à la stabilité du système sans avoir recours à la solution explicite des équations différentielles non linéaires [65, 88-89].

### 2.6.7 Commande indirecte du filtre actif

Le principe de la commande indirecte est donné à la Figure 2.30. Il est décrit comme suit : la tension du bus de du filtre actif est mesurée et comparée avec une tension de référence  $V_{dc}^*$ . L'erreur qui y est engendrée sert d'entrée pour le régulateur PI, qui estime le courant maximum de la source  $I_{sm}$ . Ce courant prend en charge le courant actif pour la régulation de la tension du bus dc et pour la compensation des pertes engendrées dans l'onduleur. Les courants de références instantanés de la source ( $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$ ,  $i_{sc}$ ) sont évalués en multipliant le courant maximum  $I_{sm}$  par trois vecteurs unitaires  $V_{u1}$ ,  $V_{u2}$ ,  $V_{u3}$  de la tension de source utilisés pour estimer le courant de référence de la source [65, 90-91].



### Conclusion

Ce chapitre a permis d'abord d'identifier les différents problèmes pour la compensation des perturbations générées par les charges non-linéaires et leur impact sur le réseau électrique de distribution. Ensuite, les différents problèmes qui sont liés à la qualité de l'onde et qui ont beaucoup d'impact sur le coût et les performances des compensateurs, ont été soulevés. Ce chapitre présente également une revue de la littérature des travaux de recherche portant sur les compensateurs actifs, hybrides et passifs pour la compensation des perturbations. Ces analyses permettront au lecteur de constater et d'évaluer l'avancement de la recherche dans ce domaine. Cependant, malgré la multitude de ces travaux, on remarque que : la modélisation du filtre hybride shunt triphasé, la compensation des perturbations de tension en utilisant le filtre hybride série et l'élimination des phénomènes de résonance en utilisant des filtres passifs



n'ont pas été abordées d'une façon concrète. Ce qui permettra de situer les contributions originales proposées dans cette thèse et qui seront présentées dans les prochains chapitres.

---

## Chapitre 3

### Méthode des puissances instantanées

#### Sommaire

Introduction.....	65
3.1 Théorie généralisée de l'énergie électrique .....	65
3.2 Théorie énergétique sous distorsion harmonique et déséquilibres .....	67
3.3 Principe du fonctionnement de la méthode des puissances instantanées (pq).....	70
3.3.1 Généralités sur les puissances instantanées .....	70
3.3.2 Analyse fréquentielle des puissances instantanées.....	72
3.3.3 Courant harmonique équilibré avec une tension sinusoïdale équilibrée.....	73
3.3.4 Séparation des puissances perturbatrices .....	74
3.3.5 Calcul des courants perturbateurs .....	75
3.3.6 Algorithme d'identification de la méthode pq (classique).....	76
3.4 Boucle de régulation du courant du FAP .....	76
3.5 Boucle de régulation du bus continu .....	78
3.6 PLL (Phase Locked Loop).....	79
3.6.1 PLL classique .....	79
3.6.1 PLL Modifiée .....	80
3.7 La méthode pq modifiée.....	82
3.8 Résultats de simulation.....	84
3.8.1 Logiciel utilisé.....	84
3.8.2 paramètres de simulation .....	86
3.8.3 Résultats de simulation avant branchement du FAP au réseau électrique.....	87
3.8.4 La commande pq avec PLL classique.....	88
3.8.4.1 Mise en service du FAP avec la commande pq avec PLL classique .....	88
3.8.4.2 Comportement du FAP en régime dynamique .....	90
3.8.4.3 Différentes conditions du réseau.....	92
3.8.4.3.1 Réseau équilibré non distordu.....	92
3.8.4.3.2 Réseau déséquilibré et sans distorsion .....	93
3.8.4.3.3 Réseau équilibré avec distorsion.....	95
3.8.4.3.4 Réseau déséquilibré et distordu .....	96
3.8.4.3.5 Réseau avec les différents états.....	98

---

3.8.5 La Commande pq avec PLL modifiée .....	99
3.8.5.1 Mise en service du FAP avec la commande pq avec PLL modifiée.....	99
3.8.5.2 Comportement du FAP en régime dynamique .....	101
3.8.5.3 Comportement du FAP pour les différents états du réseau .....	103
3.8.5.3.1 Réseau équilibré non distordu.....	103
3.8.5.3.2 Réseau déséquilibré non distordu .....	104
3.8.5.3.3 Réseau équilibré et distordu.....	106
3.8.5.3.4 Réseau déséquilibré et distordu .....	107
3.8.5.3.5 Réseau avec les différents états.....	108
3.8.6 La Méthode pq modifiée .....	110
3.8.6.1 Mise en service du FAP selon la méthode pq modifiée .....	110
3.8.6.2 Comportement du FAP en régime dynamique .....	111
3.8.6.3 Comportement du FAP pour les différents états du réseau .....	113
3.8.6.3.1 Réseau équilibré non distordu.....	113
3.8.6.3.2 Réseau déséquilibré non distordu .....	114
3.8.6.3.3 Réseau équilibré et distordu.....	116
3.8.6.3.4 Réseau déséquilibré et distordu .....	117
3.8.6.3.5 Réseau avec les différents états.....	118
Conclusion .....	121

---

## Chapitre 3

### Méthode des puissances instantanées

#### Introduction

La contamination harmonique dans les réseaux de distribution est due en grande partie à l'utilisation croissante des charges non linéaires. En effet, ces charges non linéaires absorbent des courants non sinusoïdaux et consomment de la puissance réactive.

Afin de compenser les courants harmoniques générés par les charges polluantes connectées aux réseaux électriques, depuis quelques années, de nombreux travaux de recherche sur le filtrage actif parallèle (FAP), ont été faites. Le principe du FAP est d'injecter des courants harmoniques dans le réseau, ayant la même amplitude mais en opposition de phase avec les courants harmoniques engendrés par la charge non-linéaire.

Dans ce chapitre nous étudierons la théorie généralisée de l'énergie électrique, qui va être la base des calculs des équations gérant le principe de fonctionnement de la méthode des puissances instantanées (pq). Afin de contrôler les échanges de puissance, l'onduleur doit être toujours synchronisé avec le réseau. Pour améliorer la qualité de l'énergie au niveau du réseau tout en assurant un facteur de puissance quasi-unitaire, la génération d'un signal sinusoïdal en phase avec la tension d'alimentation est nécessaire pour la détermination des courants des références, c'est pour cette raison qu'une partie de ce chapitre sera consacrée à l'étude de la PLL (Phase Locked Loop). Pour améliorer les performances de la PLL un filtre de haute sélectivité (HSF) est ajouté. Cette PLL modifiée remplacera la PLL classique pour améliorer les performances de la méthode pq. Une troisième méthode qui sera exposée dans ce chapitre est la méthode pq modifiée qui utilise deux filtres HSFs.

La simulation est faite à l'aide du logiciel Matlab/Simulink<sup>TM</sup>, pour pouvoir comparer entre les méthodes. On s'intéressera aux régimes statique et dynamique. Quatre cas possibles du réseau seront utilisés (équilibre et distorsion). On termine ce chapitre par une conclusion.

#### 3.1 Théorie généralisée de l'énergie électrique

La théorie classique de l'énergie ne tient compte que des systèmes électriques basés sur des signaux sinusoïdaux et équilibrés. Cependant les signaux électriques présents dans les réseaux (surtout les courants) sont souvent perturbés, ils ne sont pas parfaitement sinusoïdaux ni équilibrés. Dans le domaine de la qualité de l'énergie, il est indispensable de

bien connaître tous les échanges d'énergie entre le réseau et les différentes charges de façon à pouvoir compenser les éventuelles perturbations.

L'analyse des signaux non sinusoïdaux et déséquilibrés est basée sur deux concepts mathématiques qui sont : **harmoniques** et **composantes symétriques**, permettant la décomposition des signaux électriques perturbés (non sinusoïdaux et déséquilibrés) en composantes idéales et perturbations.

Le concept d'harmonique introduit au début du XIX<sup>ème</sup> siècle par Joseph Fourier, démontre que tout signal périodique non sinusoïdal peut être représenté par une somme ou série des sinusoïdes de fréquences discrète. La composante de fréquence nulle de la série de Fourier est dite **composante continue**, tandis que la première composante est appelée **composante fondamentale**. Dans le cas des systèmes raccordés au réseau, celle-ci est une composante à la fréquence nominale du réseau (50 Hz). Le reste des composantes de la série sont appelés harmoniques et sont multiples de la fréquence fondamentale [92].

L'outil principal pour étudier les déséquilibres est lié aux composantes symétriques ; c'est la théorie qui a été développée par Charles L. Fortescue à la fin de 1913 [93]. La principale propriété des composantes symétriques réside dans le fait que n'importe quel système triphasé déséquilibré peut être décomposé en trois composantes équilibrées : la composante **directe**, la composante **inverse** et la composante **homopolaire**. Cette décomposition est applicable à n'importe quel système triphasé. Dans le cas particulier du réseau électrique, on l'applique à la tension et au courant.

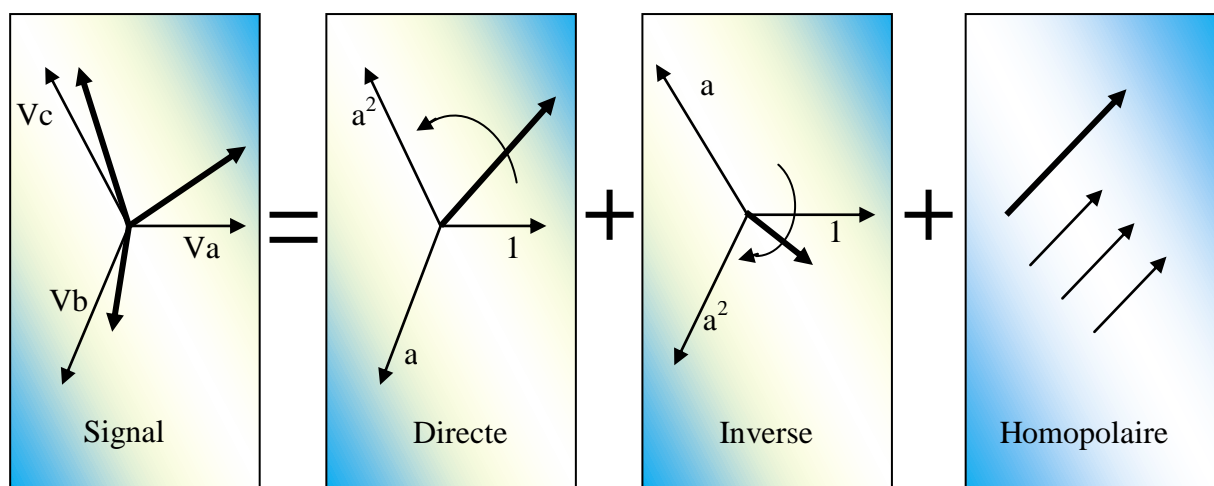


Figure 3.1 : Décomposition en composantes symétriques

Ainsi, ces deux concepts permettent l'élargissement de la théorie énergétique classique basée en principe sur des signaux parfaitement sinusoïdaux et équilibrés. Les définitions de puissance et d'énergie pour ce type de signaux sont universellement acceptées. Dans un système électrique quelconque, on peut définir les grandeurs de puissance suivantes : la puissance instantanée ( $p(t)$ ), la puissance active ( $P$ ) et la puissance apparente ( $S$ ) :

$$p(t) = v(t)i(t) \quad (3.1)$$

$$P = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} p(t) dt \quad (3.2)$$

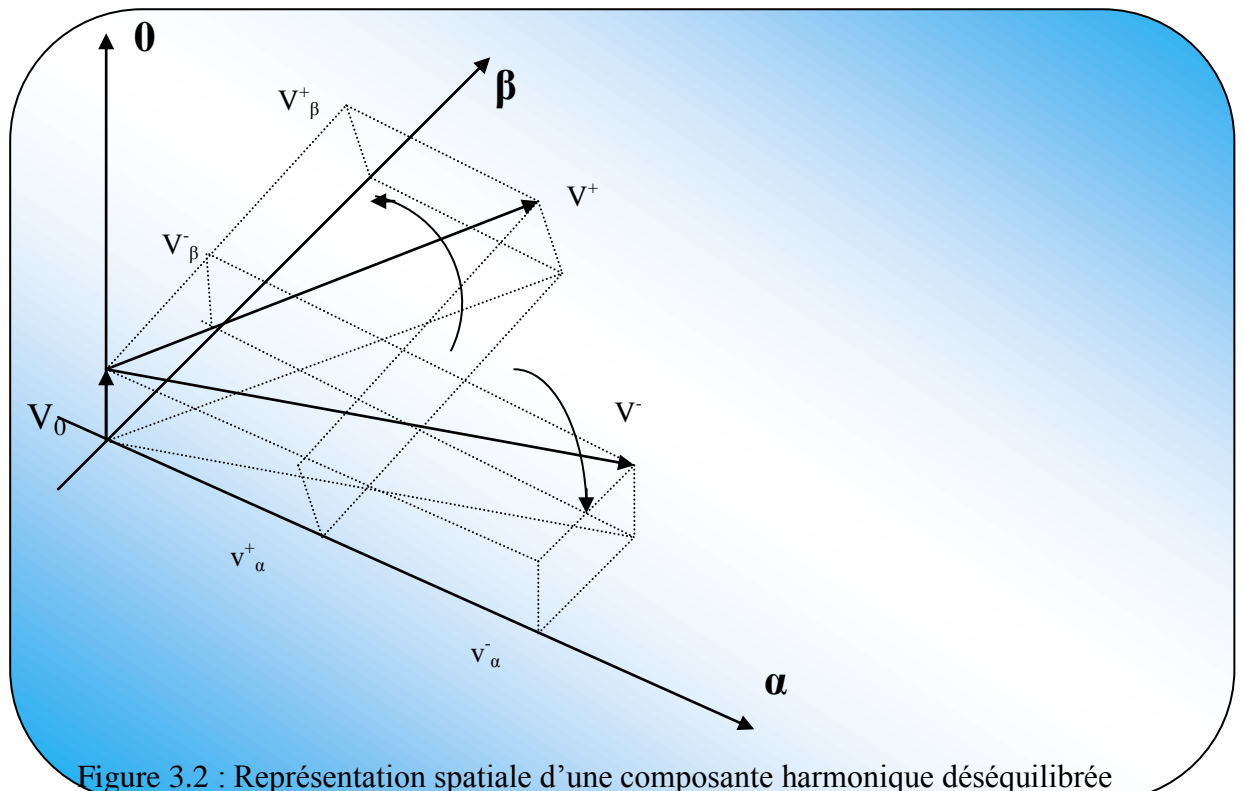
$$S = VI \quad (3.3)$$

Où

$$V = \sqrt{\frac{1}{T} \int_t^{t+T} v^2 dt} \quad \text{et} \quad I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_t^{t+T} i^2 dt} \quad (3.4)$$

### 3.2 Théorie énergétique sous distorsion harmonique et déséquilibres

La théorie énergétique généralisée, introduite par Akagi [94] tient compte d'une manière explicite, non seulement de l'effet de la distorsion mais aussi des déséquilibres. La figure 3.2 montre la représentation spatiale d'un système harmonique déséquilibré quelconque, avec ses composantes tournantes (directe et inverse) et fixe (homopolaire).



D'après cette théorie, il existe en général 3 types de puissances dans un système :

- La puissance réelle ( $p$ ), représente la composante réelle de la puissance transmise par les composantes tournantes (directe et inverse) de tous les harmoniques (y compris le fondamental).
- La puissance imaginaire ( $q$ ), représente la composante imaginaire de la puissance transmise par les composantes tournantes (directe et inverse) de tous les harmoniques (y compris le fondamental).
- La puissance homopolaire ( $p_0$ ), représente la puissance transmise par les composantes homopolaires.

Ces puissances contiennent une partie continue et une partie oscillatoire, résultats du produit entre harmoniques et séquences de diverses caractéristiques. Dans le cas de la puissance réelle instantanée, sa partie continue ( $\bar{P}$ ) est obtenue à partir de la partie réelle du produit entre harmoniques de même fréquence et de même séquence :

$$\bar{P} = \sum_{n=1}^{\infty} 3 V_n^+ I_n^+ \cos(\phi_{V+n} - \phi_{I+n}) + \sum_{n=1}^{\infty} 3 V_n^- I_n^- \cos(\phi_{V-n} - \phi_{I-n}) \quad (3.5)$$

La partie oscillatoire de la puissance réelle ( $\tilde{p}$ ) correspond à la partie réelle du produit entre harmoniques de nature différente :

- Même fréquence et séquence différente : la pulsation résultante est le double de celle des harmoniques.
- Même séquence et fréquence différente : la pulsation résultante est égale à la différence de pulsation entre deux harmoniques.
- Séquence et fréquence différentes : la pulsation résultante est égale à la somme des deux pulsations.

$$\tilde{p} = \begin{cases} \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq n}}^{\infty} [\sum_{n=1}^{\infty} 3 V_m^+ I_n^+ \cos((\omega_m - \omega_n)t + \phi_{V+m} - \phi_{I+n})] \\ + \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq n}}^{\infty} [\sum_{n=1}^{\infty} 3 V_m^- I_n^- \cos((\omega_m - \omega_n)t + \phi_{V-m} - \phi_{I-n})] \\ + \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq n}}^{\infty} [\sum_{n=1}^{\infty} -3 V_m^+ I_n^- \cos((\omega_m + \omega_n)t + \phi_{V+m} + \phi_{I-n})] \\ + \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq n}}^{\infty} [\sum_{n=1}^{\infty} -3 V_m^- I_n^+ \cos((\omega_m + \omega_n)t + \phi_{V-m} + \phi_{I+n})] \end{cases} \quad (3.6)$$

La même analyse est applicable au cas de la puissance imaginaire ( $q$ ). Ainsi sa partie continue ( $\bar{q}$ ) sera :

$$\bar{q} = \sum_{n=1}^{\infty} -3V_n^+ I_n^+ \sin(\phi_{V+n} - \phi_{I+n}) + \sum_{n=1}^{\infty} 3V_n^- I_n^- \cos(\phi_{V-n} - \phi_{I-n}) \quad (3.7)$$

Et la partie oscillatoire ( $\tilde{q}$ ) aura comme expression :

$$\tilde{q} = \begin{cases} \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq n}}^{\infty} [\sum_{n=1}^{\infty} -3V_m^+ I_n^+ \sin((\omega_m - \omega_n)t + \phi_{V+m} - \phi_{I+n})] \\ + \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq n}}^{\infty} [\sum_{n=1}^{\infty} 3V_m^- I_n^- \sin((\omega_m - \omega_n)t + \phi_{V-m} - \phi_{I-n})] \\ + \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq n}}^{\infty} [\sum_{n=1}^{\infty} 3V_m^+ I_n^- \sin((\omega_m + \omega_n)t + \phi_{V+m} + \phi_{I-n})] \\ + \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq n}}^{\infty} [\sum_{n=1}^{\infty} -3V_m^- I_n^+ \sin((\omega_m + \omega_n)t + \phi_{V-m} + \phi_{I+n})] \end{cases} \quad (3.8)$$

Le cas pour la puissance homopolaire est différent car il n'y a pas de différence de séquence entre les harmoniques, mais tout simplement une différence de fréquence. Donc la partie continue sera ( $p_0$ ):

$$p_0 = \sum_{n=1}^{\infty} 3V_{0n} I_{0n} \cos(\phi_{V_{0n}} - \phi_{I_{0n}}) \quad (3.9)$$

Et la partie oscillatoire ( $\tilde{p}_0$ ) :

$$\tilde{p}_0 = \begin{cases} \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq n}}^{\infty} \left[ \sum_{n=1}^{\infty} 3V_{0n} I_{0n} \cos((\omega_m - \omega_n)t + \phi_{V_{0n}} - \phi_{I_{0n}}) \right] \\ + \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq n}}^{\infty} \left[ \sum_{n=1}^{\infty} -3V_{0n} I_{0n} \cos((\omega_m + \omega_n)t + \phi_{V_{0n}} + \phi_{I_{0n}}) \right] \end{cases} \quad (3.10)$$

Les expressions explicitées ci-dessus ont, de plus de leur signification mathématique, une signification physique. Ainsi, on peut démontrer que la puissance triphasée instantanée ( $p_3$ ) est la somme des puissances réelle et homopolaire :[95]

$$p_3 = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = p + p_0 \quad (3.11)$$

Cette puissance représente le flux total instantané d'énergie échangée **entre la source et la charge**. Sa valeur moyenne ( $\bar{p}_3$ ) correspond à la puissance active ( $P$ ) transitant entre les deux sous-systèmes, et la partie alternative ( $\tilde{p}_3$ ) représente les variations de la puissance instantanée par rapport à sa moyenne. On constate que la puissance active consommée dans un système n'est pas seulement portée par le fondamental, mais aussi par l'échange harmonique (s'il y a coïncidence de fréquence et de séquence) auquel s'ajoute un éventuel échange homopolaire.



La puissance imaginaire ( $q$ ) ne contribue pas au flux de puissance instantanée entre la source et la charge, mais reflète plutôt **d'un échange d'énergie entre les différentes phases du système** [95]. Le meilleur exemple physique de ce phénomène est le cas d'un condensateur triphasé équilibré, où l'énergie totale stockée dans le système est constante ( $v_a^2 + v_b^2 + v_c^2 = cte$ ), mais l'énergie stockée dans chaque condensateur varie dans le temps (avec la variation de la valeur instantanée de la tension). On considère donc que cette énergie s'écoule entre les différentes phases sans être échangée avec l'extérieur.

### 3.3 Principe du fonctionnement de la méthode des puissances instantanées (pq)

#### 3.3.1 Généralités sur les puissances instantanées

En présence des harmoniques, la puissance apparente est composée de trois parties: active ( $P$ ), réactive ( $Q$ ) et déformante ( $D$ ) comme le montre la relation (3.12) [5, 96-97]

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad (3.12)$$

Le comportement des grandeurs triphasées peut être représenté de manière condensée en utilisant le phaseur spatial complexe (transformation **de concordia**).

Cette méthode exploite la transformation  $\alpha - \beta$  pour obtenir les puissances réelles et imaginaires.

Notons par  $(V_\alpha, V_\beta)$  et  $(I_\alpha, I_\beta)$  les composantes orthogonales du repère  $\alpha - \beta$  associées respectivement aux tensions de raccordement du **filtre actif parallèle** ( $V_s$ ) et aux courants absorbés par les charges polluantes ( $I_c$ ). La transformation  $\alpha - \beta - 0$  triphasée permet d'écrire, la relation des tensions suivante :

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

Et la relation des courants ci-dessous

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{la} \\ i_{lb} \\ i_{lc} \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

Les composantes ayant l'indice (0) représentent les séquences homopolaires du système triphasé de courant et de tension.

La puissance active instantanée, notée  $p(t)$ , est définie par la relation suivante :

$$\begin{aligned} p(t) &= v_{sa}i_{sa} + v_{sb}i_{sb} + v_{sc}i_{sc} = p_s(t) + p_0(t) \\ p_s(t) &= v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta \end{aligned} \quad (3.15)$$

$$p_0(t) = v_0 i_0$$

avec  $p_s(t)$  la puissance réelle instantanée,  $p_0(t)$  la puissance homolaire instantanée.

L'avantage de la transformation  $(\alpha - \beta - 0)$  est la séparation des séquences homopolaires du système triphasé de courant ou de tension.

De la même manière, la puissance imaginaire instantanée peut s'écrire sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} q_s(t) &= \frac{1}{\sqrt{3}} ((v_{sb} - v_{sc})i_{sa} + (v_{sc} - v_{sa})i_{sb} + (v_{sa} - v_{sb})i_{sc}) \\ &= (v_\alpha i_\beta - v_\beta i_\alpha) \end{aligned} \quad (3.16)$$

La puissance  $q$  a une signification plus large que la puissance réactive habituelle. En effet, contrairement à la puissance réactive, ne considérant que la fréquence fondamentale, la puissance imaginaire prend en compte toutes les composantes harmoniques de courant et de tension. C'est pourquoi elle porte le nom de (puissance imaginaire), avec comme unité le **volt-ampère imaginaire (VAI)**.

A partir des relations (3.15) et (3.16), nous pouvons établir la relation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} p_s \\ q_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

Dans le cas général, chacune des puissances  $p_s$  et  $q_s$  comporte une partie continue et une partie alternative, ce qui nous permet d'écrire l'expression ci-dessous :

$$p_s = \bar{p} + \tilde{p} \quad (3.18)$$

$$q_s = \bar{q} + \tilde{q}$$

avec :

$\bar{p}$  une puissance continue liée à la composante fondamentale active du courant et de la tension,

$\bar{q}$  une puissance continue liée à la composante fondamentale réactive du courant et de la tension,

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

Afin d'isoler les puissances actives et réactives conventionnelles, il faut connaître avec précision les fréquences des pulsations des puissances instantanées formées à partir de la relation (3.18). Pour cela, nous baserons notre étude sur **l'analyse fréquentielle des puissances instantanées** données dans différents cas de courant et tension.

### 3.3.2 Analyse fréquentielle des puissances instantanées

Nous effectuons cette analyse en prenant l'exemple d'un pont redresseur triphasé (pont de Graetz). Cette analyse va permettre par la suite, d'une part de définir la dynamique du filtre de puissance chargé d'isoler les puissances actives et réactives conventionnelles et d'autre part de connaître la limite des applications de cette méthode d'identification.

Le courant  $i_c$  consommé par ce pont redresseur peut être décomposé en série de Fourier, comme le décrit l'équation suivante :

$$i_c(t) = \sqrt{2}I_1 \left[ \begin{array}{l} \sin(\omega t) - \frac{1}{5} \sin(5\omega t) - \frac{1}{7} \sin(7\omega t) - \frac{1}{11} \sin(11\omega t) \\ + \frac{1}{13} \sin(13\omega t) - \frac{1}{17} \sin(17\omega t) \dots \end{array} \right] \quad (3.19)$$

Avec:  $I_1$ : Valeur efficace du fondamental de courant

Nous remarquons que les courants harmoniques sont de rang  $(6K \pm 1)$  ( $K = 1, 2, 3, \dots etc.$ ) et que la valeur efficace de chaque courant harmonique  $I_h$  est inversement proportionnelle au rang correspondant ( $I_h = \frac{I_1}{h}$ ).

### 3.3.3 Courant harmonique équilibré avec une tension sinusoïdale équilibrée

La tension du réseau électrique, dans ce cas, est une tension sinusoïdale équilibrée donnée par une des relations suivantes :

$$\begin{cases} v_{S1} = \sqrt{2}V \sin(\omega t) \\ v_{S2} = \sqrt{2}V \sin(\omega t - 2\frac{\pi}{3}) \\ v_{S3} = \sqrt{2}V \sin(\omega t + 2\frac{\pi}{3}) \end{cases} \quad (3.20)$$

Le courant de la charge polluante est celui représenté par l'équation (3.19). En faisant la transformation  $\alpha - \beta$ , nous obtenons les courants et les tensions suivants :

$$\begin{pmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{pmatrix} = \sqrt{3}V_S \begin{pmatrix} \sin(\omega t) \\ -\cos(\omega t) \end{pmatrix} \quad (3.21)$$

$$\begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} = \sqrt{3}I_1 \left[ \begin{pmatrix} \sin(\omega t) \\ -\cos(\omega t) \end{pmatrix} - \frac{1}{5} \begin{pmatrix} \sin(5\omega t) \\ -\cos(5\omega t) \end{pmatrix} - \frac{1}{7} \begin{pmatrix} \sin(7\omega t) \\ -\cos(7\omega t) \end{pmatrix} + \dots \right] \quad (3.22)$$

Dans ce calcul, nous allons analyser la puissance réelle  $p_s(t)$  puis généraliser les résultats pour la puissance imaginaire  $q_s(t)$ .

La puissance réelle peut être calculée à partir des équations (3.21) et (3.22) comme le montre la relation (3.23):

$$p_s(t) = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta$$

$$p_s(t) = \underbrace{\frac{3V_S I_1}{\cancel{P}}}_{\cancel{P}} + \underbrace{\frac{3V_S I_1}{5} \cos(6\omega t) - \frac{3V_S I_1}{7} \cos(6\omega t) - \dots}_{\cancel{P}} \quad (3.23)$$

Le premier terme (continu) de cette relation représente la puissance active conventionnelle, tandis que les autres termes représentent la puissance alternative causée par les courants perturbateurs (harmonique dans ce cas).

A partir de cette relation, nous pouvons tracer la transformation du spectre de la puissance active instantanée (Figure 3.3):

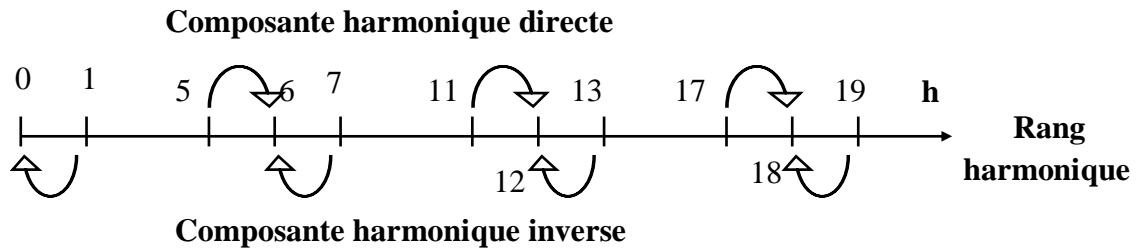


Figure 3.3 Transformation du spectre de la puissance réelle instantanée  
(Courant harmonique et tension sinusoïdale équilibrée)

A partir de la Figure 3.3, nous constatons que la puissance conventionnelle active devient une composante continue, alors que les courants harmoniques (5,7), (11,13), (17,19),... causent des puissances perturbatrices aux pulsations respectives (6, 12, 18...). Le même spectre peut être obtenu pour la puissance imaginaire instantanée.

Notons que le réseau étudié est composé de trois fils ce qui empêche les composantes homopolaires d'y circuler.

### 3.3.4 Séparation des puissances perturbatrices

Après avoir identifié les pulsations des puissances instantanées, le filtre de puissance chargé d'isoler les puissances active et réactive conventionnelles peut être dimensionné. Un bloc constitué d'un filtre passe bas avec un soustracteur peut être employé, comme le présente la Figure 3.4.

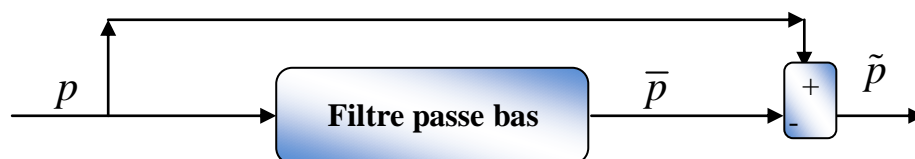


Figure 3.4 Schéma représentant le principe de séparation des puissances

L'ordre de ce filtre passe-bas définit la dynamique et l'efficacité de la méthode d'identification.

Des filtres de puissance du quatrième ou cinquième ordre ont été proposés [98]. Dans notre étude, nous avons choisi un filtre passe-bas du deuxième ordre en vue de simplifier l'approche d'implantation numérique de ce dernier. En effet, un ordre plus élevé entraînerait des temps de calcul plus long, ce qui peut être préjudiciable dans notre étude. La relation suivante donne l'expression générale d'un filtre passe-bas du deuxième ordre :

$$\frac{\omega_0^2}{S^2 + 2\xi\omega_0 S + \omega_0^2} \quad (3.24)$$

La fréquence de coupure,  $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$ , est choisie de telle sorte que le filtre de puissance puisse bloquer toute composante perturbatrice des puissances instantanées ( $\tilde{X}$ ). Elle doit aussi permettre le passage des composantes continues représentant les puissances active et réactive à la fréquence fondamentale ( $\bar{X}$ ). Cette fréquence est donc choisie selon le type de la charge, soit :

- \_ 60 Hz pour un courant de charge équilibré avec un temps de réponse du filtre de 20 ms,
- \_ 20 Hz pour un courant de charge déséquilibré avec un temps de réponse du filtre de 60 ms.

### 3.3.5 Calcul des courants perturbateurs

En inversant la relation (3.17), nous pouvons recalculer les courants dans le repère  $\alpha$ - $\beta$  comme le montre l'équation (3.25) :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_s \\ q_s \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

En considérant les équations (3.18) et (3.25), nous pouvons séparer le courant dans le repère ( $\alpha$ - $\beta$ ) en trois composantes, active et réactive à la fréquence fondamentale et les harmoniques. Ceci conduit à :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{p} \\ 0 \end{bmatrix}}_{\text{Courant actif}} + \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{q} \end{bmatrix}}_{\text{Courant réactif}} + \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix}}_{\text{Courant harmonique}} \quad (3.26)$$

Avec  $\Delta = v_\alpha^2 + v_\beta^2$  supposé constant dans l'hypothèse d'une tension sinusoïdale équilibrée du réseau électrique.

Cette expression montre donc que l'identification des différentes composantes du courant dans le repère ( $\alpha$ - $\beta$ ) revient à séparer des termes continus des puissances réelle et imaginaire instantanées. Les courants perturbateurs triphasés qui représentent les courants identifiés, dits courants de référence ( $I_{ref}$ ), sont calculés à partir de la transformation  $\alpha$ - $\beta$  inverse :

$$\begin{bmatrix} i_{frefa} \\ i_{frefb} \\ i_{frefc} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{p\alpha} \\ i_{p\beta} \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

Avec  $i_{p\alpha}, i_{p\beta}$  courants perturbateurs calculés dans le repère  $\alpha-\beta$  à partir des courants réactifs et harmoniques de la relation (3.26) [4-5,9].

### 3.3.6 Algorithme d'identification de la méthode pq (classique)

La Figure 3.5 présente l'algorithme d'identification de la méthode pq classique

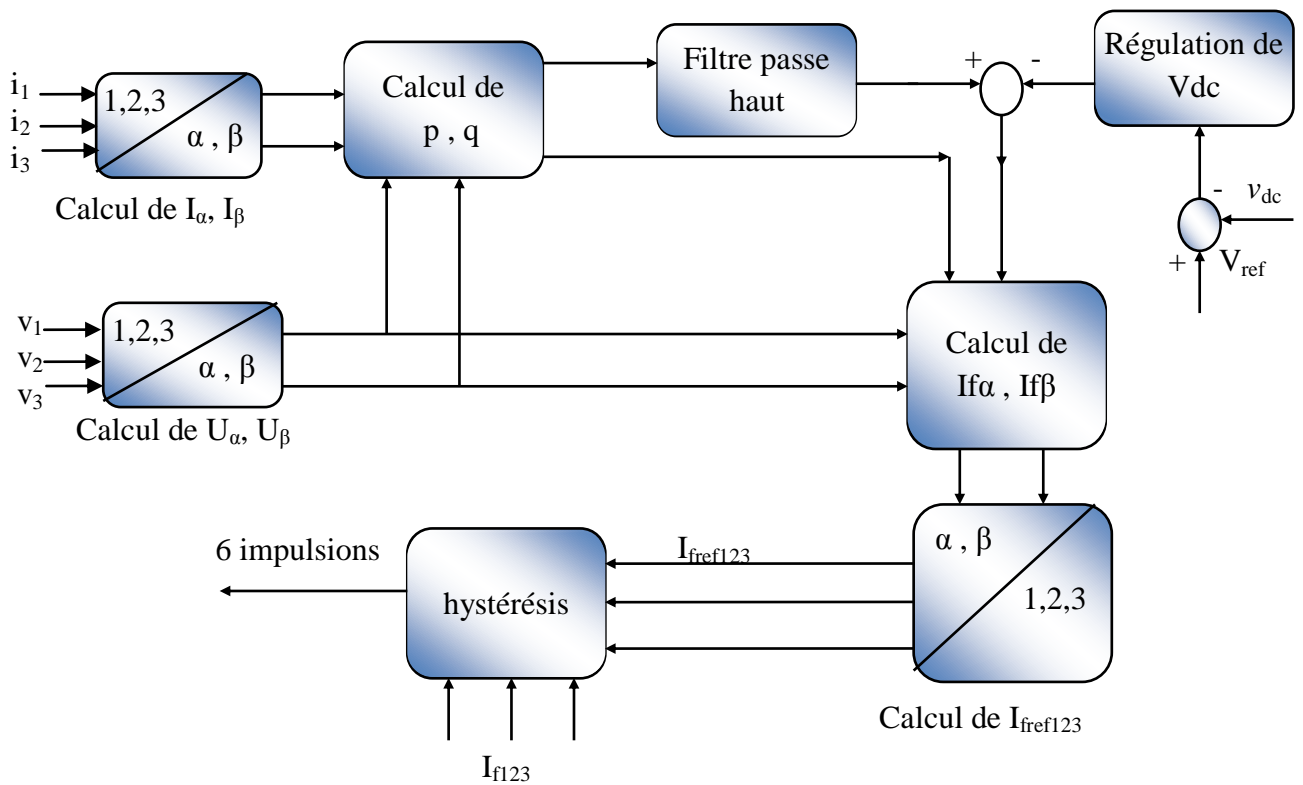


Figure 3.5 : Algorithme d'identification de la méthode pq

### 3.4 Boucle de régulation du courant du FAP

La figure 3.6 illustre le schéma équivalent par phase de la boucle du courant du FAP.

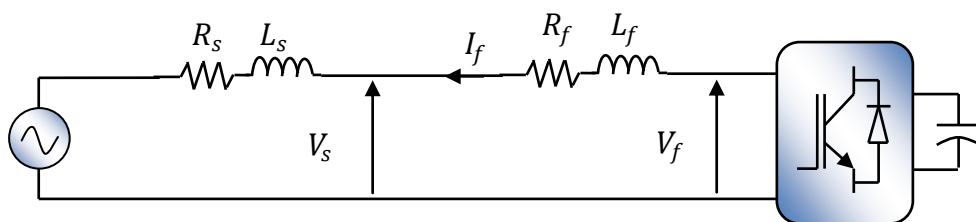


Figure 3.6 Schéma équivalent par phase du filtre de couplage

En négligeant la valeur de la résistance  $R_f$  du filtre de couplage, nous pouvons écrire la relation suivante :

$$L_f \frac{d}{dt} \vec{I}_f = \vec{V}_f - \vec{V}_S \quad (3.28)$$

Soit :

$$\Delta \vec{I}_f = \vec{I}_{fref} - \vec{I}_f \quad (3.29)$$

A partir des équations 3.28 et 3.29 nous pouvons alors déduire l'expression suivante :

$$L_f \frac{d}{dt} \Delta \vec{I}_f = \left( \vec{V}_S + L_f \frac{d}{dt} d\vec{I}_{fref} \right) - \vec{V}_f \quad (3.30)$$

Si l'on définit une tension de référence  $\vec{V}_{fref}$  comme suit :

$$\vec{V}_{fref} = \left( \vec{V}_S + L_f \frac{d}{dt} d\vec{I}_{fref} \right) \quad (3.31)$$

Nous remarquons que cette tension de référence  $\vec{V}_{fref}$  est composée de deux termes. Le premier représente la tension du réseau  $V_s$  directement mesurable. Le second représente la chute de tension aux bornes de l'inductance de couplage  $L_f$  lorsque celle-ci est traversée par un courant égal à celui du courant de référence. Ce terme doit être élaboré par un régulateur de courant, comme le montre la Figure 3.7, ou  $G(s)$  est la fonction de transfert de l'onduleur de tension dont la modélisation est donnée par la relation suivante :[99]

$$\left\{ \begin{array}{l} G(s) = \frac{K}{1 + \tau s} \\ K = \frac{V_{dc}}{2V_p} \end{array} \right. \quad (3.33)$$

avec  $V_{dc}$  la tension côté continu de l'onduleur,  $V_p$  l'amplitude de la porteuse triangulaire et  $(\tau)$  représentant le retard causé par le calcul des courants perturbateurs.

Dans un premier temps, nous pourrions considérer le gain  $K$  comme étant égal à 1 dans le cas où  $V_{dc} = 2V_p$ . De plus, nous introduirons, dans la boucle de régulation du courant, un retard  $(\tau)$  correspondant à une période d'échantillonnage  $(T_e)$  :  $\tau = T_e$ . Ce retard correspond au temps de calcul, dû à une implantation numérique de la partie contrôle-commande du filtre actif parallèle. En effet, lors d'une implantation numérique, les ordres de commande envoyés sur l'onduleur ne peuvent être pris en compte qu'après une première période d'échantillonnage nécessaire à l'élaboration de ces derniers [6].



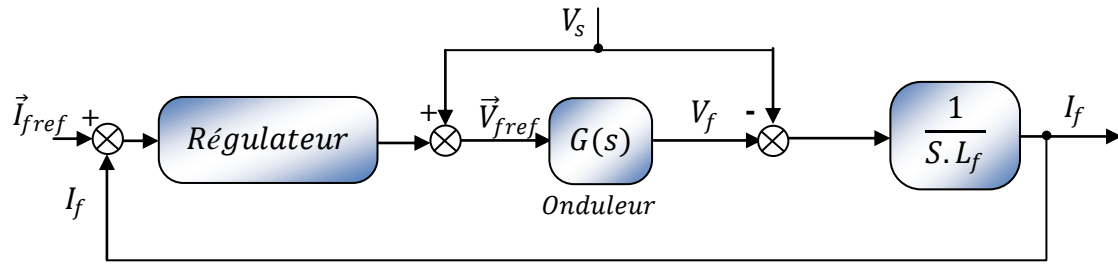


Figure 3.7 Boucle de régulation des courants du FAP

### 3.5 Boucle de régulation du bus continu

Les pertes dans le filtre actif (interrupteurs et filtre de sortie) sont la principale cause susceptible de modifier la tension moyenne  $v_{dc}$  du bus continu, qui doit être maintenue à une valeur fixe. La régulation de cette tension  $v_{dc}$  doit se faire par l'adjonction des courants fondamentaux actifs dans les courants de référence. La sortie du régulateur  $P_c$  s'ajoute, à un signe près, à la puissance active perturbatrice  $\tilde{p}$  et donne lieu à un courant fondamental actif corrigeant ainsi  $v_{dc}$ .

La puissance  $P_c$  représente la puissance active nécessaire pour maintenir la tension  $v_{dc}$  égale à la valeur de la tension de référence souhaitée ( $V_{dcref}$ ).

Le régulateur employé ici est un régulateur proportionnel intégral (PI). 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 :

$$P_c = \frac{d}{dt} \left( \frac{1}{2} C_{dc} V_{dc}^2 \right) \quad (3.34)$$

Pour des faibles variations de la tension  $V_{dc}$  autour de sa référence  $V_{dcref}$ , la relation (3.34) peut être linéarisée pour devenir:

$$P_c = C_{dc} V_{dcref} \frac{d}{dt} (V_{dc}) \quad (3.35)$$

Soit en lui appliquant la transformation de Laplace :

$$P_c(S) = C_{dc} V_{dcref} S V_{dc}(S) \quad (3.36)$$

Donc

$$V_{dc}(S) = \frac{P_c(S)}{C_{dc} V_{dcref} S} \quad (3.37)$$

La régulation de la tension du bus continu en boucle fermée est représentée par le schéma bloc de la Figure 3.8, les paramètres du régulateur *PI* doivent être choisis de façon à obtenir un temps de réponse minimal afin de ne pas nuire à la dynamique du FAP.

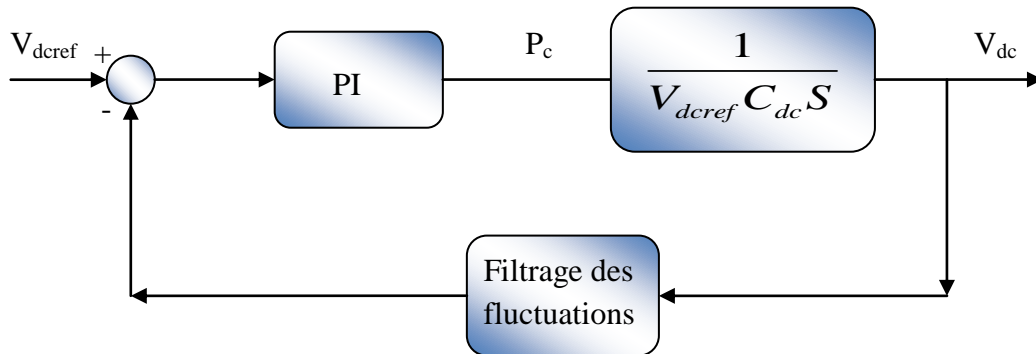


Figure 3.8 Boucle de régulation de la tension  $V_{dc}$  du bus continu.

### 3.6 PLL (Phase Locked Loop)

#### 3.6.1 PLL classique

Comme nous l'avons montré précédemment, la tension du réseau doit être sinusoïdale et équilibrée, sinon la méthode des puissances instantanées n'est pas applicable. Puisque la tension du réseau est souvent perturbée et/ou déformée, le système à base de PLL (Phase Locked Loop ou Boucle à Verrouillage de Phase) est proposé pour extraire la composante fondamentale directe de la tension du réseau [9].

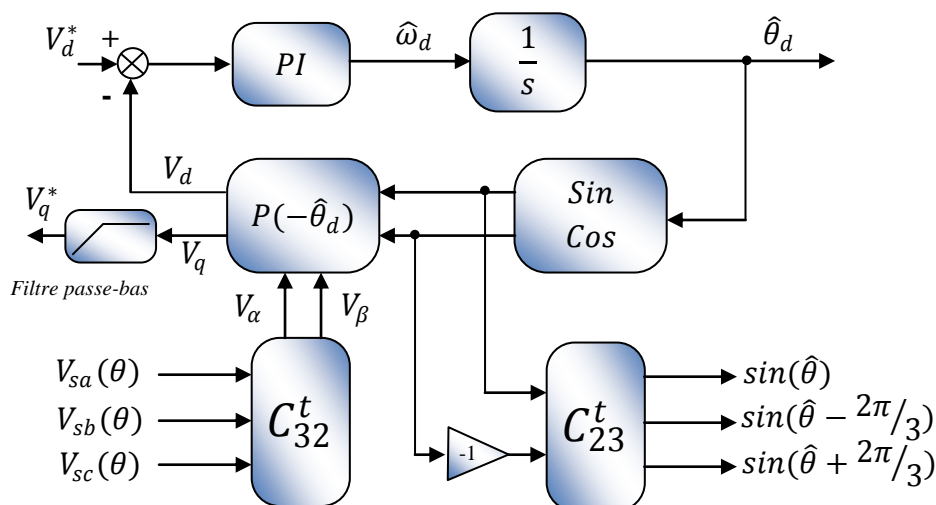


Figure 3.9 Schéma de PLL classique

Le principe de la PLL, dans notre cas, est basé sur l'emploi d'un simple régulateur *PI*. Son fonctionnement se base sur la transformation de Park dans le repère *d-q*.

A partir de la Figure 3.9, les tensions  $V_{s\_abc}(\theta)$ , mesurées au point de raccordement du filtre actif parallèle, subissent dans un premier temps la transformation de Concordia ( $\alpha$ - $\beta$ ). Les tensions ainsi obtenues sont exprimées dans le repère de Park par une rotation  $P(-\hat{\theta}_d)$ . L'angle de cette rotation, issu de l'intégration de l'estimation de la pulsation  $\hat{\omega}_d$ , est déterminé par le régulateur *PI*. La PLL sera verrouillée lorsque l'angle estimé  $\hat{\theta}_d$  sera égal à  $\hat{\theta}$

Les tensions simples mesurées au point de raccordement dans le repère  $\alpha$ - $\beta$  sont données par l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha(\theta) \\ V_\beta(\theta) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad (3.38)$$

Puis en appliquant la transformée de Park (d,q) avec un angle de rotation  $\hat{\theta}_d$  donnée par :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \\ -\sin(\hat{\theta}) & \cos(\hat{\theta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \quad (3.39)$$

Nous obtenons alors la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \sqrt{3}V_m \begin{bmatrix} \sin(\theta - \hat{\theta}) \\ -\cos(\theta - \hat{\theta}) \end{bmatrix} \approx \sqrt{3}V_m \begin{bmatrix} \sin(\Delta\theta) \\ -\cos(\Delta\theta) \end{bmatrix} \quad (3.40)$$

Où  $V_m$  est la valeur efficace la tension du réseau.

La PLL sera verrouillée lorsque l'angle estimé  $\hat{\theta}$  sera égal à l'angle  $\theta$  du réseau, ce qui implique que  $\Delta\theta = 0$ , nous pouvons ainsi écrire :

$$\begin{cases} V_{sd} = 0 \\ V_{sq} = -\sqrt{3}V_m \end{cases} \quad (3.41)$$

### 3.6.1 PLL Modifiée

Pour améliorer les performances de la PLL classique, un filtre très sélectif HSF (High Selective Filter) a été mis en œuvre.

Le rôle du HSF est d'extraire la composante fondamentale de la tension ou du courant directement, sans aucun décalage de phase ou un changement d'amplitude. La fonction de transfert du filtre HSF peut être exprimée par l'équation suivante (3.42) [5, 9, 70, 100]:

$$H(s) = \frac{\hat{x}_{\alpha\beta}(s)}{x_{\alpha\beta}} = k \frac{(s+k) + j\omega_c}{(s+k)^2 + \omega_c^2} \quad (3.42)$$

Le diagramme de bode simulé (Figure 3.10) décrit l'évolution de l'amplitude et de la phase de  $H(s)$  en fonction de la fréquence ( $j\omega$ ) et de la variable  $k$ . En prenant  $\omega_c$  égale à la pulsation du fondamental, on constate que :

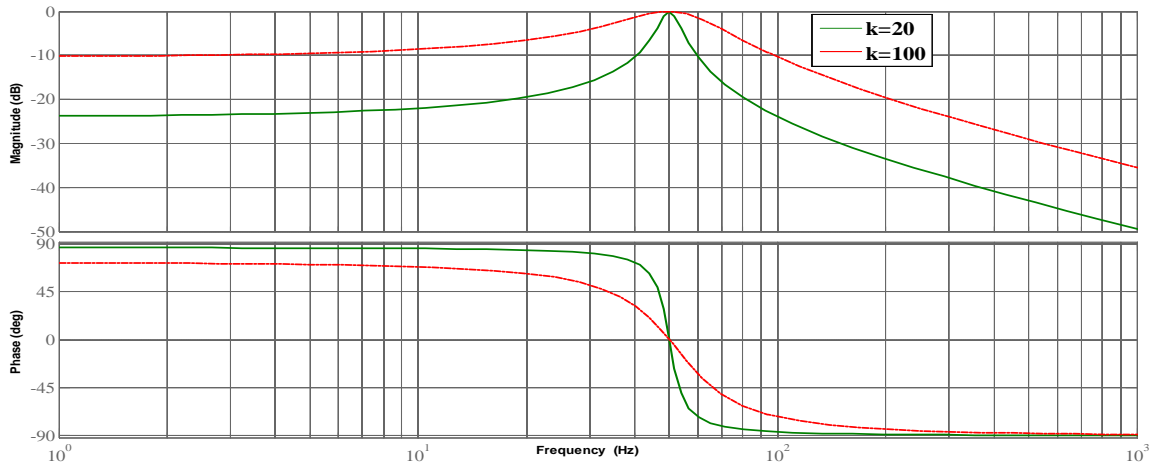


Figure 3.10 Diagramme de bode du filtre HSF

- à la fréquence de 52Hz l'amplitude  $|H(s)|=0$  dB, ce qui assure la conservation de l'amplitude des signaux d'entrée et de sortie par ce filtre HSF.
- à la fréquence de 50Hz les valeurs de phase sont nulles. Cela implique que les signaux d'entrée et de sortie sont en phase quelque soit la valeur de  $k$ .
- lorsque  $k$  diminue le filtre devient plus sélectif (dans notre cas nous avons choisi  $k=20$ ).

A partir de l'équation (3.42) on peut écrire :

$$H(s) = \frac{\hat{v}_{s\alpha\beta}(s)}{v_{s\alpha\beta}(s)} = \frac{\hat{v}_{s\alpha}(s) + j\hat{v}_{s\beta}(s)}{v_{s\alpha}(s) + jv_{s\beta}(s)} = k \frac{(s+k) + j\omega_c}{(s+k)^2 + \omega_c^2} \quad (3.43)$$

D'où, l'écriture du terme complexe des signaux filtrés :

$$\hat{v}_{s\alpha}(s) + j\hat{v}_{s\beta}(s) = \frac{(s+k)kv_{s\alpha}(s) + j\omega_c kv_{s\alpha}(s) + j(s+k)kv_{s\beta}(s) - \omega_c kv_{s\beta}(s)}{(s+k)^2 + \omega_c^2} \quad (3.44)$$

Les parties réelles et imaginaires s'écrivent après séparation [9,45, 101-102]

$$\begin{cases} \hat{v}_{s\alpha}(s) = \frac{(s+k)k}{(s+k)^2 + \omega_c^2} v_{s\alpha}(s) - \frac{\omega_c k}{(s+k)^2 + \omega_c^2} v_{s\beta}(s) \\ \hat{v}_{s\beta}(s) = \frac{(s+k)k}{(s+k)^2 + \omega_c^2} v_{s\beta}(s) + \frac{\omega_c k}{(s+k)^2 + \omega_c^2} v_{s\alpha}(s) \end{cases} \quad (3.45)$$

D'où, l'écriture finale de la forme structurale du filtre HSF :

$$\begin{cases} \hat{v}_{s\alpha}(s) = \frac{k}{s} [v_{s\alpha}(s) - \hat{v}_{s\alpha}(s)] - \frac{\omega_c}{s} \hat{v}_{s\beta}(s) \\ \hat{v}_{s\beta}(s) = \frac{k}{s} [v_{s\beta}(s) - \hat{v}_{s\beta}(s)] + \frac{\omega_c}{s} \hat{v}_{s\alpha}(s) \end{cases} \quad (3.46)$$

A partir de l'équation (3.46), le diagramme bloc du filtre HSF, peut être tracé comme le montre la Figure 3.11

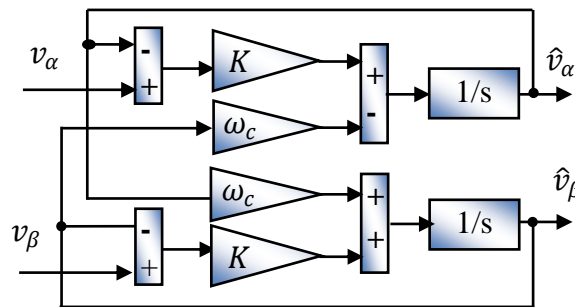


Figure 3.11 diagramme bloc du filtre HSF

La Figure 3.12 représente la PLL modifiée après l'addition de HSF à la PLL classique.

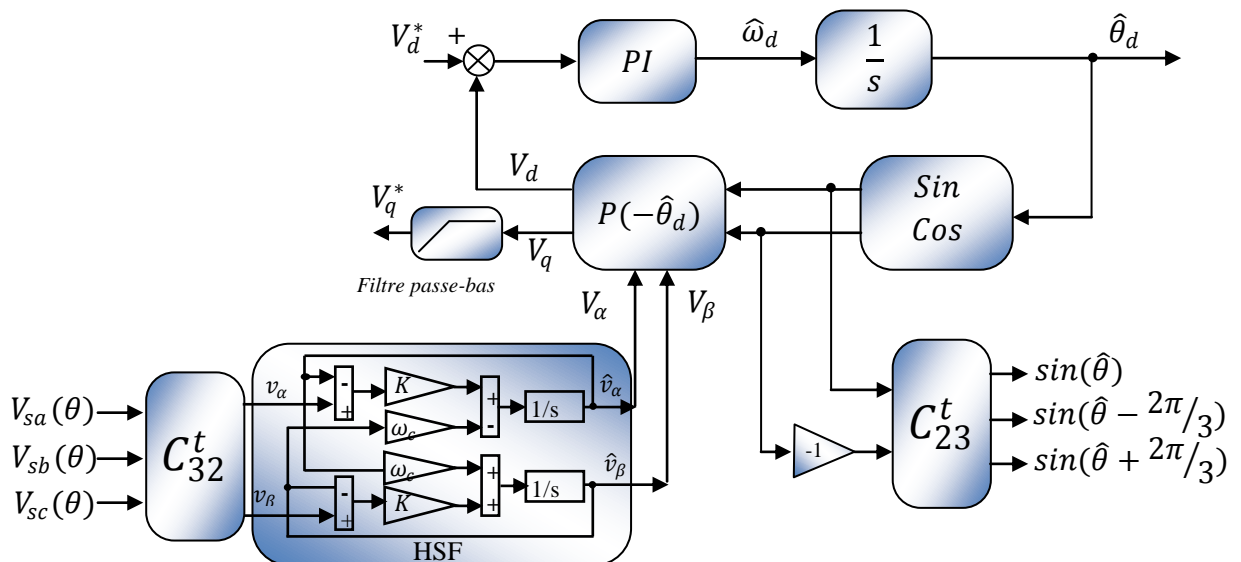


Figure 3.12 Schéma de PLL Modifiée

### 3.7 La méthode pq modifiée

Pour améliorer les performances de la méthode pq avec PLL, on a associé deux filtres HSF (l'un pour le courant et l'autre pour la tension), comme le montre la Figure 3.13, pour

identifier les courants de référence. Cette méthode est appelée (pq-modifiée) [9,42,45, 97,102-103].

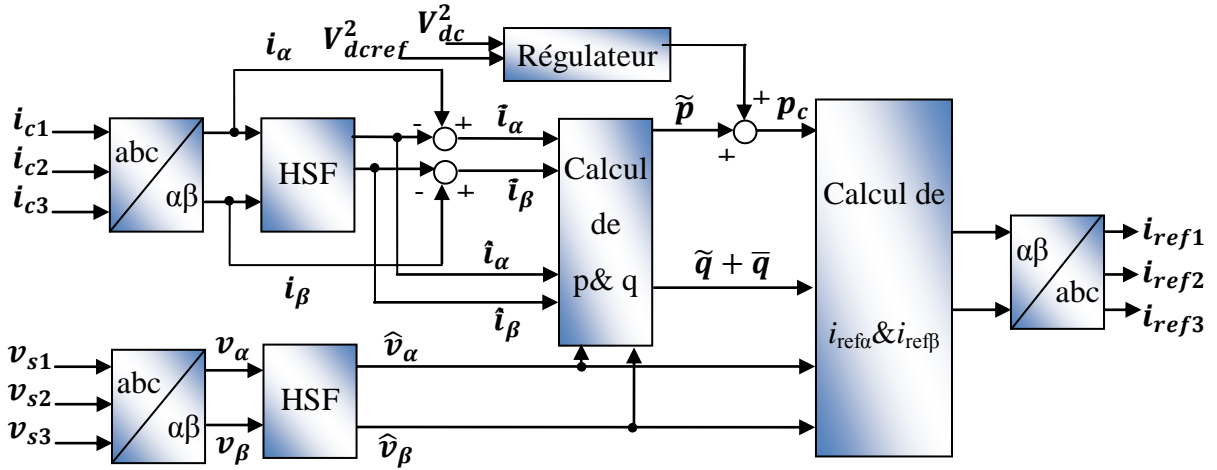


Figure 3.13 : Identification des courants de référence par la méthode "pq-modifiée"

Les composantes alternatives des puissances instantanées active et réactive sont obtenues par la relation (3.47):

$$\begin{bmatrix} \tilde{p} \\ -\tilde{q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{v}_\alpha & \hat{v}_\beta \\ -\hat{v}_\beta & \hat{v}_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{h\alpha} \\ i_{h\beta} \end{bmatrix} \quad (3.47)$$

Avec  $i_{h\alpha}$  et  $i_{h\beta}$  définis par:

$$i_{h\alpha} = (i_{\alpha d} - \hat{i}_{\alpha d}) + (i_{\alpha inv} - \hat{i}_{\alpha inv}) \quad (3.48)$$

$$i_{h\beta} = (i_{\beta d} - \hat{i}_{\beta d}) + (i_{\beta inv} - \hat{i}_{\beta inv}) \quad (3.49)$$

Les termes harmoniques  $i_{h\alpha}$  et  $i_{h\beta}$  contiennent des composantes directes et inverses.

La composante fondamentale de la puissance réactive instantanée est définie par :

$$\bar{q} = \hat{v}_\beta \hat{i}_\alpha - \hat{v}_\alpha \hat{i}_\beta \quad (3.50)$$

Après avoir ajouté à la composante alternative de la puissance active instantanée, la puissance active ( $p_c$ ) nécessaire à la régulation de la tension  $V_{dc}$ , les courants de référence suivant des axes  $\alpha\beta$  sont calculés par:

$$i_{ref\alpha} = \frac{\hat{v}_\alpha}{\hat{v}_\alpha^2 + \hat{v}_\beta^2} (\tilde{p} + p_c) + \frac{\hat{v}_\beta}{\hat{v}_\alpha^2 + \hat{v}_\beta^2} (\tilde{q} + \bar{q}) \quad (3.51)$$

$$i_{ref\beta} = \frac{\hat{v}_\beta}{\hat{v}_\alpha^2 + \hat{v}_\beta^2} (\tilde{p} + p_c) + \frac{\hat{v}_\alpha}{\hat{v}_\alpha^2 + \hat{v}_\beta^2} (\tilde{q} + \bar{q}) \quad (3.52)$$

En substituant les équations (3.47) et (3.50) dans les équations (3.51) et (3.52), on obtient:

$$i_{ref\alpha} = i_{h\alpha} + i_{q\alpha} + i_{c\alpha} \quad (3.53)$$

$$i_{ref\beta} = i_{h\beta} + i_{q\beta} + i_{c\beta} \quad (3.54)$$

Où  $i_{q\alpha}$ ,  $i_{q\beta}$ ,  $i_{c\alpha}$ , et  $i_{c\beta}$  sont définis par:

$$\begin{bmatrix} i_{q\alpha} \\ i_{q\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{\hat{v}_\alpha^2 + \hat{v}_\beta^2} \begin{bmatrix} 0 & -\hat{v}_\beta \\ 0 & \hat{v}_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ -\bar{q} \end{bmatrix} \quad (3.55)$$

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{\hat{v}_\alpha^2 + \hat{v}_\beta^2} \begin{bmatrix} \hat{v}_\alpha & 0 \\ \hat{v}_\beta & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_c \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.56)$$

Les courants de références obtenues à partir des équations (3.53) et (3.54) contiennent trois termes:

- Le premier terme correspond à des composantes harmoniques directe et inverse;
- le deuxième terme est le courant réactif pour compenser la puissance réactive;
- le troisième terme est le courant actif destiné à maintenir la tension  $V_{dc}$  égale à sa valeur de référence  $V_{dcref}$ .

Les trois courants de référence suivant des axes abc, notée  $i_{ref1}$ ,  $i_{ref2}$  et  $i_{ref3}$  sont finalement obtenues par la transformation des équations (3.53) et (3.54) en utilisant la transformation de Concordia inverse.

## 3.8 Résultats de simulation

### 3.8.1 Logiciel utilisé

La modélisation et la simulation d'un système physique sont une étape essentielle qui précède toute implémentation matérielle. Dans les langages évolués cette tâche est réalisée par l'élaboration de programmes informatiques spécifiques qui décrivent le comportement du système aussi bien à l'état dynamique (régime transitoire) qu'à l'état statique (régime permanent). Cette opération devient plus complexe dès qu'il s'agit des systèmes physiques d'ordre élevé, ou systèmes non linéarités [5,104].

La dernière décennie a été surtout marquée par le développement de nombreux logiciels appelés *solvers*, pour l'aide à la modélisation et la simulation numérique des systèmes dynamiques, parmi ces logiciels on trouve :

- *CSMP<sup>TM</sup>* (continuous system modeling program), développé par IBM, il est destiné à modéliser et à simuler les systèmes dynamiques continus.
- *MATLAB /SIMULINK<sup>TM</sup>*, développé par Math-Works, cette plate forme de logiciel est destiné à la modélisation et à la simulation des systèmes continus et discrets.

Compte tenu des possibilités offertes en matière de modélisation et de simulation pour des systèmes mixtes (continu et discret) et la simplicité d'implantation des modèles (linéaires et non linéaires) grâce à son interface graphique [105], ainsi que la possibilité d'échange de données entre SIMULINK et l'espace de travail MATLAB, dans le quel le système modélisé sous SIMULINK peut recevoir des données de l'espace de travail ou y envoyer des données de sortie [106]. Les études en simulation présentées dans ce travail ont été menées sous *MATLAB / SIMULINK<sup>TM</sup>*.

SIMULINK est donc un programme additionnel à MATLAB pour la modélisation et la simulation des systèmes dynamiques continus et discrets. Il offre d'innombrables outils, spécifiques aux systèmes dynamiques, tout en conservant la puissance et les fonctionnalités de MATLAB.

Le programme SIMULINK procède en deux étapes. Dans une première phase, le système à étudier est défini par un modèle mathématique développé à cet effet, soit dans le domaine temporel ou par sa fonction de transfert, puis ce modèle élaboré est alors introduit dans le programme sous forme de blocs, la deuxième phase consiste à faire l'analyse du comportement du système précédemment défini, une fois les paramètres de simulation ont été spécifiés.

SIMULINK possède une bibliothèque de modèles déjà prédéfinis, qui peuvent être facilement modifiés et introduits dans de nouveaux modèles à analyser. Nombreux algorithmes d'intégrations numériques sont disponibles dans ce programme, tels que Euler, Runge-Kutta, Adams, Gear, ..., etc., et peuvent être exploités à tout moment dans l'étude de simulation.

Le déroulement de la simulation peut être visualisé graphiquement simultanément à l'exécution. Les résultats obtenus de cette simulation sont facilement accessibles et exploitables, soit sous forme graphique par le biais de blocs (graphe) de SIMULINK (instruments virtuels de visualisation), soit sous forme de données dans l'espace de travail de MATLAB (Workspace) [5]



## 3.8.2 paramètres de simulation

La simulation du système global (réseau électrique, charge non linéaire, FAP) est réalisée sous environnement Matlab /Simulink<sup>c</sup>. Différentes formes d'onde ont été simulées telles que celles des courants de compensation, de charge, et de source ainsi que la tension aux bornes du bus continu, une analyse spectrale de ces signaux a été conduite. Toute la *partie puissance* a été développée en exploitant les outils de Simulink, entre autre SimPowerSystems, en utilisant les mêmes paramètres des composants physiques. Tous ces paramètres de simulation sont récapitulés dans le tableau 3.1.

Tableau 3.1 Paramètres de simulations du FAP

<i>Partie du système</i>	<i>Désignations</i>	<i>Valeurs</i>
<b>Réseau électrique</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Tension efficace</li> <li>- Fréquence</li> <li>- Impédance interne</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- <math>V_s = 100 \text{ V}</math></li> <li>- <math>f = 50 \text{ Hz}</math></li> <li>- <math>R_s = 0.01 \Omega</math></li> <li>- <math>L_s = 0.1 \text{ mH}</math></li> </ul>
<b>Charge non linéaire</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Pont Redresseur triphasé (PD3) débitant sur une charge inductive (RD en série avec LD)</li> <li>- Impédance de filtrage à l'entrée du pont (PD3).</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- <math>RD1 = 30 \Omega</math>,</li> <li>- <math>RD2 = 20 \Omega</math></li> <li>- <math>LD = 1 \text{ mH}</math></li> <li>- <math>RC = 0.01 \Omega</math>,</li> <li>- <math>LC = 0.566 \text{ mH}</math></li> </ul>
<b>FAP</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Condensateur de stockage</li> <li>- Filtre de couplage</li> <li>- Tension de référence</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- <math>CDC = 1100 \mu\text{F}</math></li> <li>- <math>RF = 0.05 \Omega</math></li> <li>- <math>LF = 3 \text{ mH}</math></li> <li>- <math>V_{dc\_ref} = 283 \text{ V}</math></li> </ul>
<b>Paramètres de simulation</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Temps d'échantillonnage</li> <li>- Type de pas</li> <li>- Méthode de résolution</li> <li>- Bande d'hystérésis</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- <math>T_e = 1 \mu\text{s}</math></li> <li>- Pas fixe</li> <li>- Algorithme : Euler (Ode1)</li> <li>- <math>HB = 0.2 \text{ A}</math></li> </ul>

### 3.8.3 Résultats de simulation avant branchement du FAP au réseau électrique

Au départ nous considérons un système constitué par (Figure 3.14):

- Le réseau électrique qui est représenté par une source de tension triphasée parfaitement sinusoïdale d'amplitude  $V_s$ , de fréquence  $f$ , d'impédance interne ( $R_S, L_S$ ).
- Une charge linéaire triphasée  $R_c, L_c$ .

Afin de confirmer les effets dus à la charge non linéaire (génératrice des courants harmoniques et consommant de la puissance réactive), sur un réseau électrique, elle est modélisée par un pont redresseur triphasé PD3 débitant sur une charge inductive d'impédance ( $R_D, L_D$ )

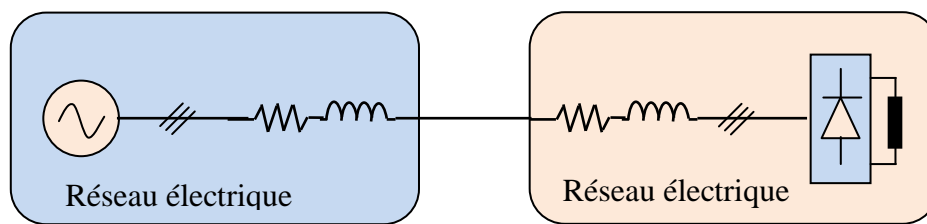


Figure 3.14 Modélisation du réseau électrique connecté à une charge non linéaire

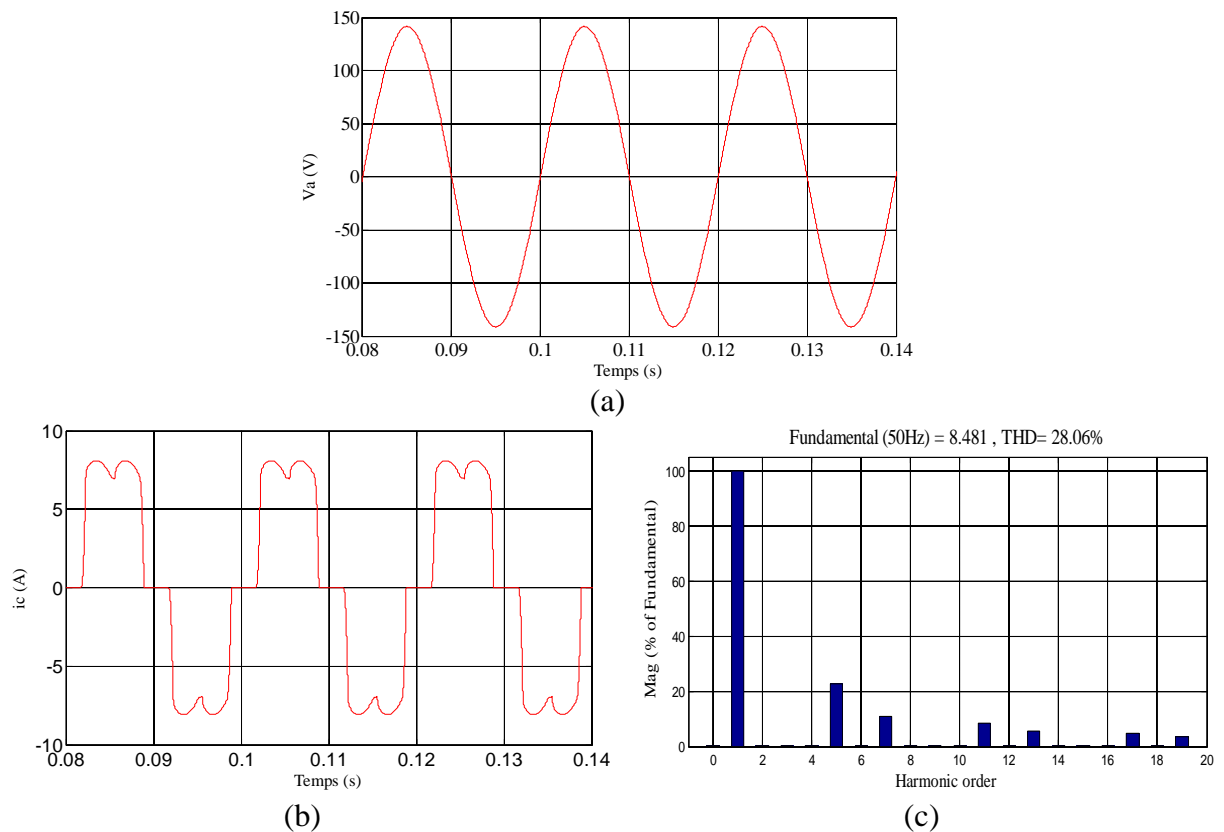


Figure 3.15 Forme d'onde avant la mise en service du FAP:

(a) de la tension de source ; (b) du courant de source (courant de la charge)

(c) spectre du courant de source

La Figure 3.15 présente la forme d'onde de la tension du réseau (Figure 3.15 (a)) ainsi que celui du courant du réseau avec son spectre fréquentiel (Figure 3.15 (b) et (c)), avant la mise en service du FAP.

D'après ces résultats, nous constatons que le courant du réseau  $i_s$  est loin d'être sinusoïdal, car il est riche en harmoniques d'ordre impair et non multiples de trois, générés par la charge non linéaire avec un taux de distorsion de 28.06%. Il est identique au courant de charge  $i_c$ , bien que la tension  $V_s$  qui l'alimente soit sinusoïdale. Par conséquent, la puissance réactive consommée par cette charge non linéaire est importante et le facteur de puissance est inférieur à un (1).

### 3.8.4 La commande pq avec PLL classique

#### 3.8.4.1 Mise en service du FAP avec la commande pq avec PLL classique

La Figure 3.16 schématise les différentes formes d'onde avant et après la mise en service du FAP. Avant la mise en service (avant  $t=0.07s$ ) nous remarquons que le courant de charge  $i_c$  et de source  $i_s$  ont la même forme (une forme distordue) et que le courant du filtre est presque nul. A l'instant  $t=0.07s$ , le FAP est mis en service il commence à injecter les courants de compensation  $i_f$  (nous ne présentons que la phase (a) pour une bonne visualisation des ondes), ce qui permet, après un transitoire, aux courants du réseau de redevenir quasi-sinusoïdaux avec un  $THDi$  qui décroît de 28.06% à 2.83%, et en phase avec leurs tensions correspondantes.

Par ailleurs, la tension  $v_{dc}$  du bus continu (prise aux bornes du condensateur de stockage  $C_{dc}$ ) arrive à atteindre sa valeur de référence  $V_{dref}$  fixée à 282.8 V dans notre cas, et ce, après un transitoire de l'ordre de 80 ms (quatre périodes).

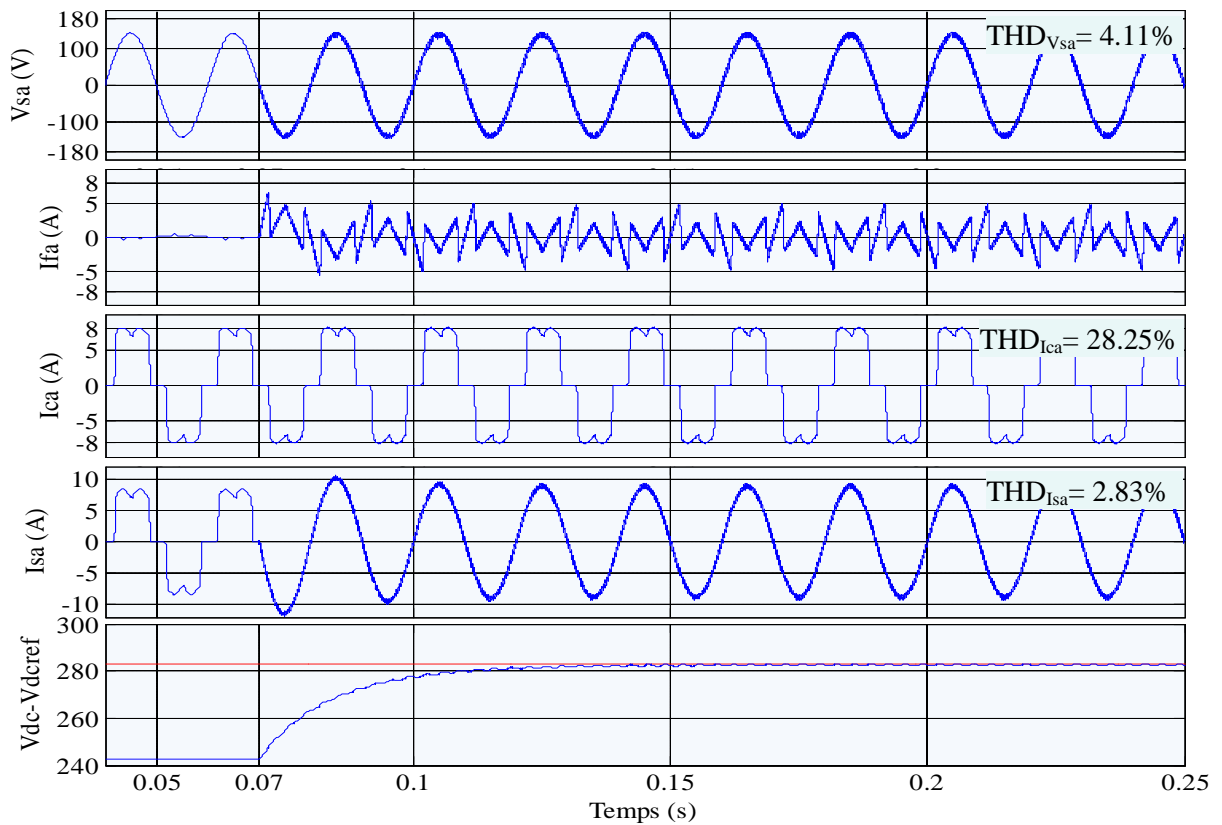


Figure 3.16 Résultats de simulation après la mise en service du FAP à  $t=0.07s$

la Figure 3.17 illustre les résultats de simulation concernant les puissances instantanées active  $p$ (W) et réactive  $q$ (Var), nous remarquons que dès que le FAP est mis en service à l'instant  $t=0.07s$ , il compense l'énergie réactive qui a été consommée par la charge non linéaire, représentée ici par un pont redresseur PD3 débitant sur une charge purement inductive ( $R_{D1}$  en série avec  $L_D$ ), ce qui n'est pas le cas avant la connexion du FAP au réseau électrique ( $t<0.07s$ ).

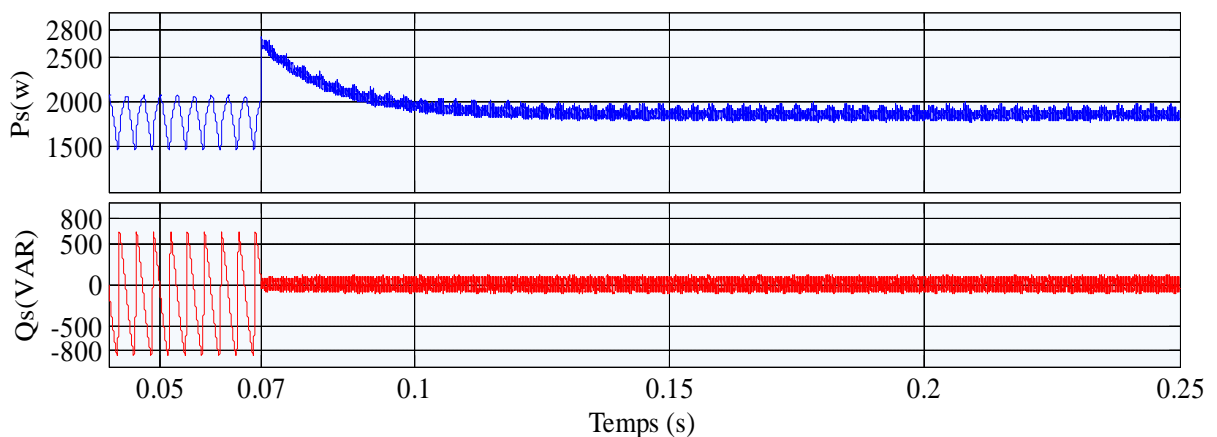
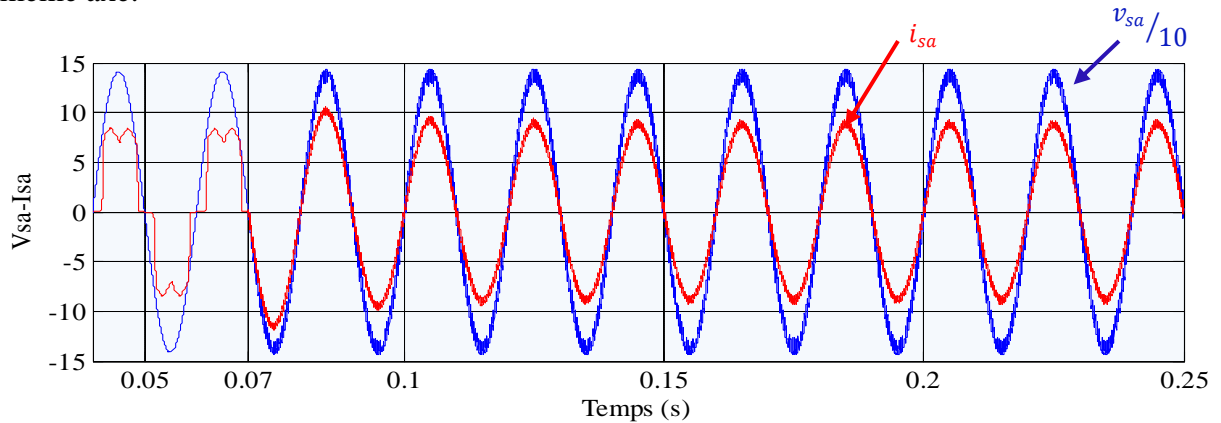


Figure 3.17 Allures des puissances instantanées active  $p$  et réactive  $q$  après la mise en service du FAP à  $t=0.07s$

Nous pouvons constater dans la Figure 3.18 que dès la mise en service du FAP à l'instant  $t=0.07s$ , le courant  $i_s$  et la tension  $v_s$  du réseau deviennent instantanément en phase. On a divisé la tension de source  $v_{sa}$  par 10 pour la visualiser avec le courant de source  $i_s$  sur le même axe.



### 3.8.4.2 Comportement du FAP en régime dynamique

Pour étudier le comportement du FAP en régime dynamique et la robustesse de la commande, nous avons procédé à une double variation de la charge non linéaire, le premier passage de  $R_{D1}$  à  $R_{D2}$ , soit une diminution soudaine de presque 33%, à l'instant  $t=0.17s$ ; le deuxième passage de  $R_{D2}$  à  $R_{D1}$ . La Figure 3.19 montre qu'à  $t=0.17s$ , les courants de charge subissent une augmentation brusque alors que ceux de la source conservent leur dynamique et leurs formes sinusoidales, sans aucune perturbation au niveau des tensions de la source. Tandis que la tension du bus continu diminue temporairement de  $\Delta V_{dc} \approx 10\%$  et atteint sa valeur de référence après un transitoire de  $\Delta t = 80ms$ .

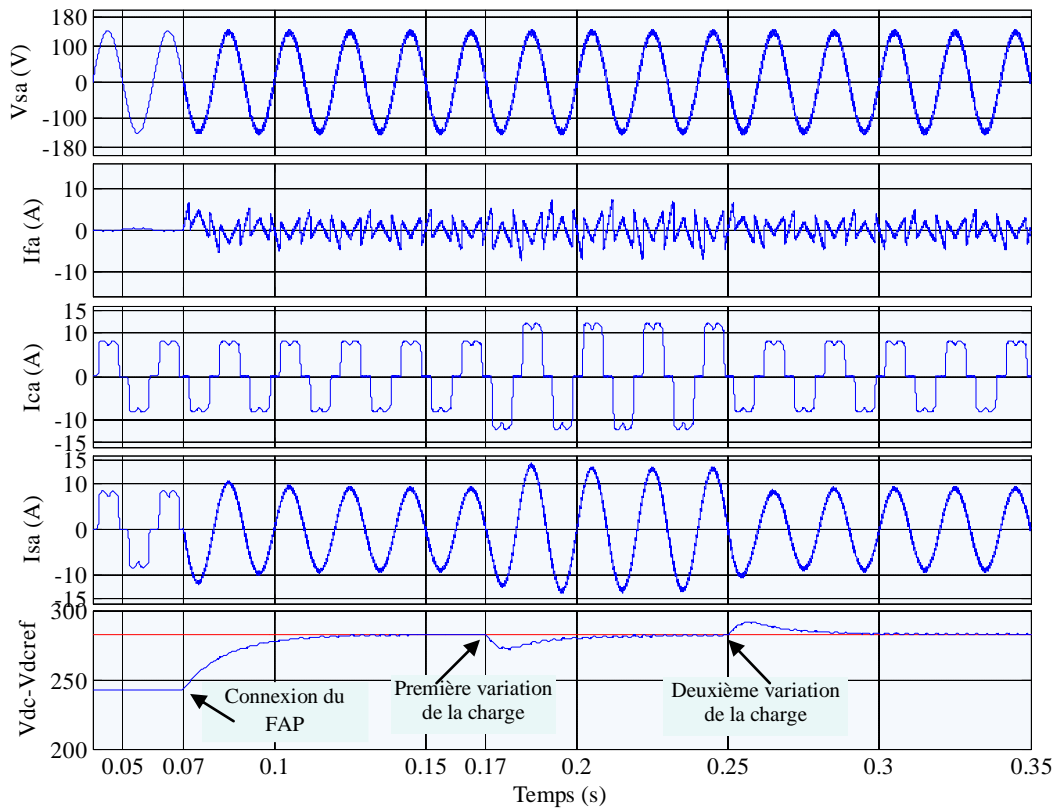


Figure 3.19 Comportement du FAP en régime dynamique

Lors de des deux variations de la charge (à  $t=0.17s$  et  $t=0.25s$ ), une puissance active nécessaire est délivrée par la source, alors que l'énergie réactive n'a subi aucun changement et demeure proche de sa référence, de valeur nulle, pour assurer une bonne compensation du réactif (Figure 3.20).

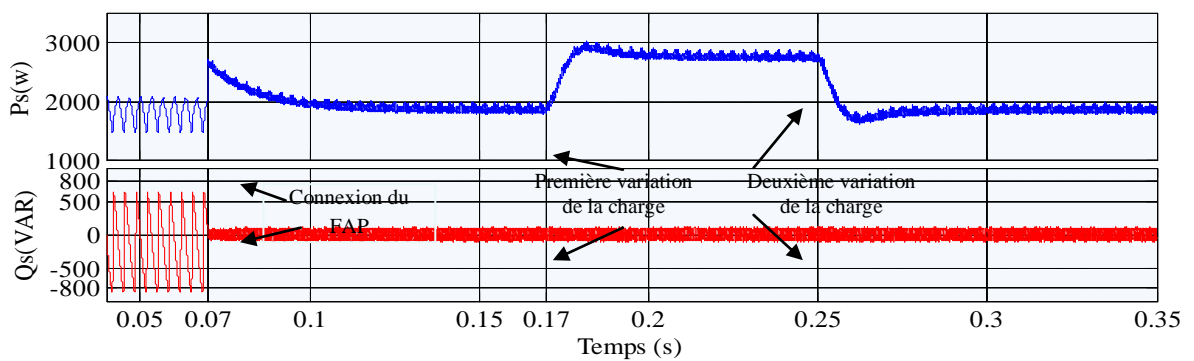


Figure 3.20 Puissances instantanées active p et réactive q en régime dynamique

Par ailleurs, la Figure 3.21 montre que le courant de source et la tension de source sont toujours en phase, malgré la variation de la charge.

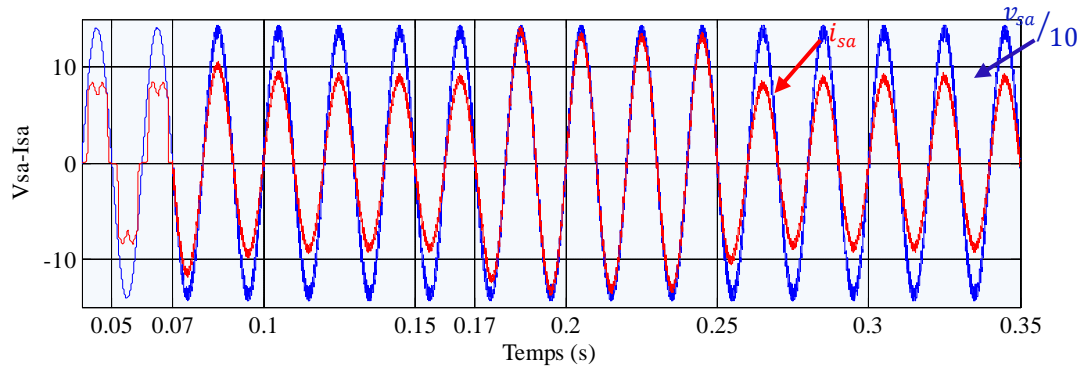


Figure 3.21 Allures de la tension et du courant du réseau pendant le régime dynamique

En conclusion, tous les résultats de simulation obtenus sont très satisfaisants et montrent bien le bon fonctionnement, l'efficacité et la robustesse du FAP et confirment la bonne réponse dynamique de la stratégie de commande appliquée (pq).

Pour tous les résultats précédents, nous avons supposé que le réseau est sain, c'est-à-dire équilibré et sans distorsion. Mais réellement ce n'est pas le cas, dans ce sens nous allons observer les résultats de simulation avec les différentes conditions du réseau.

### 3.8.4.3 Différentes conditions du réseau

En pratique la source n'est pas toujours saine, pour cela nous faisons l'étude du FAP pour les différentes conditions du réseau (équilibré sans distorsion, déséquilibré sans distorsion, équilibré avec distorsion et déséquilibré avec distorsion)

#### 3.8.4.3.1 Réseau équilibré non distordu

La Figure 3.22 montre les différentes allures des courants (du filtre, de charge et de source) et de tension de source en triphasé, pour mieux discriminer entre les phases. nous remarquons qu'à l'instant  $t=0.07s$ , le FAP est mis en service, il commence à injecter des courants ( $I_f$ ) pour compenser les courants de source. Le THD du courant de source diminue de  $THDi_s=28.25\%$  à  $THDi_s=2.82\%$ . La tension du bus continu  $V_{dc}$  atteint sa tension de référence  $V_{dcref}$  après un temps de  $0.08s$ .

Par ailleurs, la Figure 3.23 (a) montre les puissances instantanées actives et réactives. nous ne remarquons aucun changement sur la puissance réactive. Tandis que la figure 3.23 (b) montre bien que la tension et le courant de source sont en phase.

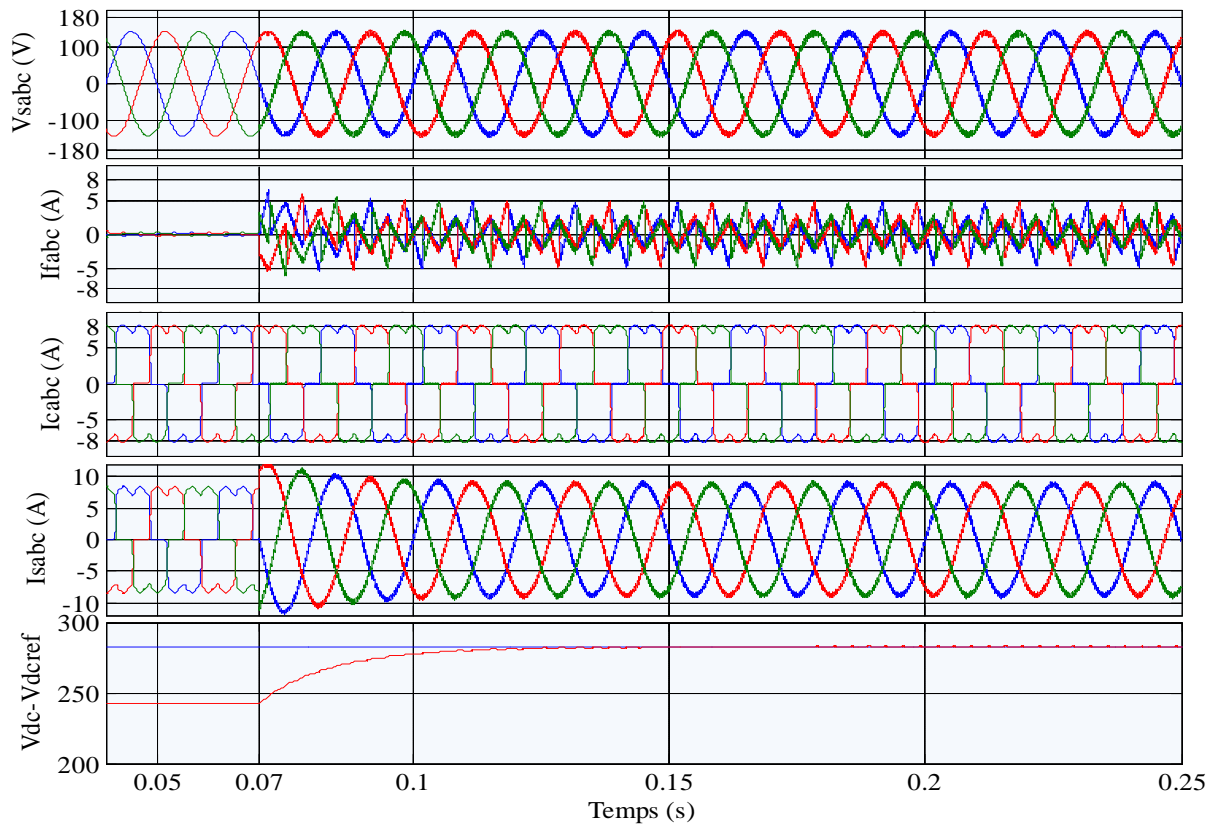


Figure 3.22 Résultats de simulation avec un réseau équilibré et non distordu

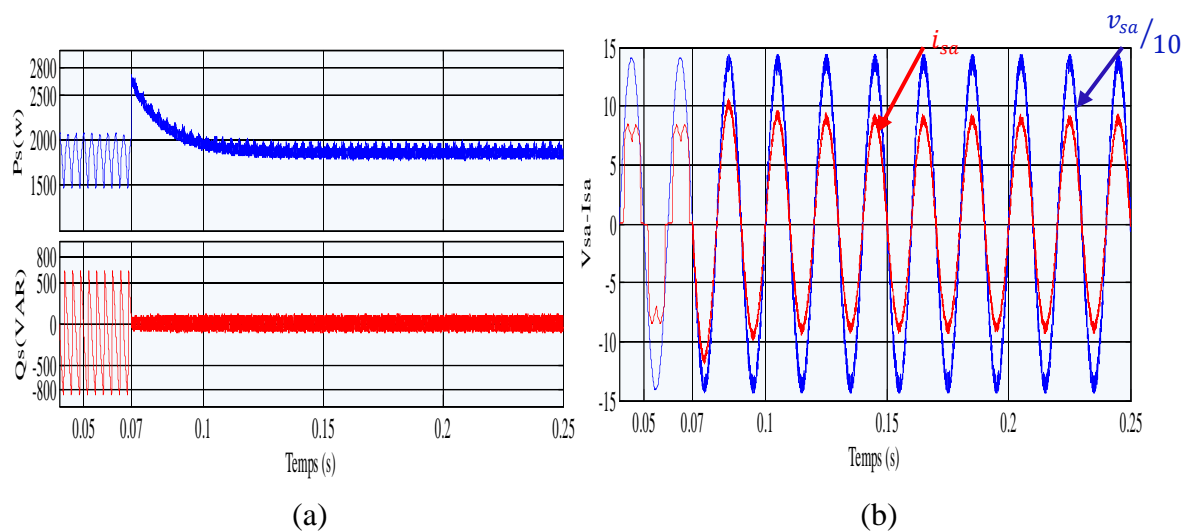


Figure 3.23 Allures des ondes avec réseau équilibré et sans distorsion

(a) puissances instantanées active et réactive

(b) déphasage entre la tension de source et le courant de source

### 3.8.4.3.2 Réseau déséquilibré et sans distorsion

Dans la Figure 3.24 nous représentons les différentes allures des courants (du filtre, de charge et de source) et de la tension de source en triphasé. Dans ce cas nous avons considéré une source déséquilibrée avec des valeurs efficaces différentes ( $V_{sa}=88.8V$ ,  $V_{sb}=100V$  et



$V_{sc}=78.4V$ ). nous remarquons qu'à l'instant  $t=0.07s$ , le temps de branchement du FAP, il commence à injecter des courants ( $I_f$ ) pour compenser les courants de source. Le THD du courant de source décroît de  $THDi_s=28.99\%$  à  $THDi_s=5.13\%$ , il est ainsi amélioré mais il ne parvient pas à la norme IEEE-519. Les courants de source deviennent presque équilibrés ( $I_{sa}=5.65A$ ,  $I_{sb}=5.7A$  et  $I_{sc}=5.4A$ ). La tension du bus continu  $V_{dc}$  suit sa tension de référence  $V_{dcref}$  après un temps de  $0.08s$ .

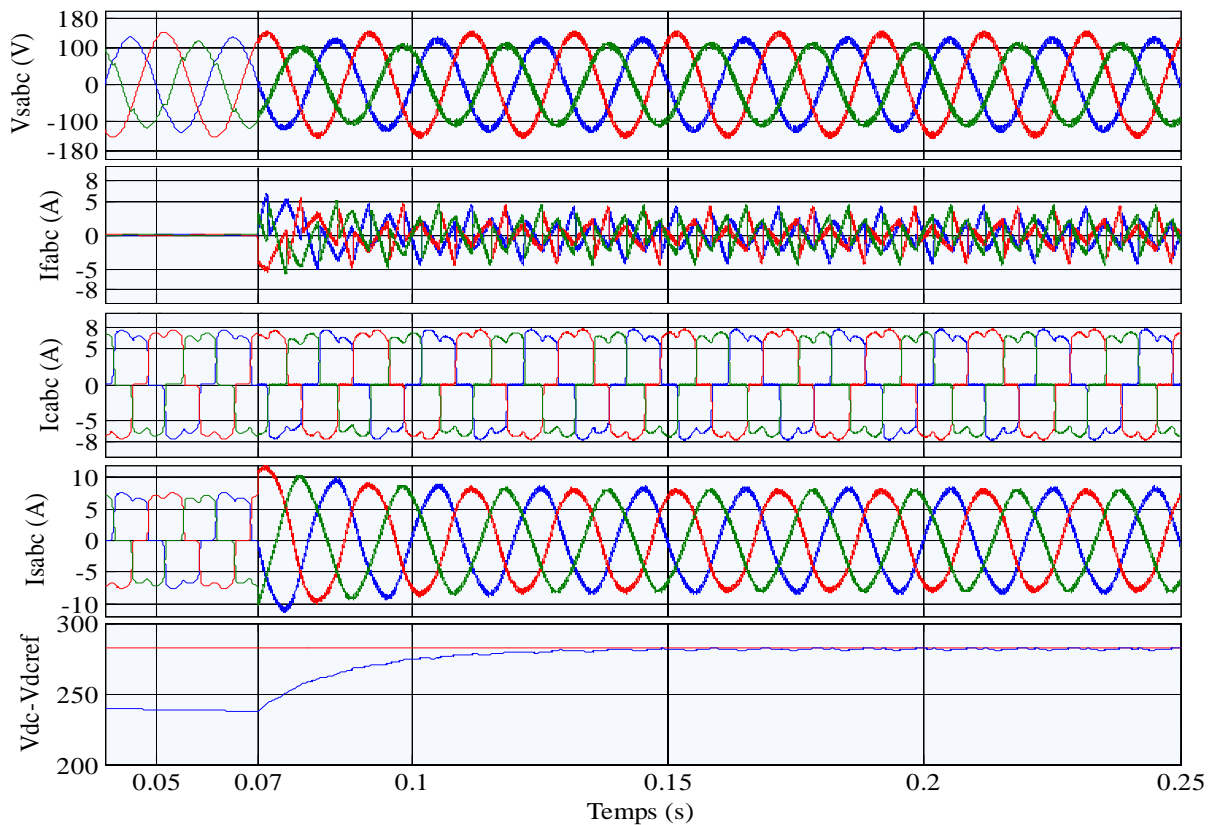


Figure 3.24 Résultats de simulation avec un réseau déséquilibré et sans distorsion

D'autre part, la Figure 3.25 (a) montre les puissances instantanées active et réactive, aucun changement sur la puissance réactive n'est remarqué. Tandis que la figure 3.25 (b) montre bien que la tension et le courant de source sont en phase.

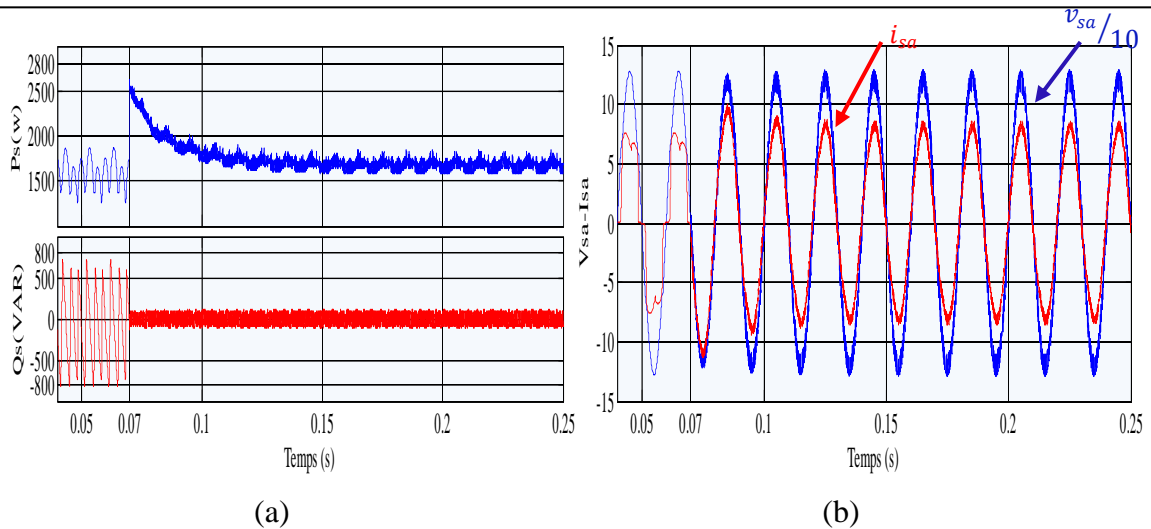


Figure 3.25 Allures des ondes avec réseau déséquilibré et sans distorsion

(a) puissances instantanées active et réactive

(b) déphasage entre la tension de source et le courant de source

### 3.8.4.3.3 Réseau équilibré avec distorsion

La Figure 3.26 visualise les différentes allures des courants (du filtre, de charge et de source) et de tension de source en triphasé. Dans ce cas nous avons utilisé une source équilibrée mais riche en harmonique ( $THD_{V_{sa}}=25.33\%$ ,  $THD_{V_{sb}}=25.33\%$  et  $THD_{V_{sc}}=25.33\%$ ) avec la même valeur efficace ( $V_{sa}=103$ V,  $V_{sb}=103$ V et  $V_{sc}=103$ V). nous remarquons qu'à l'instant  $t=0.07$ s, le FAP est mis en service, il injecte des courants ( $I_f$ ) pour compenser les courants de source. Le THD du courant de source décroît de  $THD_{i_s}=33.70\%$  à  $THD_{i_s}=10.84\%$ , il est ainsi amélioré mais loin de la norme IEEE-519, malgré que les courants de source deviennent presque équilibrés ( $I_{sa}=6.33$ A,  $I_{sb}=6.26$ A et  $I_{sc}=6.33$ A). La tension du bus continu  $V_{dc}$  suit sa tension de référence  $V_{dcref}$  après un temps de 0.08s.

D'autre part la Figure 3.27 (a) montre les puissances instantanées active et réactive, on ne remarque aucun changement sur la puissance réactive, dans la figure 3.27 (b) nous observons bien que la tension de source et le courant de source sont en phase.

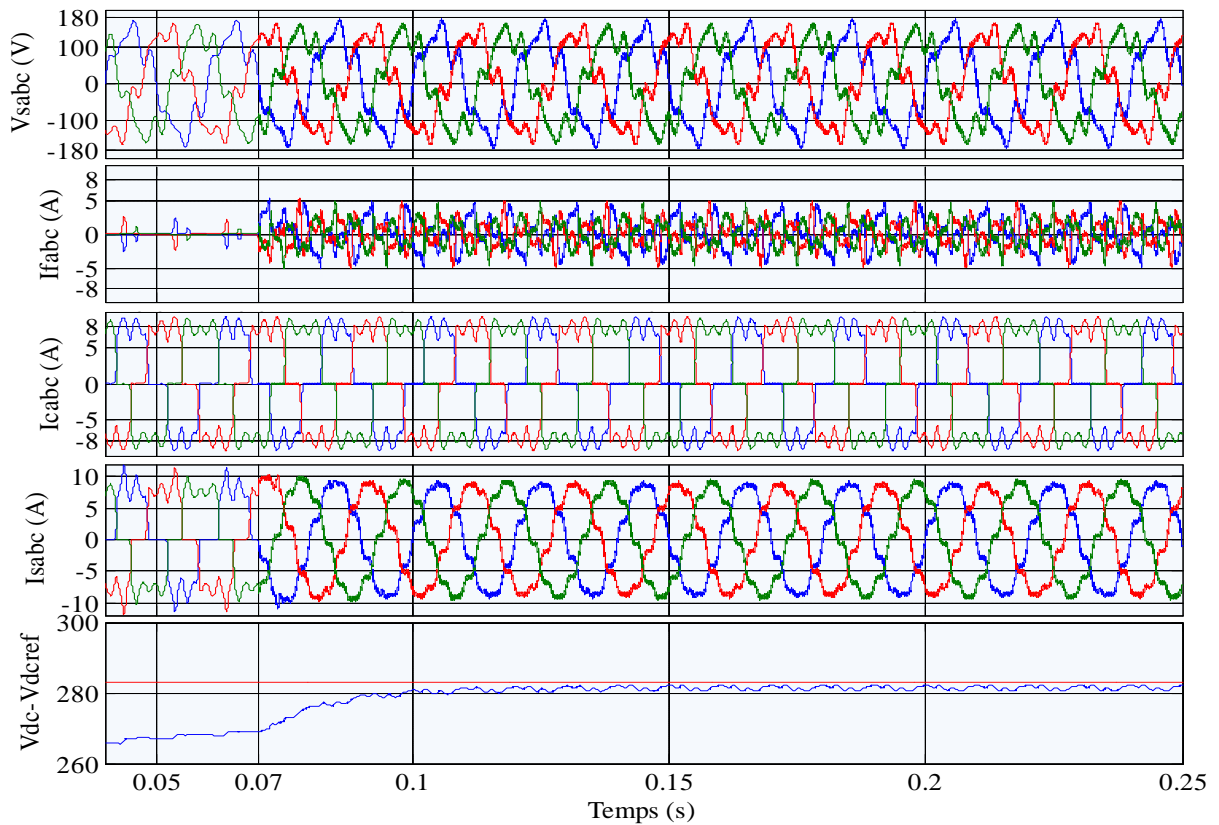


Figure 3.26 Résultats de simulation avec un réseau équilibré et distordu

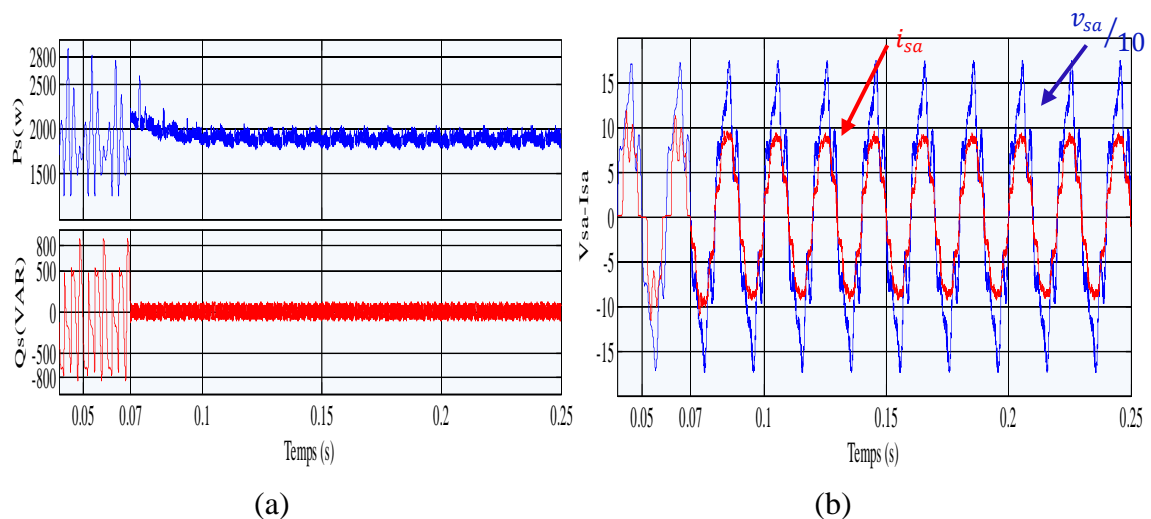


Figure 3.27 Allures des ondes avec réseau équilibré et distordu

(a) puissances instantanées active et réactive

(b) déphasage entre la tension de source et le courant de source

#### 3.8.4.3.4 Réseau déséquilibré et distordu

C'est le cas le plus défavorable pour le réseau. La Figure 3.28 montre les différentes allures des courants (du filtre, de charge et de source) et de tension de source en triphasé. Dans ce cas une source déséquilibrée et riche en harmonique ( $THD_{V_{sa}}=28.16\%$ ,  $THD_{V_{sb}}$

=25.33% et  $THD_{V_{sc}}=25.35\%$ ) avec différentes valeurs efficaces ( $V_{sa}=92V$ ,  $V_{sb}=103V$  et  $V_{sc}=82V$ ). On remarque qu'à l'instant  $t=0.07s$ , le FAP est mis en service, injecte des courants ( $I_f$ ) pour compenser les courants de source. Le THD du courant de source décroît de  $THD_{i_s}=37.12\%$  à  $THD_{i_s}=11.79\%$ , il est ainsi amélioré mais il est supérieur à la norme IEEE-519, malgré que les courants de source deviennent presque équilibrés ( $I_{sa}=5.77A$ ,  $I_{sb}=5.80A$  et  $I_{sc}=5.56A$ ). La tension du bus continu  $V_{dc}$  suit sa tension de référence  $V_{dcref}$  après un temps de  $0.08s$ .

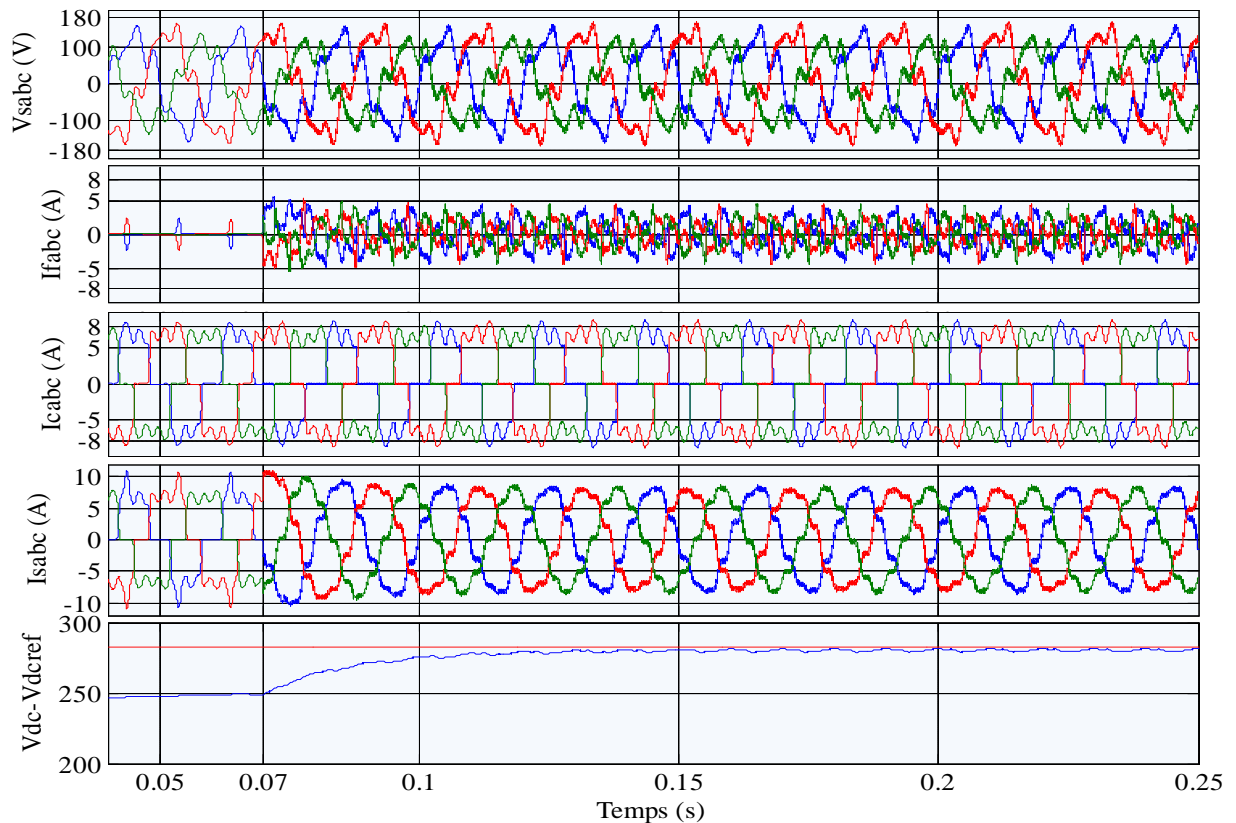


Figure 3.28 Résultats de simulation avec un réseau déséquilibré et distordu

La Figure 3.29 (a) indique les puissances instantanées active et réactive, aucun changement n'est remarqué sur la puissance réactive. Alors que la figure 3.29 (b) montre bien que la tension et le courant de source ne sont pas déphasés.

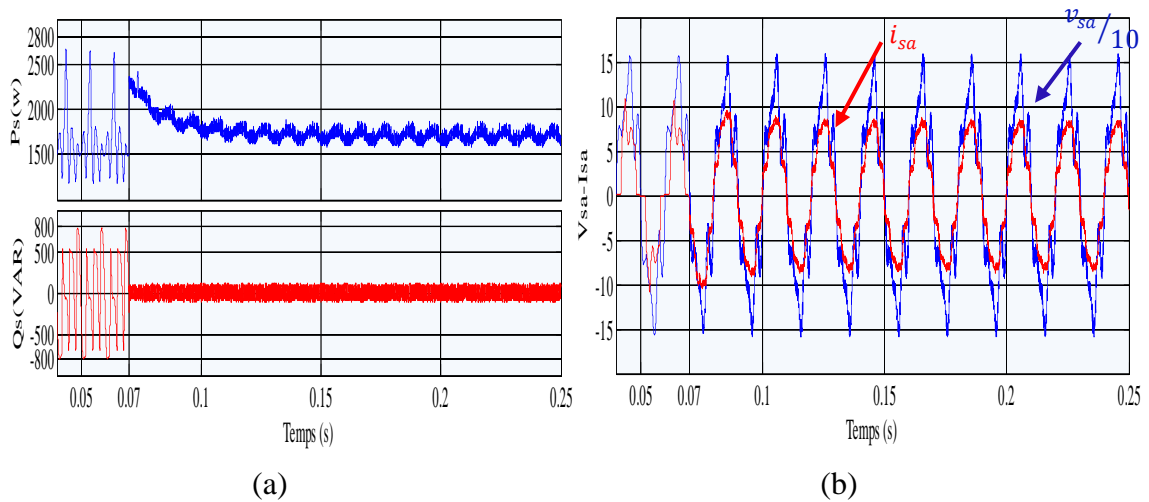


Figure 3.29 Allures des ondes avec réseau déséquilibré et distordu

(a) puissances instantanées active et réactive

(b) déphasage entre la tension de source et le courant de source

### 3.8.4.3.5 Réseau avec les différents états

Pour montrer la dynamique du FAP avec cette méthode, nous avons simulé le modèle en succession, à  $t=0.07$ s le FAP est inséré avec une source saine (équilibrée et non distordue), jusqu'à  $t=0.2$ s, où la source devient déséquilibrée et toujours non distordue, jusqu'à  $t=0.3$ s où la source devient équilibrée mais riche en harmoniques, à  $t=0.4$ s l'état de la source est le plus défavorable (déséquilibrée et distordue). Dans les Figures 3.30 et 3.31 les allures des ondes pour les différents états du réseau sont bien nette.

En conclusion, nous pouvons déduire que la méthode pq avec PLL classique n'est satisfaisante qu'avec un réseau sain (équilibré et non distordu).

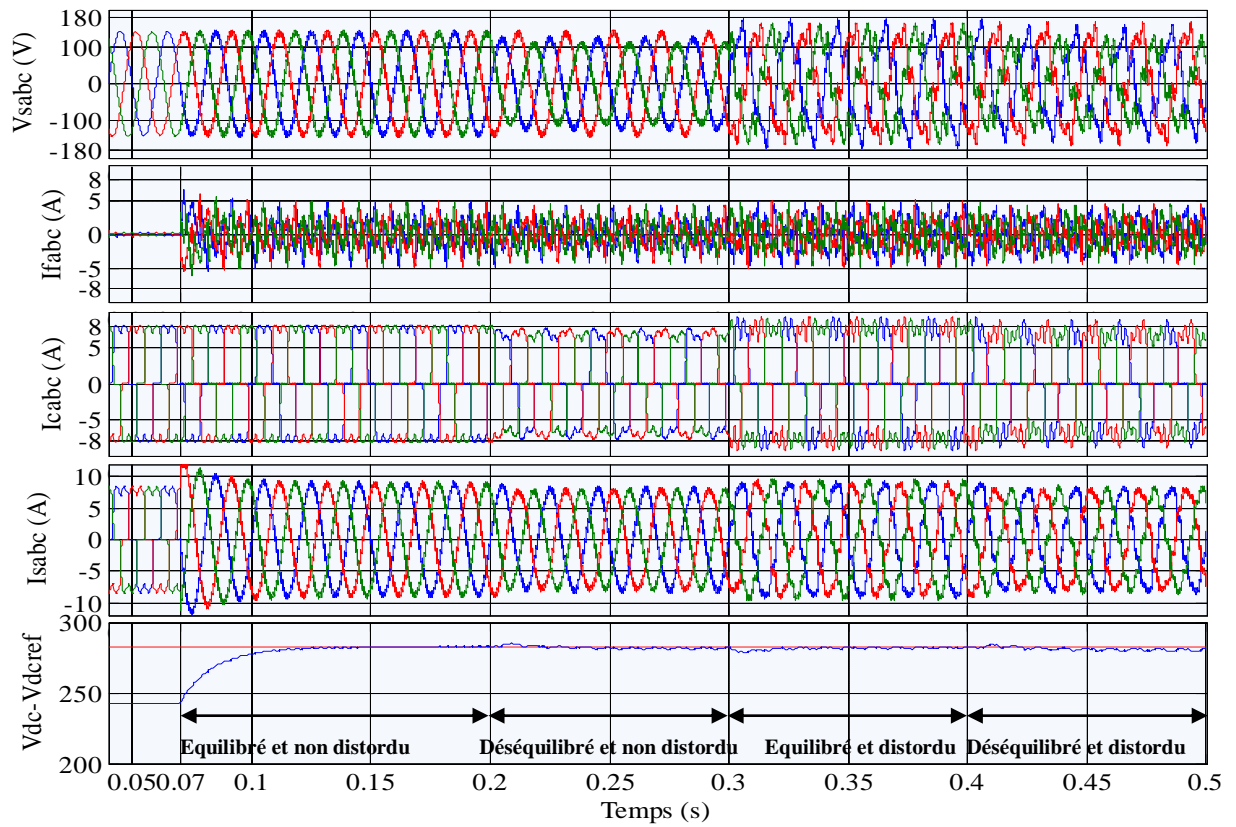


Figure 3.30 Résultats de simulation avec les différents états du réseau

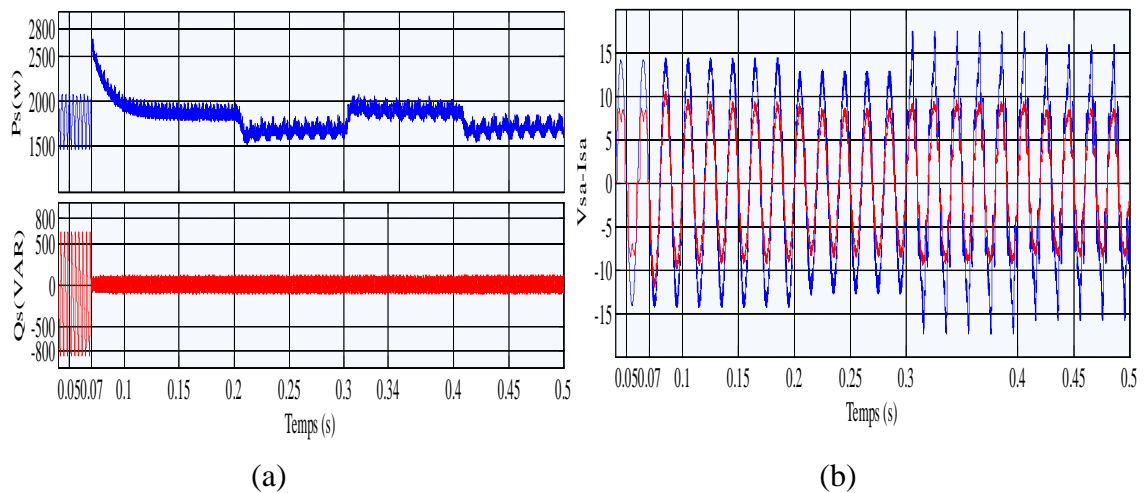


Figure 3.31 Allures des ondes avec réseau déséquilibré et distordu

(a) puissances instantanées active et réactive

(b) déphasage entre la tension et le courant de source

### 3.8.5 La Commande pq avec PLL modifiée

#### 3.8.5.1 Mise en service du FAP avec la commande pq avec PLL modifiée

La Figure 3.32 expose les différentes ondes des courants et de tension, avant et après l'insertion du FAP. Avant ( $t=0.07s$ ) nous remarquons que le courant de charge et le courant de source ont la même forme (distordue) avec un  $THD_i=28.25\%$  et que le courant du filtre est

presque nul. A l'instant  $t=0.07s$ , le FAP est mis en marche, il injecte les courants de compensation  $i_f$ , riche en harmoniques, ce qui permet, après un transitoire, aux courants du réseau de redevenir quasi-sinusoïdaux avec un  $THDi$  qui chute de 28.25% à 2.83%, et en phase avec leurs tensions correspondantes.

En outre, la tension  $V_{dc}$  du bus continu (prise aux bornes du condensateur de stockage  $C_{dc}$ ) demeure bien régulée à sa valeur de référence  $V_{dcref}$  fixée à 282.8 V dans notre cas, après un transitoire de l'ordre de 80 ms (quatre périodes).

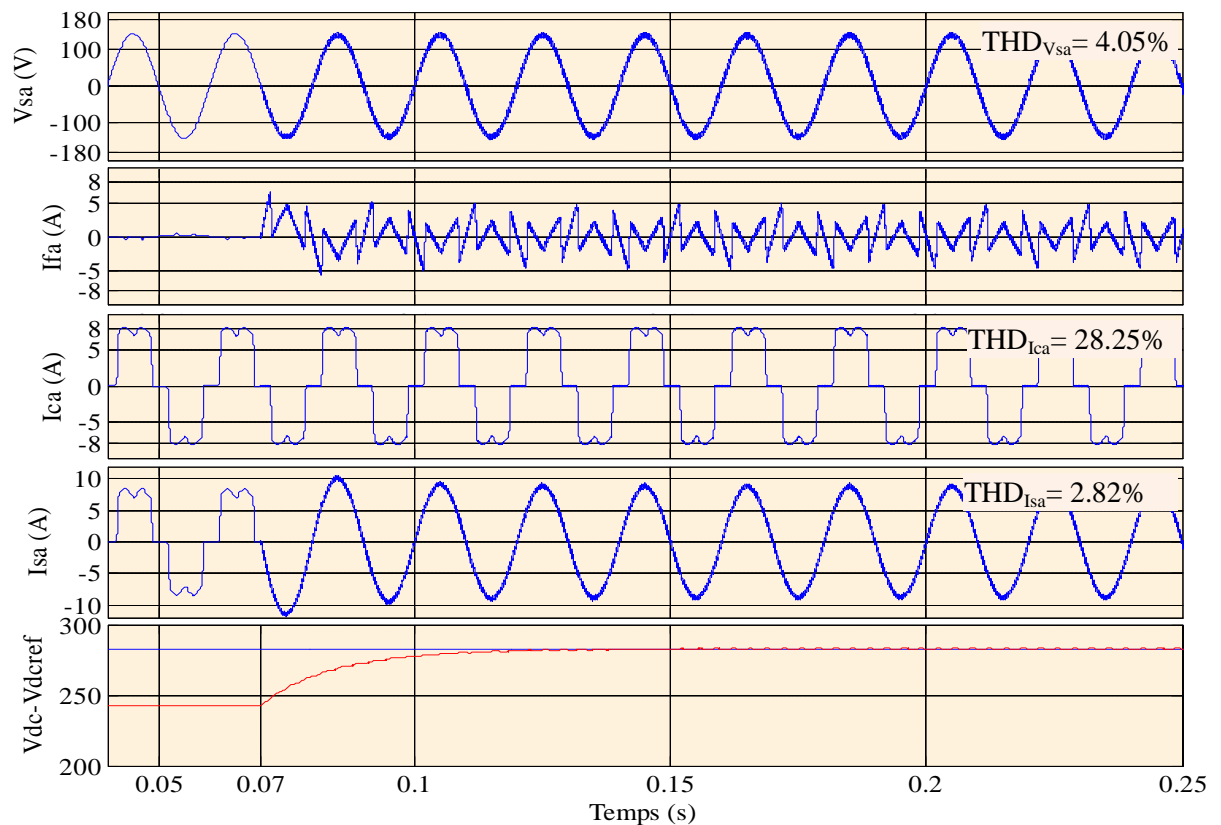


Figure3.32 Résultats de simulation après la mise en service du FAP à  $t=0.07s$

La Figure 3.33 illustre les résultats de simulation concernant les puissances instantanées active  $p$  et réactive  $q$ , nous remarquons qu'à l'instant  $t=0.07s$ , le FAP est mis en service. Ce dernier arrive à compenser l'énergie réactive qui a été consommée par la charge non linéaire qui est représentée ici par un pont redresseur PD3 débitant sur une charge purement inductive ( $R_{D1}$  en série avec  $L_D$ ), ce qui n'est pas le cas avant le branchement du FAP au réseau électrique ( $t < 0.07s$ ).

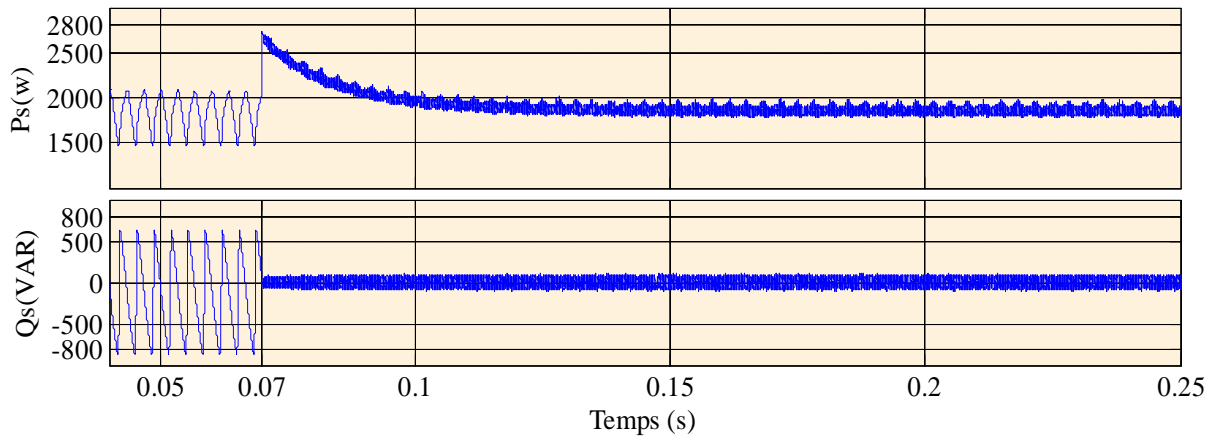


Figure 3.33 Allures des puissances instantanées active P et réactive Q après la mise en service du FAP à  $t=0.07s$

Nous pouvons constater d'après la Figure 3.34 que dès la mise en service du FAP à l'instant  $t=0.07s$ , le courant  $i_s$  et la tension  $V_s$  du réseau deviennent instantanément en phase.

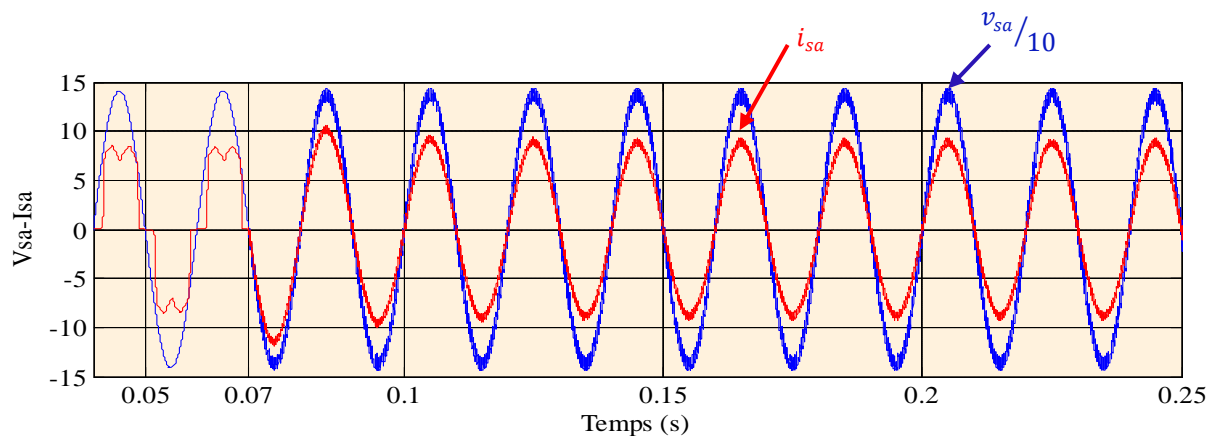


Figure 3.34 Allures de la tension et du courant du réseau

### 3.8.5.2 Comportement du FAP en régime dynamique

Pour étudier le comportement du FAP en régime transitoire et la robustesse de la commande, nous avons fait une double variation de la charge non linéaire, le premier passage de  $R_{D1}$  à  $R_{D2}$ , soit une diminution soudaine de presque 33%, à l'instant  $t=0.17s$ ; le deuxième passage de  $R_{D2}$  à  $R_{D1}$ . La Figure 3.35 indique qu'à  $t=0.17s$ , les courants de charge subissent une augmentation brusque alors que ceux de la source conservent leur dynamique et leurs formes sinusoidales, sans aucune perturbation au niveau des tensions de la source, tandis que la tension du bus continu diminue temporairement de  $\Delta V_{dc} \approx 10\%$  et atteint sa valeur de référence après un transitoire de  $\Delta t = 80ms$ .



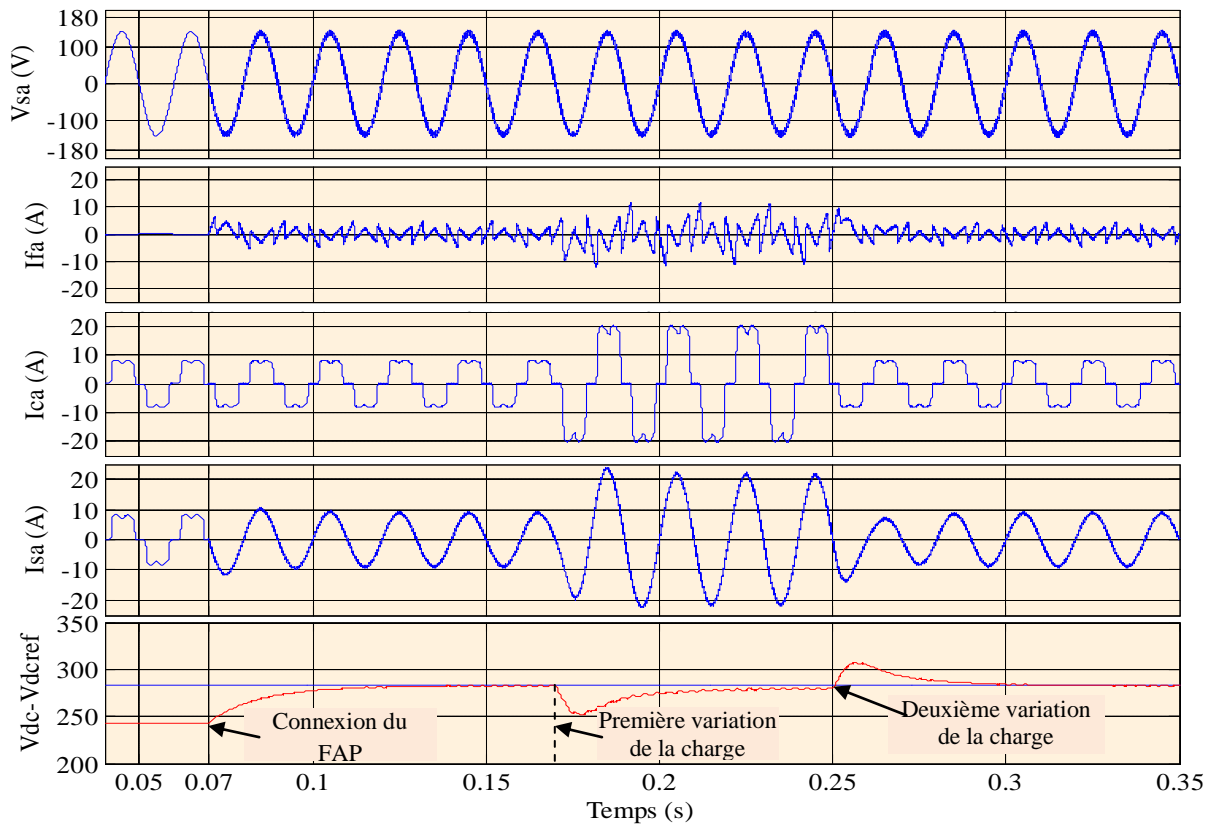


Figure 3.35 Comportement du FAP en régime dynamique

Lors de la première variation de la charge, une puissance active nécessaire est délivrée par la source à partir de l'instant  $t=0.17s$ , alors que l'énergie réactive n'a subi aucun changement et reste proche de sa référence de valeur nulle, pour assurer une bonne compensation du réactif, même remarque pour la deuxième variation à l'instant  $t=0.25s$  (Figure 3.36).

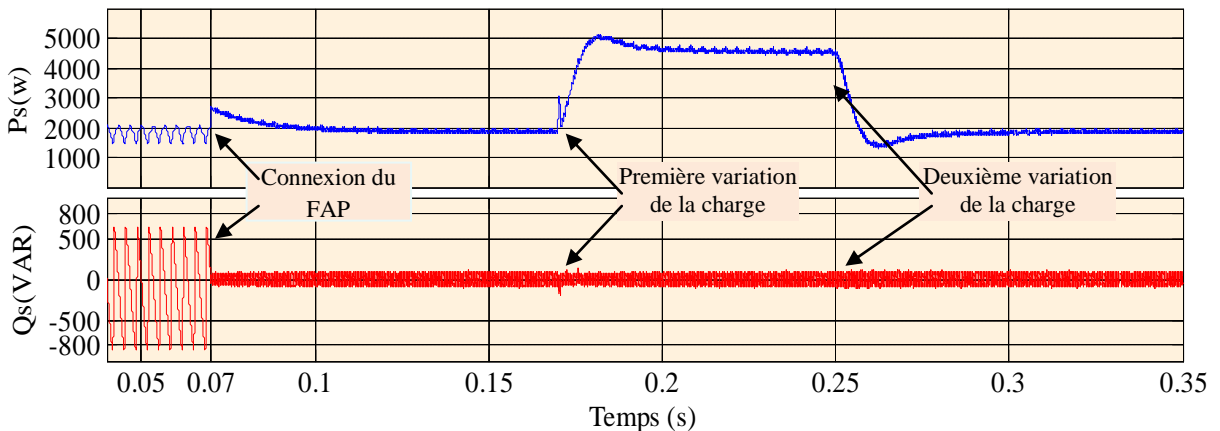


Figure 3.36 Puissances instantanées active P et réactive Q en régime dynamique

Par ailleurs, la Figure 3.37 montre que le courant et la tension de source sont toujours en phase, malgré la variation de la charge.

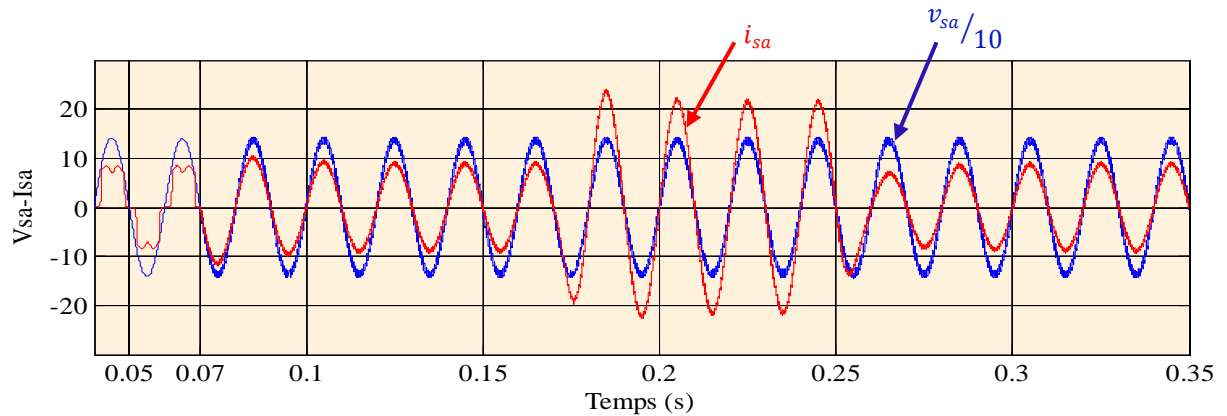


Figure 3.37 Allures de la tension et du courant du réseau pendant le régime dynamique

En conclusion, tous les résultats de simulation obtenus sont très satisfaisants et montrent bien le bon fonctionnement, l'efficacité et la robustesse du FAP et confirment la bonne réponse dynamique de la stratégie de commande appliquée (pq avec PLL modifiée).

Pour tous les résultats précédents, on a supposé que le réseau est sain, c'est-à-dire équilibré et sans distorsion. Mais en réalité ce n'est pas le cas, alors on va voir les résultats de simulation avec les différents cas du réseau.

### 3.8.5.3 Comportement du FAP pour les différents états du réseau

En pratique la source n'est pas toujours saine, pour cela nous faisons l'étude du FAP pour les différents cas du réseau (équilibré sans distorsion, déséquilibré sans distorsion, équilibré avec distorsion et déséquilibré avec distorsion)

#### 3.8.5.3.1 Réseau équilibré non distordu

La Figure 3.38 fait apparaître les différentes allures des courants (du filtre, de charge et de source) et de tension de source en triphasé. Nous remarquons qu'à l'instant  $t=0.07s$ , le FAP est mis en service, il injecte des courants ( $I_f$ ) pour compenser les courants de source. Le THD du courant de source chute de  $THDi_s=28.25\%$  à  $THDi_s=2.82\%$ . La tension du bus continu  $V_{dc}$  atteint sa tension de référence  $V_{dcref}$  après un temps de  $0.08s$ .

Dans La Figure 3.39 (a) nous remarquons que la puissance réactive varie autour de sa puissance de référence nulle et que la tension et le courant de source sont en phase (Figure 3.39 (b)).

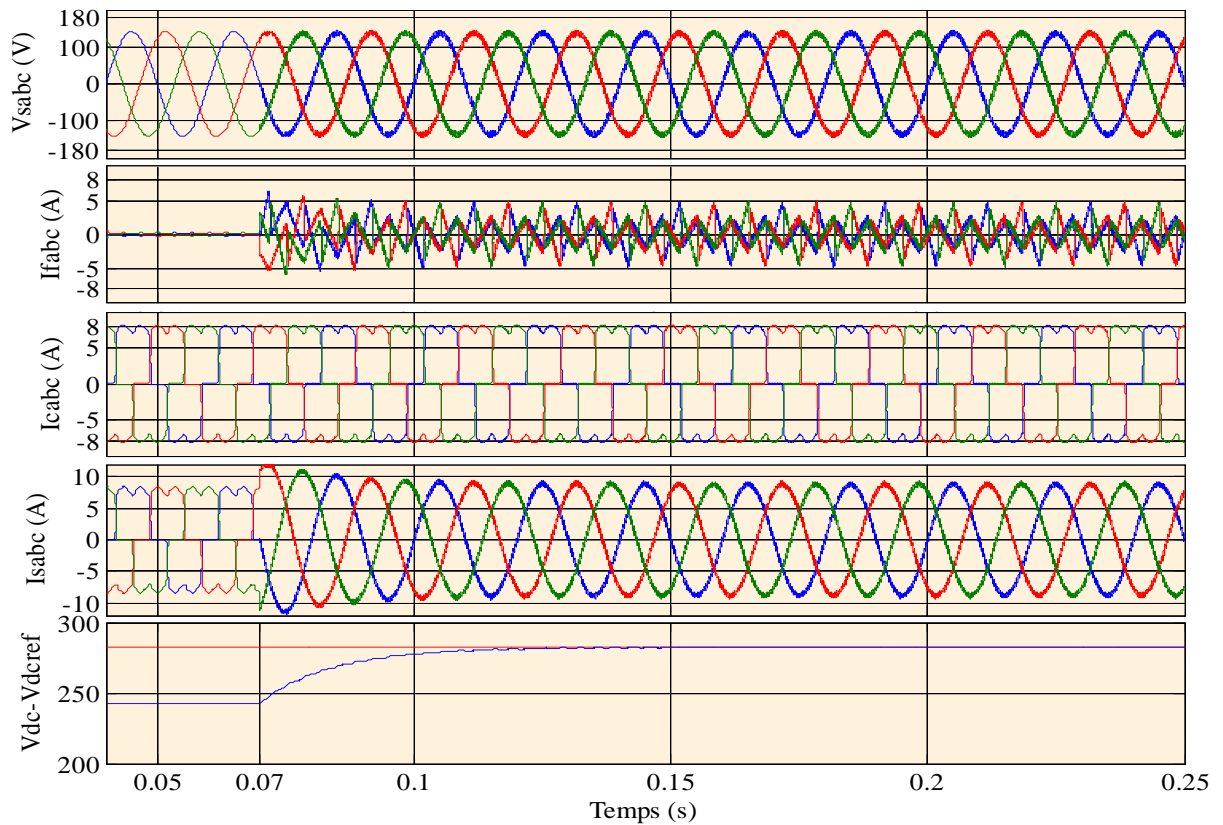


Figure 3.38 Résultats de simulation avec un réseau équilibré et sans distorsion

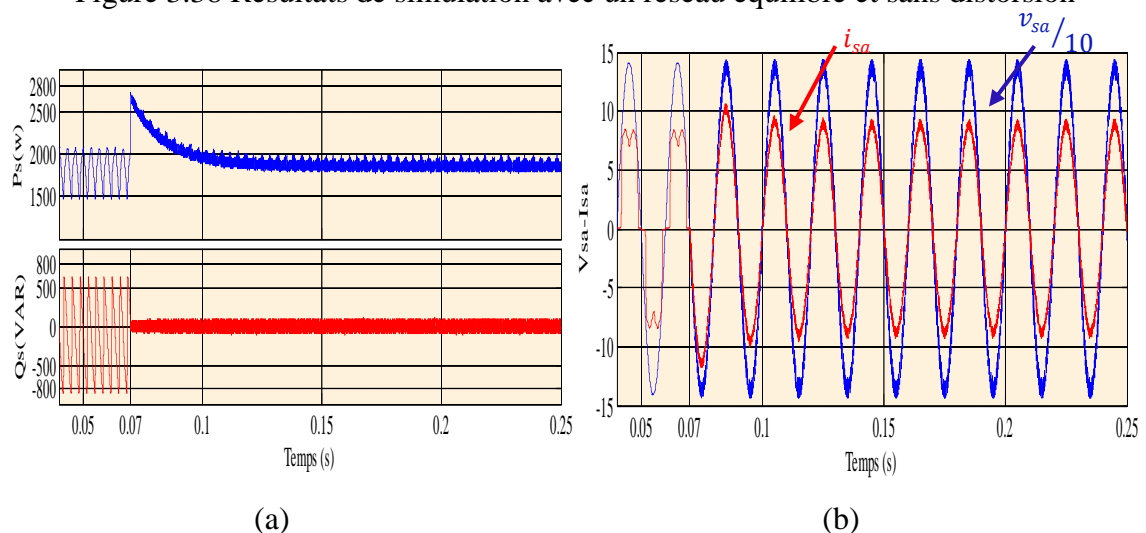


Figure 3.39 Allures des ondes avec réseau équilibré et sans distorsion

(a) puissances instantanées active et réactive

(b) déphasage entre la tension de source et le courant de source

### 3.8.5.3.2 Réseau déséquilibré non distordu

Dans la Figure 3.40 nous observons les différentes allures des courants (du filtre, de charge et de source) et la tension de source en triphasé. Dans ce cas nous avons une source déséquilibrée avec des valeurs efficaces différentes ( $V_{sa}=88.75\text{V}$ ,  $V_{sb}=100\text{V}$  et  $V_{sc}=77.77\text{V}$ ). Nous remarquons qu'à l'instant  $t=0.07\text{s}$ , le FAP est mis en service, il injecte des courants ( $I_f$ )

pour compenser les courants de source. Le THD du courant de source est fortement amélioré, il décroît de  $THDi_s=28.97\%$  à  $THDi_s=3.54\%$ . Les courants de source deviennent presque équilibrés ( $I_{sa}=5.66A$ ,  $I_{sb}=5.54A$  et  $I_{sc}=5.57A$ ). La tension du bus continu  $V_{dc}$  atteint sa tension de référence  $V_{dcref}$  après un temps de 0.08s.

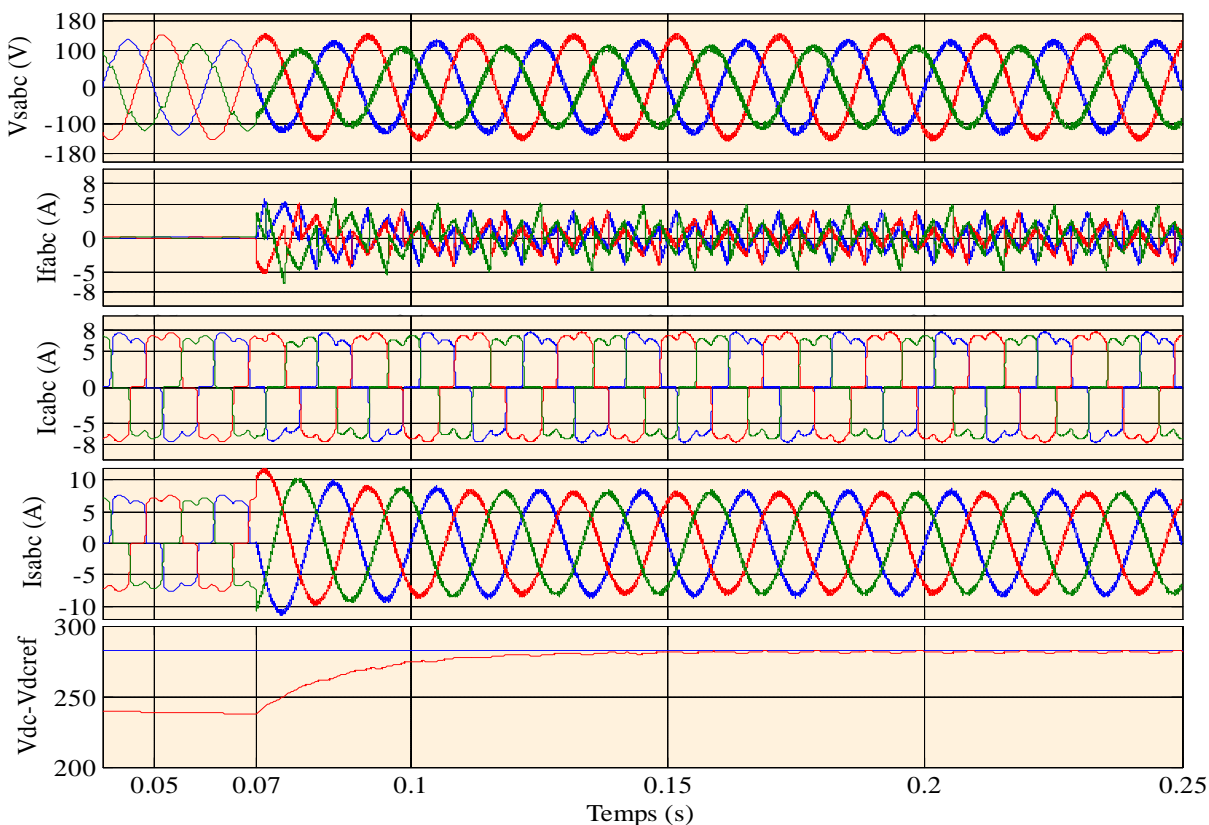


Figure 3.40 Résultats de simulation avec un réseau équilibré et sans distorsion

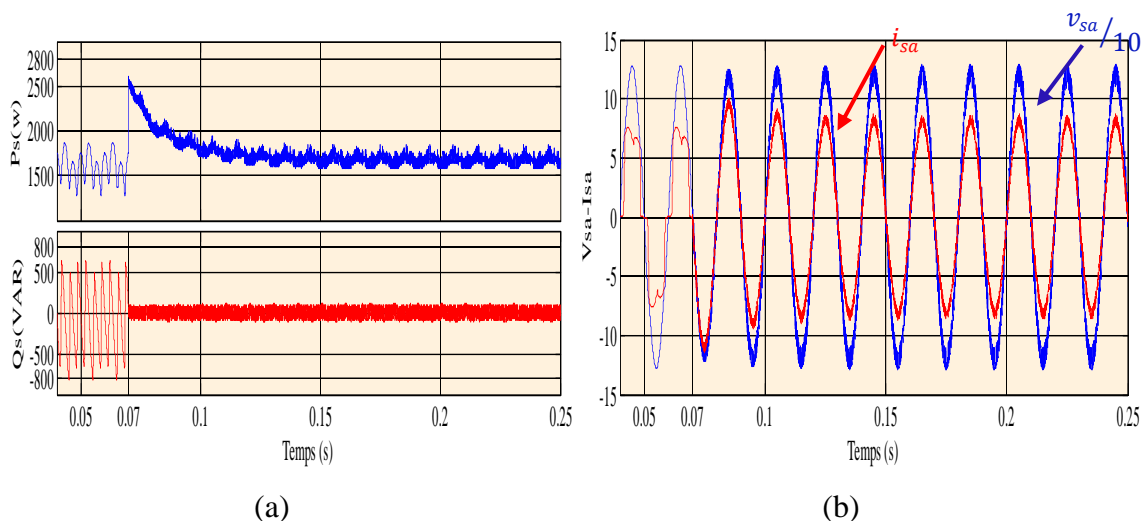


Figure 3.41 Allures des ondes avec réseau équilibré et sans distorsion

(a) puissances instantanées active et réactive

(b) déphasage entre la tension de source et le courant de source

## 3.8.5.3.3 Réseau équilibré et distordu

La Figure 3.42 visualise les différentes allures des courants (du filtre, de charge et de source) et de la tension de source en triphasé. Dans ce cas une source équilibrée mais riche en harmonique ( $THD_{V_{sa}}=25.34\%$ ,  $THD_{V_{sb}}=25.30\%$  et  $THD_{V_{sc}}=25.34\%$ ) avec la même valeur efficace ( $V_{sa}=103V$ ,  $V_{sb}=103V$  et  $V_{sc}=103V$ ). Nous remarquons qu'à l'instant  $t=0.07s$ , le FAP est mis en service, il injecte des courants ( $I_f$ ) pour compenser les courants de source. Le THD du courant de source est fortement amélioré, il décroît de  $THD_{i_s}=33.70\%$  à  $THD_{i_s}=2.95\%$ . Les courants de source deviennent presque équilibrés ( $I_{sa}=6.36A$ ,  $I_{sb}=6.30A$  et  $I_{sc}=6.35A$ ). La tension du bus continu  $v_{dc}$  suit sa tension de référence  $V_{dcref}$  après un temps de  $0.08s$ .

Par ailleurs la Figure 3.43 (a) montre les puissances instantanées active et réactive, aucun changement n'est remarqué sur la puissance réactive. Le courant et la tension de source sont en phase (Figure 3.43 (b)).

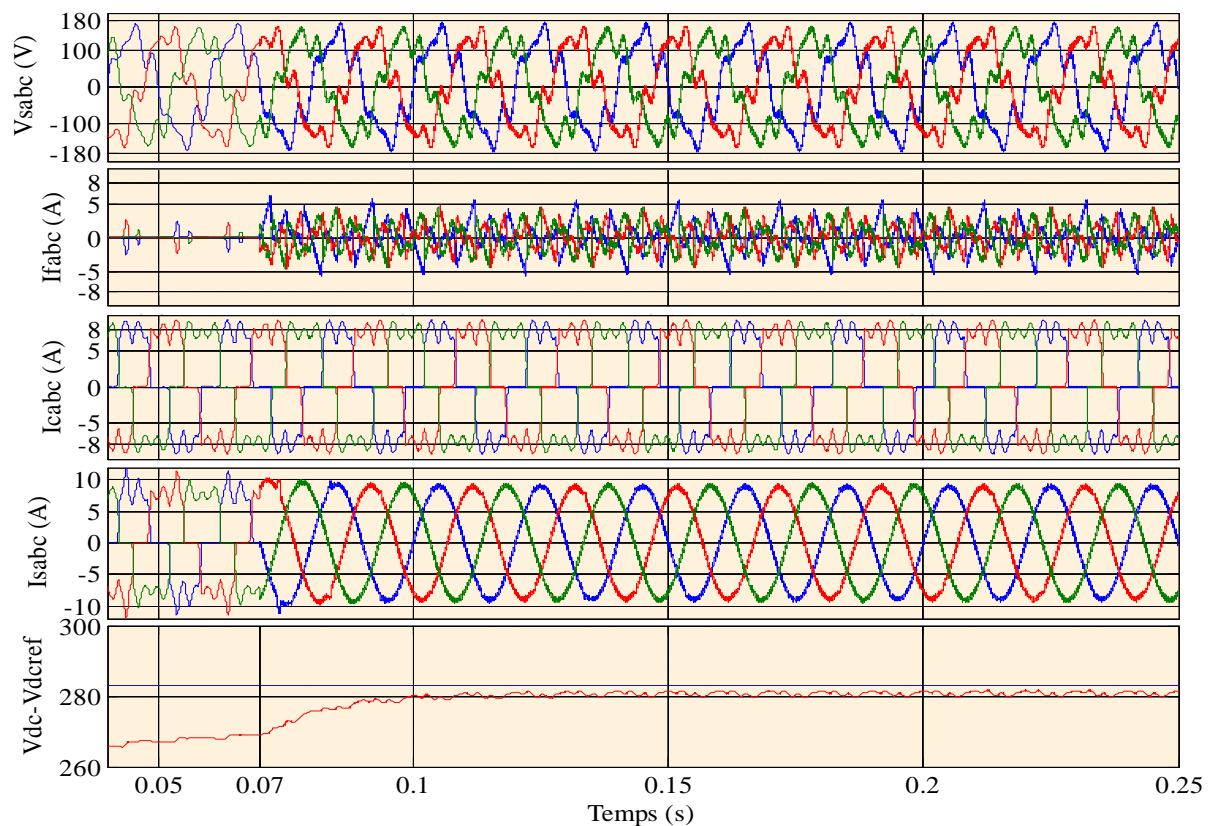
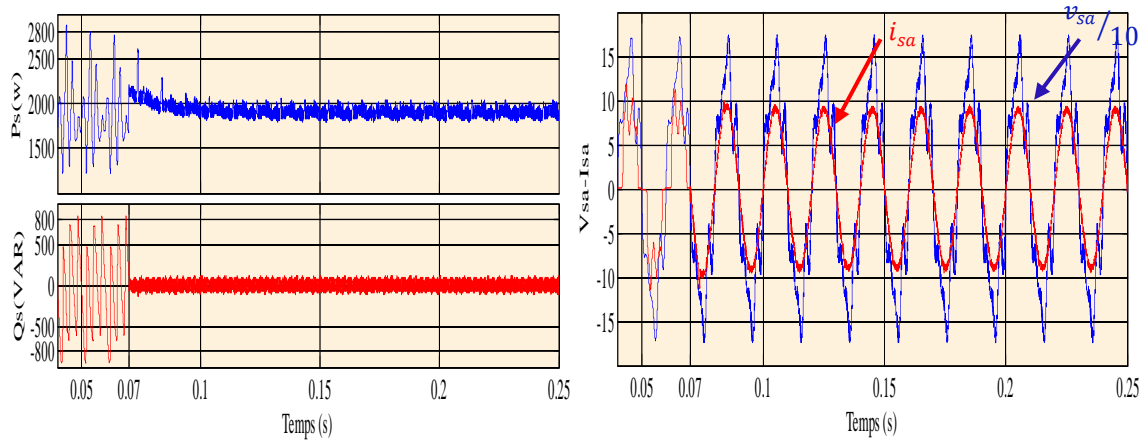


Figure 3.42 Résultats de simulation avec un réseau équilibré et distordu



(a)

(b)

Figure 3.43 Allures des ondes avec réseau équilibré et distordu

(a) puissances instantanées active et réactive

(b) déphasage entre la tension de source et le courant de source

#### 3.8.5.3.4 Réseau déséquilibré et distordu

C'est le cas le plus défavorable pour le réseau ( Figure 3.44). Dans ce cas nous avons utilisé une source déséquilibrée et riche en harmonique ( $THD_{V_{sa}}=28.70\%$ ,  $THD_{V_{sb}}=25.45\%$  et  $THD_{V_{sc}}=32.81\%$ ) avec des valeurs efficaces différentes ( $V_{sa}=92V$ ,  $V_{sb}=103V$  et  $V_{sc}=81V$ ). Nous remarquons qu'à l'instant  $t=0.07s$ , le FAP est mis en service, il injecte des courants ( $i_f$ ) pour compenser les courants de source. Le THD du courant de source est amélioré et décroît de  $THD_{i_s}=37.98\%$  à  $THD_{i_s}=3.36\%$ , et les courants de source deviennent presque équilibrés ( $I_{sa}=5.80A$ ,  $I_{sb}=5.67A$  et  $I_{sc}=5.74A$ ). La tension du bus continu  $V_{dc}$  suit sa tension de référence  $V_{dc_{ref}}$  après un temps de 0.08s.

La Figure 3.45 montre les puissances instantanées active et réactive, ainsi que la tension et le courant de source sont en phase.

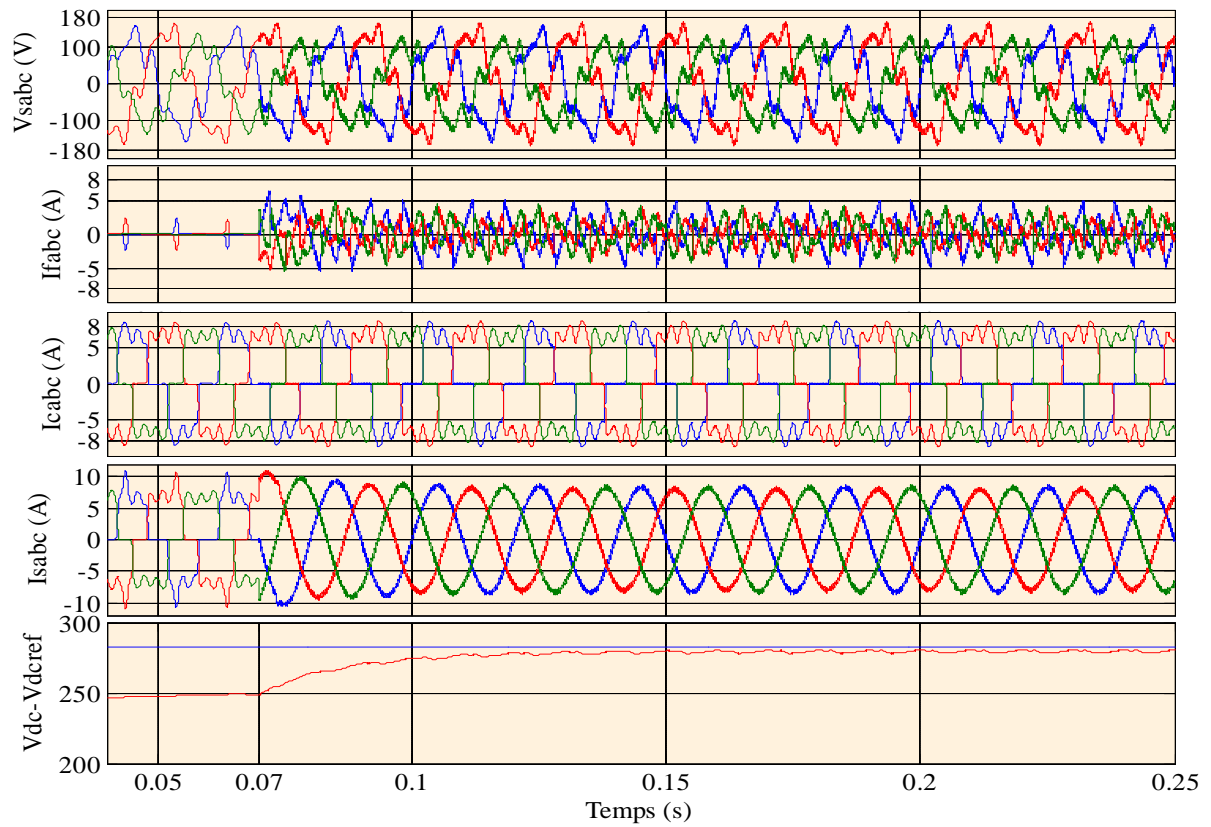


Figure 3.44 Résultats de simulation avec un réseau déséquilibré et distordu

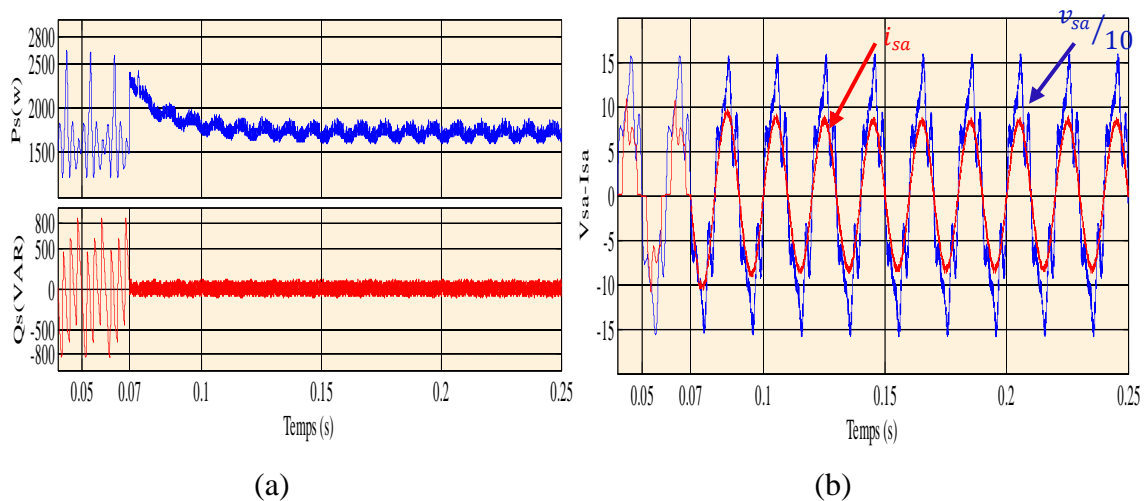


Figure 3.45 Allures des ondes avec réseau déséquilibré et distordu

(a) puissances instantanées active et réactive

(b) déphasage entre la tension de source et le courant de source

### 3.8.5.3.5 Réseau avec les différents états

Pour montrer la dynamique du FAP avec cette méthode, nous avons simulé le modèle en succession, à  $t=0.07s$  on a met le FAP en service avec une source saine (équilibrée et non distordue), jusqu'à  $t=0.2s$ , où la source devient déséquilibrée et toujours non distordue, à

$t=0.3s$  la source devient équilibrée mais riche en harmoniques et à  $t=0.4s$  la source prend le cas le plus défavorable (déséquilibrée et distordue). Ce qui est appuyé par les Figures 3.46 et 3.47.

Nous concluons que la méthode pq avec PLL modifiée donne de meilleurs résultats comparée à la méthode pq avec PLL classique et cela pour les différents états du réseau.

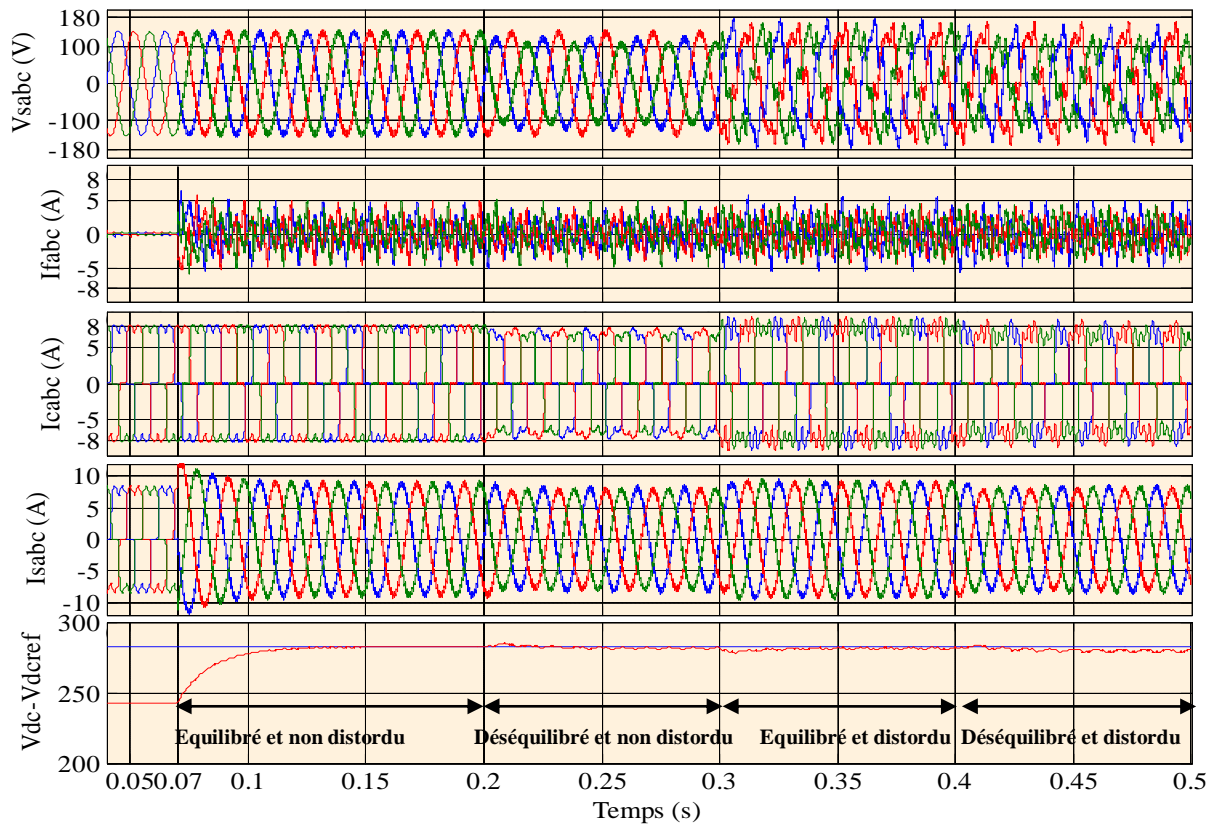
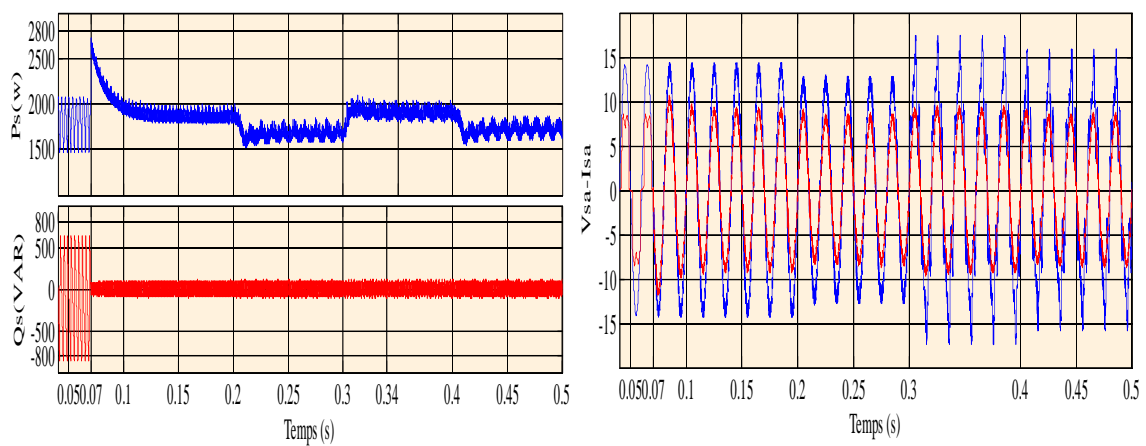


Figure 3.46 Résultats de simulation avec les différents états du réseau



(a)

(b)

Figure 3.47 Allures des ondes avec réseau déséquilibré et distordu

(a) puissances instantanées active et réactive

(b) déphasage entre la tension de source et le courant de source



### 3.8.6 La Méthode pq modifiée

#### 3.8.6.1 Mise en service du FAP selon la méthode pq modifiée

La Figure 3.48 présente les différentes ondes avant et après la mise en service du FAP. Avant la mise en service (avant  $t=0.07s$ ) nous remarquons que le courant de charge ( $i_c$ ) et le courant de source ( $i_s$ ) ont la même forme (une forme distordue) et que le courant du filtre est presque nul. A l'instant  $t=0.07s$ , le FAP est mis en marche (connexion au système), il commence à injecter les courants de compensation  $i_f$ , riche en harmoniques, ce qui permet, après un transitoire, aux courants du réseau de redevenir quasi-sinusoïdaux avec un  $THDi$  qui chutent de 28.25% à 2.75%, et en phase avec leurs tensions correspondantes.

D'autre part, la tension  $V_{dc}$  du bus continu (prise aux bornes du condensateur de stockage  $C_{dc}$ ) arrive à atteindre sa valeur de référence  $V_{dcref}$  fixée à 282.8 V dans notre cas, et ce, après un transitoire de l'ordre de 80 ms.

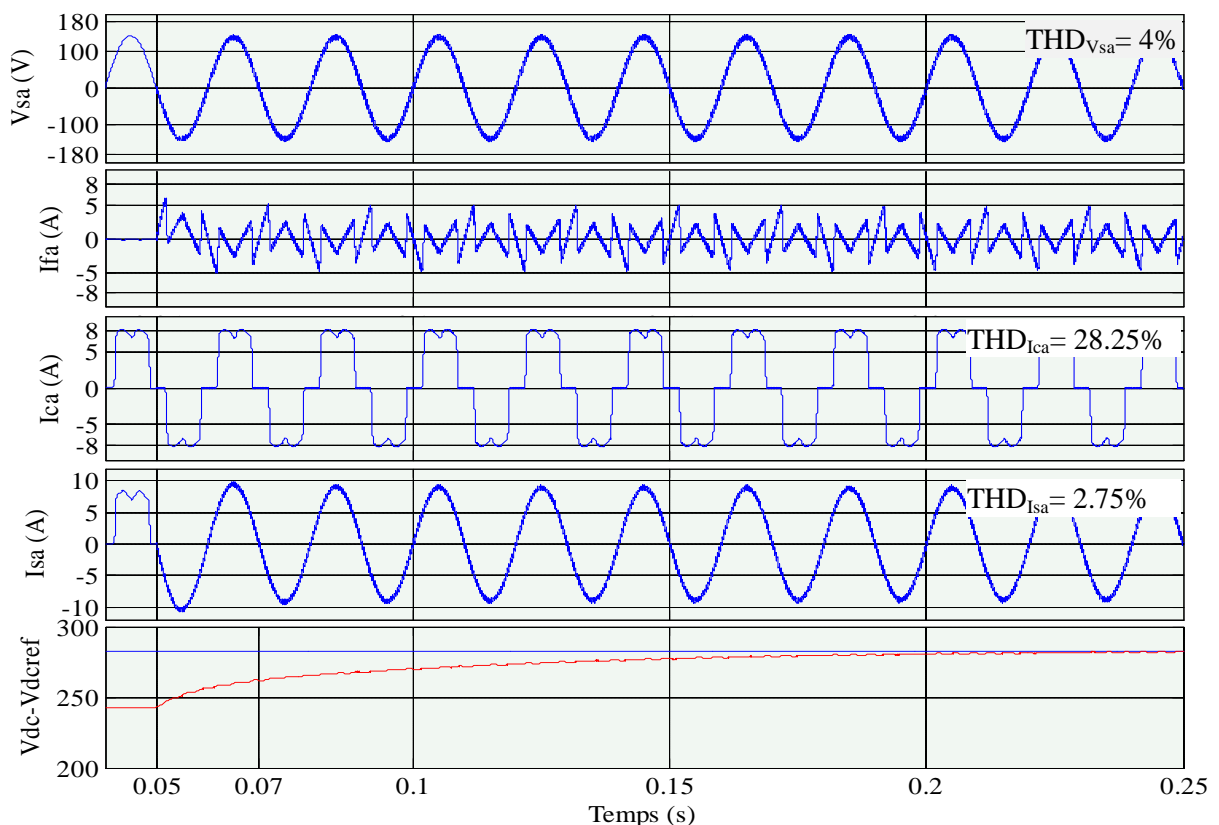


Figure3.48 Résultats de simulation après la mise en service du FAP à  $t=0.05s$

la Figure 3.49 illustre les résultats de simulation concernant les puissances instantanées active  $p$  et réactive  $q$ , nous remarquons qu'à l'instant  $t=0.05s$  correspondant à la mise en service du FAP, ce dernier arrive à compenser l'énergie réactive qui a été consommé par la

charge non linéaire , représentée ici par un pont redresseur PD3 débitant sur une charge purement inductive ( $R_{D1}$  en série avec  $L_D$ ), ce qui n'est pas le cas avant la connexion du FAP au réseau électrique ( $t < 0.05s$ ).

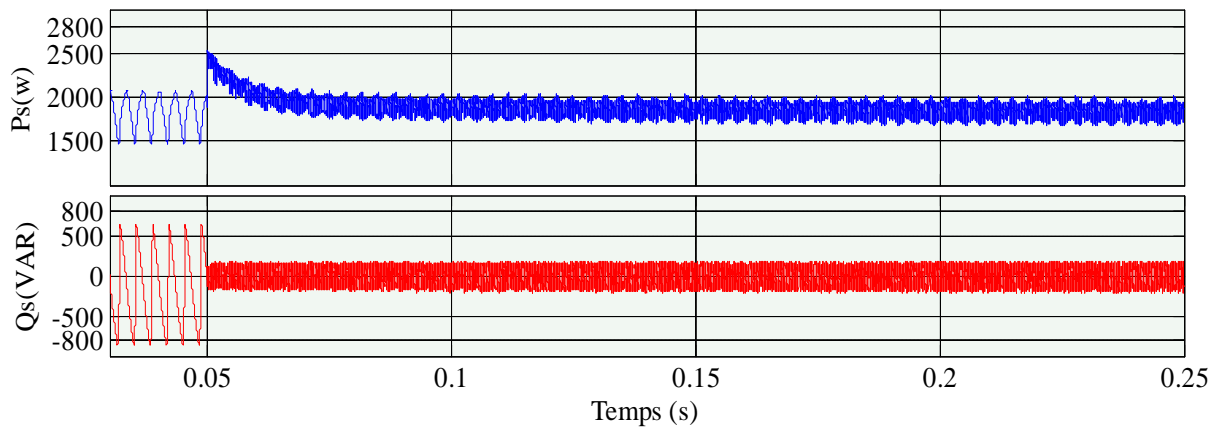


Figure 3.49 Allures des puissances instantanées active  $p$  et réactive  $q$  après la mise en service du FAP à  $t=0.05s$

Nous pouvons constater dans la Figure 3.50 que dès la mise en service du FAP à l'instant  $t=0.05s$ , le courant  $i_s$  et la tension  $v_s$  du réseau deviennent instantanément en phase.

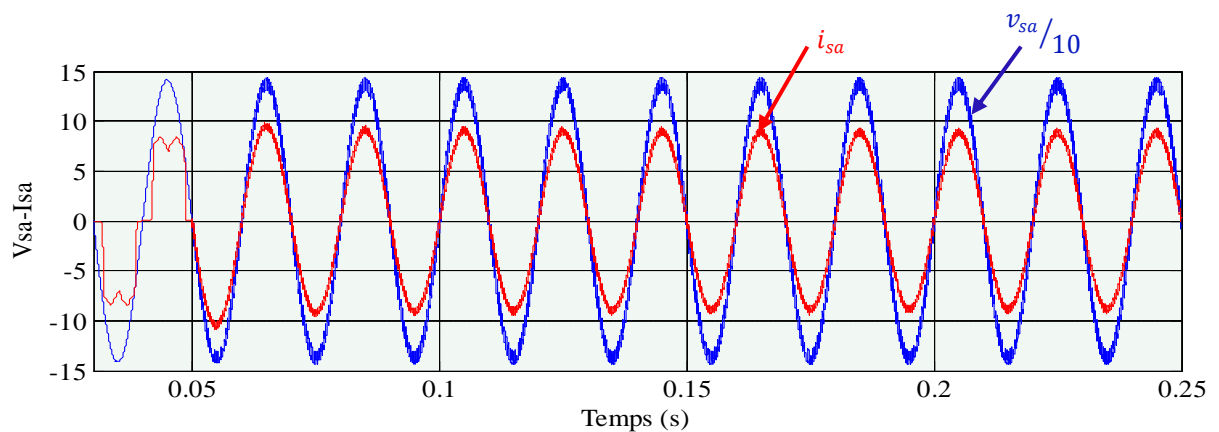


Figure 3.50 Allures de la tension et du courant du réseau

### 3.8.6.2 Comportement du FAP en régime dynamique

Afin de tester le comportement du FAP en régime transitoire et la robustesse de la commande, nous avons fait intervenir une double variation de la charge non linéaire, le premier passage de  $R_{D1}$  à  $R_{D2}$  ,soit une diminution brusque de presque 33%, à l'instant  $t=0.15s$  ; le deuxième passage de  $R_{D2}$  à  $R_{D1}$ . La Figure 3.51 montre qu'à  $t=0.15s$ , les courants de charge subissent une augmentation brusque alors que ceux de la source conservent leur dynamique et leurs formes sinusoidales, sans aucune perturbation au niveau des tensions de la

source, tandis que la tension du bus continu diminue temporairement de  $\Delta V_{dc} \approx 10\%$  et atteint sa valeur de référence après un transitoire de  $\Delta t = 80ms$ .

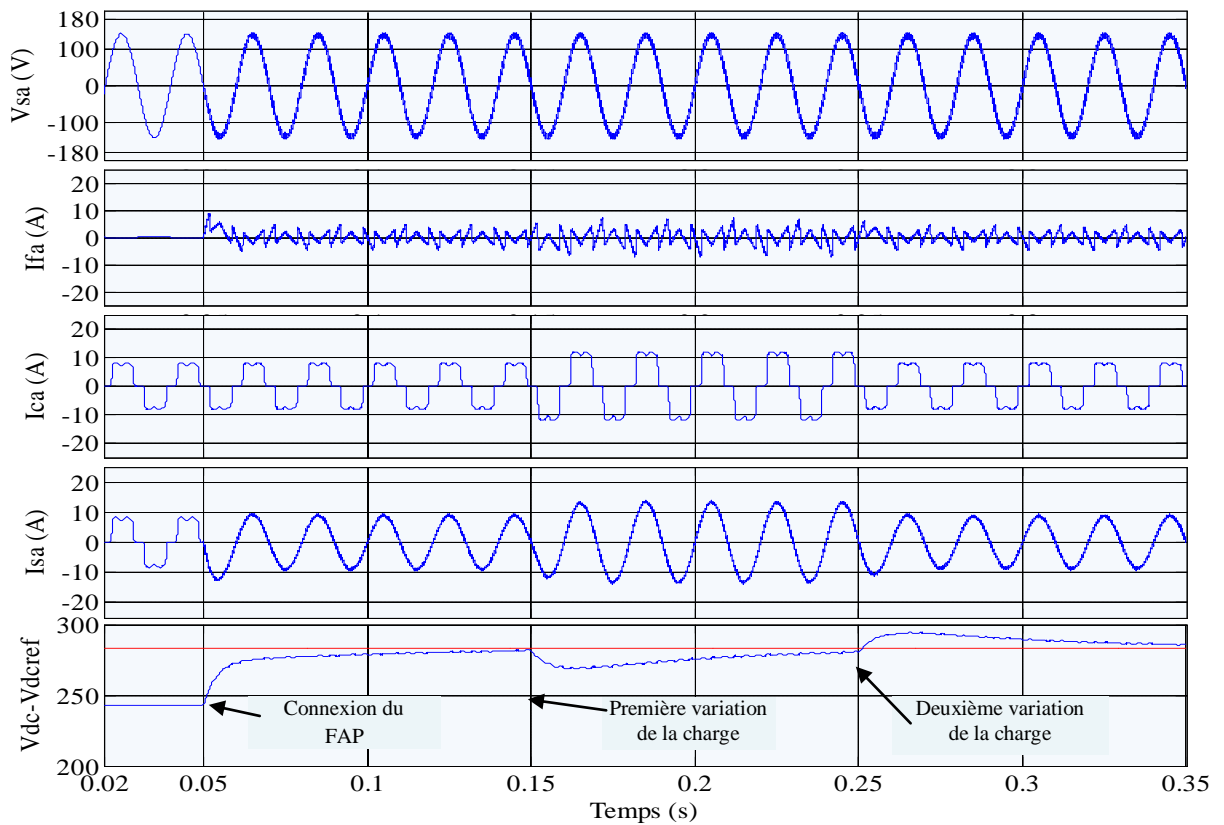


Figure 3.51 Comportement du FAP en régime dynamique

Lors de la première variation de la charge, une puissance active nécessaire est délivrée par la source à partir de l'instant  $t=0.15s$ , alors que l'énergie réactive n'a subi aucun changement et reste proche de sa référence, de valeur nulle, pour assurer une bonne compensation du réactif, la même remarque pour la deuxième variation à l'instant  $t=0.25s$  (Figure 3.52).

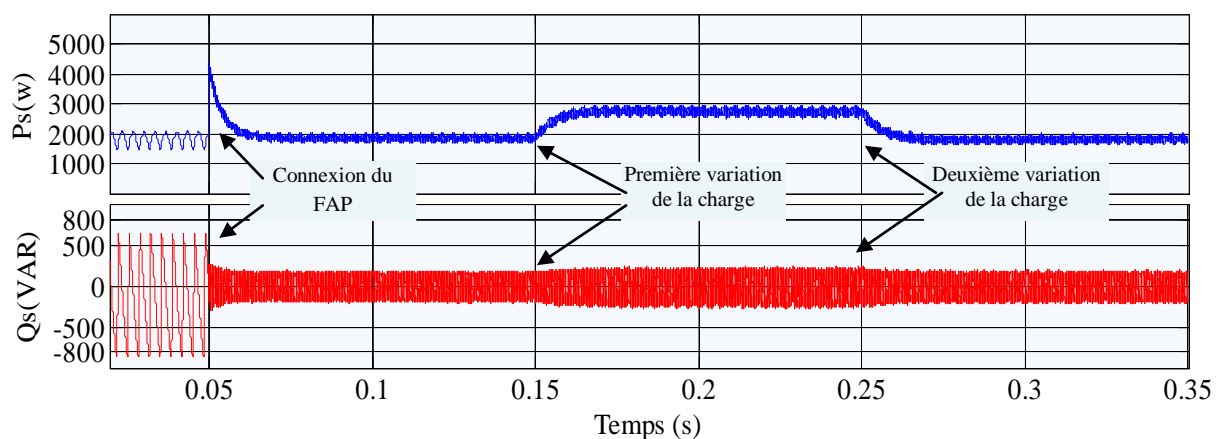


Figure 3.52 Puissances instantanées active P et réactive Q en régime dynamique

Par ailleurs, la Figure 3.53 montre que le courant et la tension de source sont toujours en phase, malgré la variation de la charge.

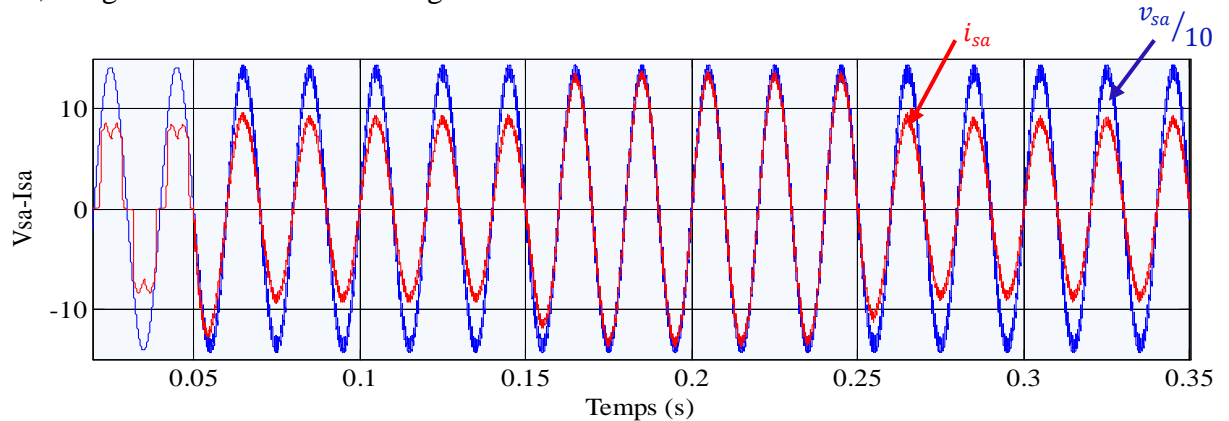


Figure 3.53 Allures de la tension et du courant du réseau pendant le régime dynamique

En conclusion, tous les résultats de simulation obtenus sont très satisfaisants et montrent bien le bon fonctionnement, l'efficacité et la robustesse du FAP et confirment la bonne réponse dynamique de la commande appliquée (pq modifiée).

Pour tous les résultats précédents, nous avons supposé que le réseau est sain, c'est-à-dire équilibré et sans distorsion. Mais en vérité ce n'est pas le cas, ce qui justifie alors le recours à d'autres simulations avec les différents cas du réseau.

### 3.8.6.3 Comportement du FAP pour les différents états du réseau

En pratique la source n'est pas toujours saine, pour cela on fait l'étude du FAP pour les différents cas du réseau (équilibré sans distorsion, déséquilibré sans distorsion, déséquilibré avec distorsion et déséquilibré avec distorsion)

#### 3.8.6.3.1 Réseau équilibré non distordu

La Figure 3.54 visualise les différentes allures des courants (du filtre, de charge et de source) et de tension de source en triphasée. Nous remarquons qu'à l'instant  $t=0.05s$ , le FAP est mis en service, il commence à compenser les courants de source en injectant des courants ( $i_f$ ). Le THD du courant de source décroît de  $THDi_s=28.25\%$  à  $THDi_s=2.75\%$ . La tension du bus continu  $v_{dc}$  atteint sa tension de référence  $V_{dcref}$  après un temps de  $0.08s$ .

D'autre part la Figure 3.55 (a) montre les puissances instantanées active et réactive, on ne remarque aucun changement sur la puissance réactive. La figure 3.55 (b) montre bien que la tension et le courant de source sont en phase.

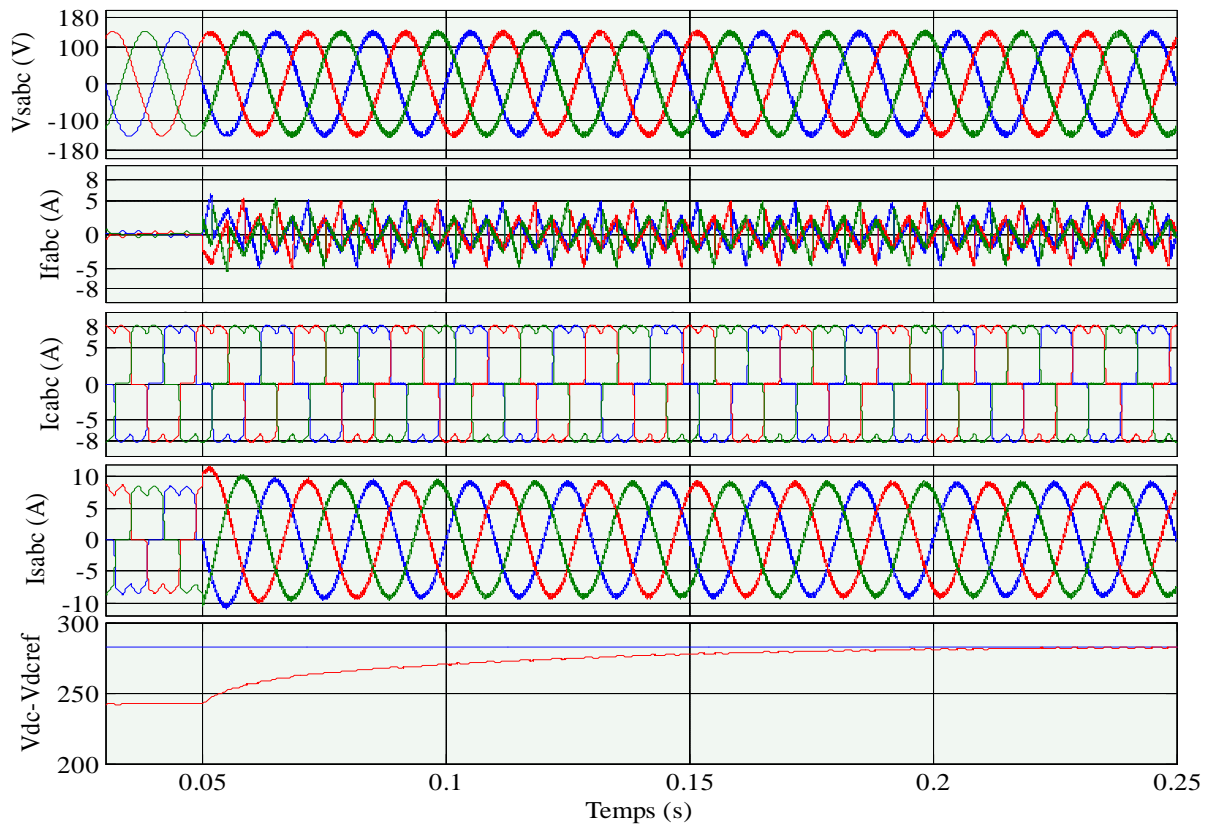


Figure 3.54 Résultats de simulation avec un réseau équilibré et sans distorsion

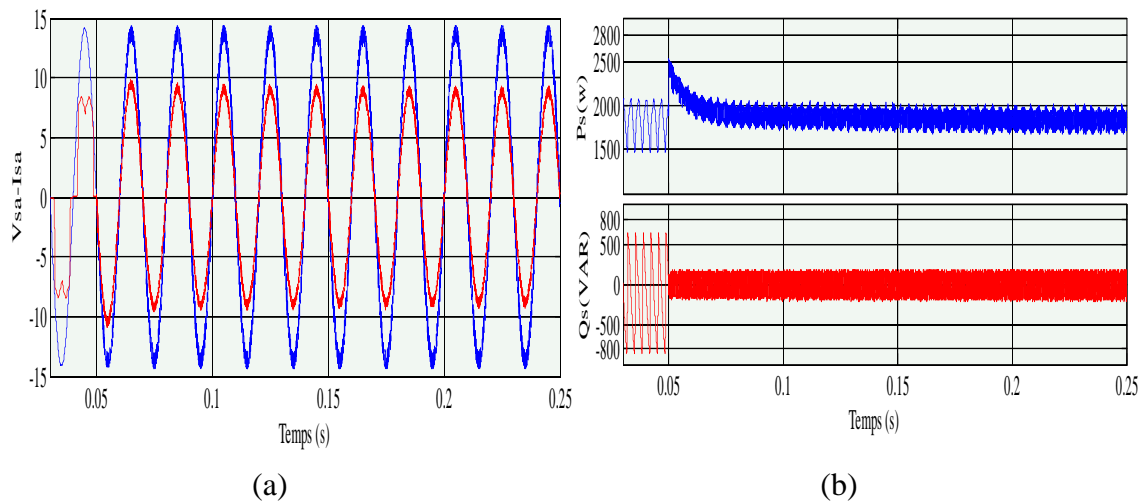


Figure 3.55 Allures des ondes avec réseau équilibré et sans distorsion  
 (a) puissances instantanées active et réactive  
 (b) déphasage entre le courant et la tension de source

### 3.8.6.3.2 Réseau déséquilibré non distordu

La Figure 3.56 illustre les différentes allures des courants (du filtre, de charge et de source) et la tension de source en triphasé. Dans ce cas nous avons une source déséquilibrée avec différentes valeurs efficaces ( $V_{sa}=88.7V$ ,  $V_{sb}=100V$  et  $V_{sc}=77.8V$ ). Nous remarquons qu'à l'instant  $t=0.05s$ , le FAP est mis en service, il commence à injecter des courants ( $I_f$ ) pour compenser les courants de source. Le THD du courant de source est amélioré et décroît de

$THDi_s=28.89\%$  à  $THDi_s=3.35\%$ . Les courants de source deviennent presque équilibrés ( $I_{sa}=5.68A$ ,  $I_{sb}=5.60A$  et  $I_{sc}=5.57A$ ). La tension du bus continu  $v_{dc}$  atteint sa tension de référence  $V_{dcref}$  après temps de 0.08s.

Les puissances instantanées active et réactive, sont présentées sur la Figure 3.57 (a), aucun changement n'est remarqué sur la puissance réactive. La tension et le courant de source sont en phase (Figure 3.57 (b)).

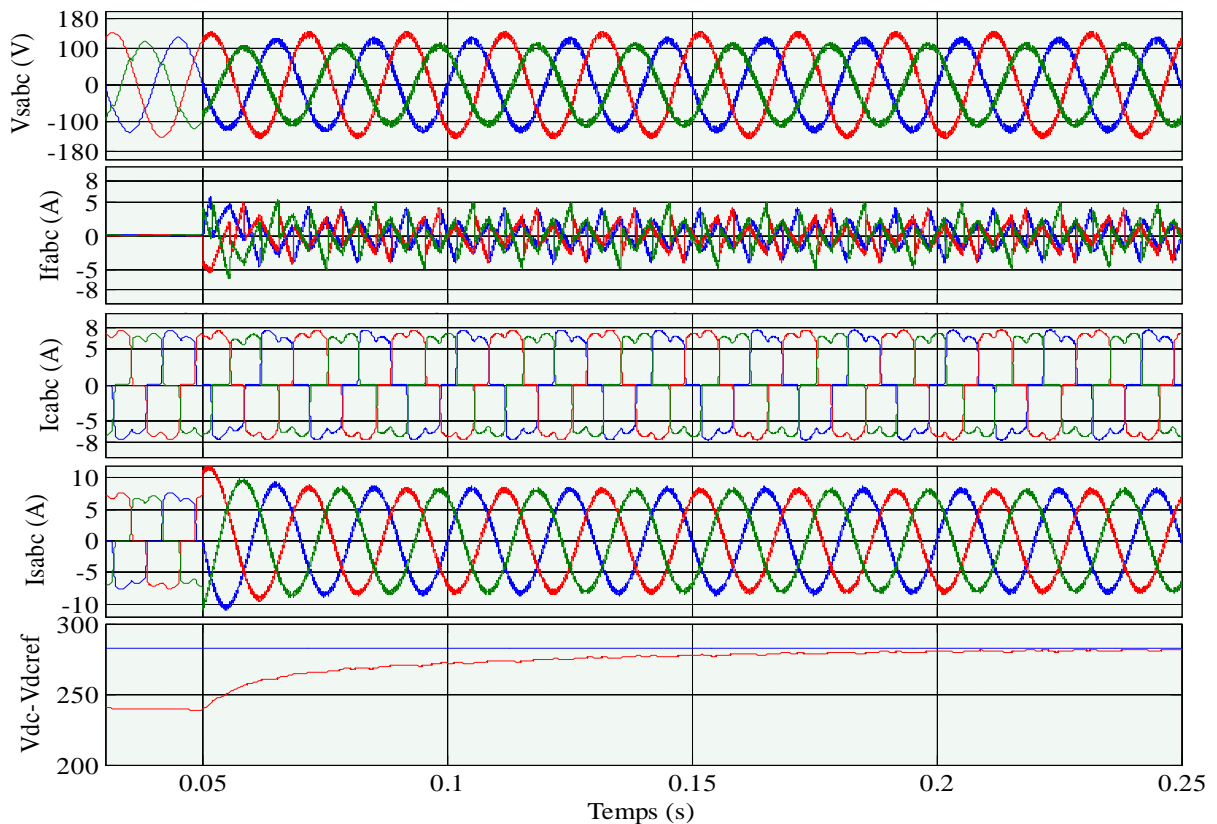


Figure 3.56 Résultats de simulation avec un réseau équilibré et sans distorsion

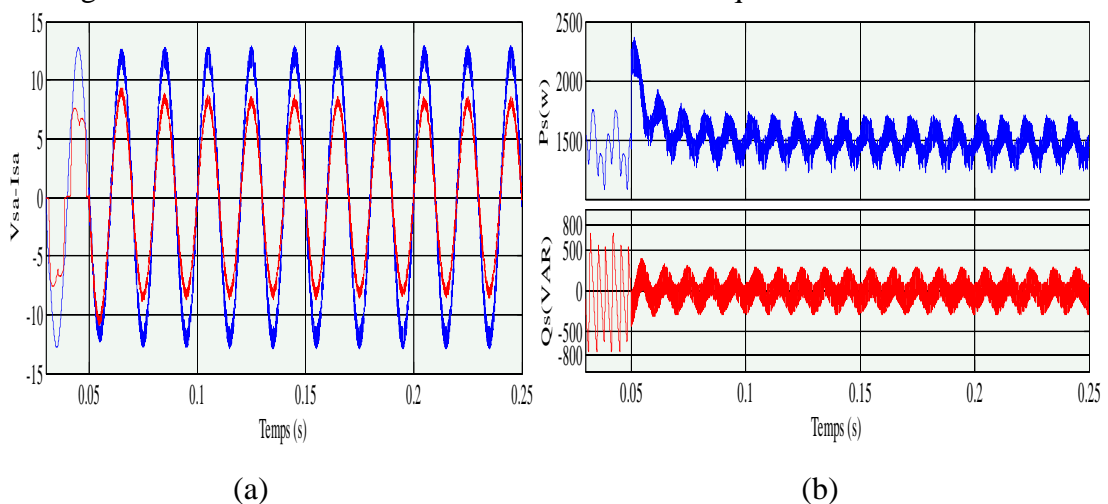


Figure 3.57 Allures des ondes avec réseau équilibré et sans distorsion

(a) puissances instantanées active et réactive

(b) déphasage entre le courant et la tension de source

### 3.8.5.3.3 Réseau équilibré et distordu

Dans ce cas (Figure 3.58) on a une source équilibrée mais riche en harmonique ( $THD_{V_{sa}}=11.86\%$ ,  $THD_{V_{sb}}=11.84\%$  et  $THD_{V_{sc}}=11.94\%$ ) avec la même valeur efficace ( $V_{sa}=100.6V$ ,  $V_{sb}=100.6V$  et  $V_{sc}=100.6V$ ). Nous remarquons qu'à l'instant  $t=0.05s$ , le FAP est mis en service, comme précédemment il commence à injecter des courants ( $i_f$ ) pour compenser les courants de source. Le THD du courant de source est diminué de  $THD_{i_s}=28.93\%$  à  $THD_{i_s}=2.87\%$ , il est amélioré et les courants de source deviennent presque équilibrés ( $I_{sa}=6.27A$ ,  $I_{sb}=6.23A$  et  $I_{sc}=6.26A$ ). La tension du bus continu  $v_{dc}$  suit sa tension de référence  $V_{dcref}$  après temps de  $0.08s$ .

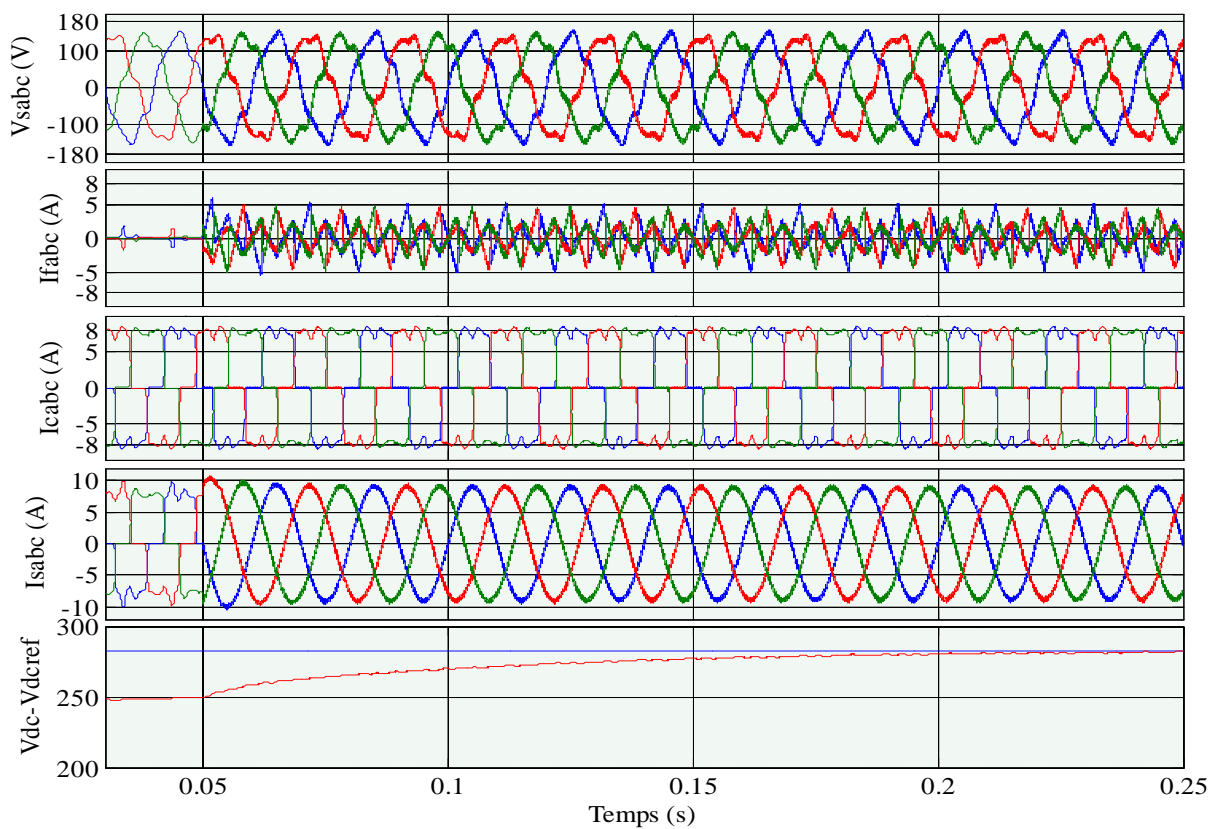


Figure 3.58 Résultats de simulation avec un réseau équilibré et distordu

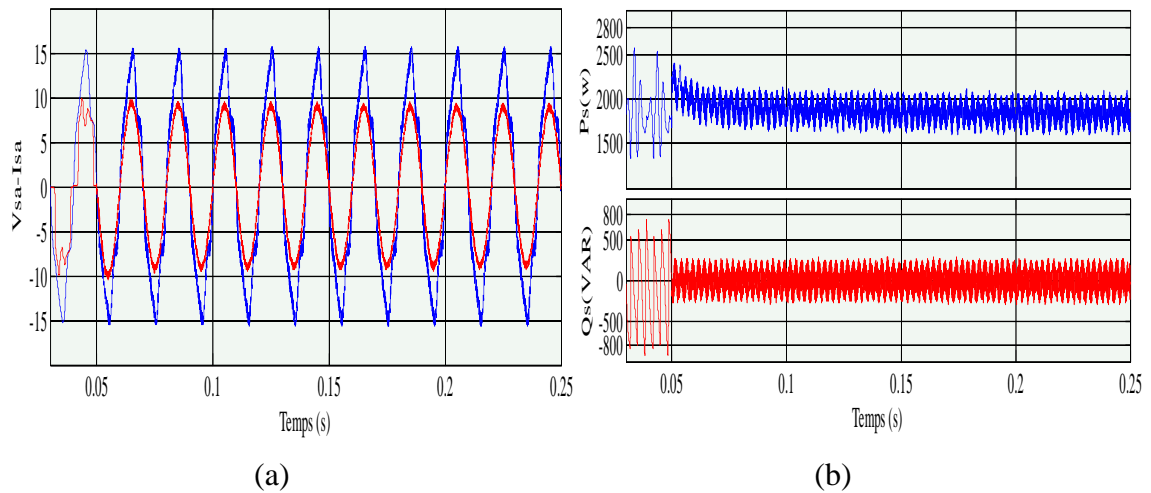


Figure 3.59 Allures des ondes avec réseau équilibré et distordu

(a) puissances instantanées active et réactive

(b) déphasage entre le courant et la tension de source

#### 3.8.5.3.4 Réseau déséquilibré et distordu

C'est le cas le plus défavorable pour le réseau (Figure 3.60). Dans ce cas nous avons pris une source déséquilibrée et riche en harmonique ( $THD_{V_{sa}}=13.73\%$ ,  $THD_{V_{sb}}=12.13\%$  et  $THD_{V_{sc}}=15.28\%$ ) avec différentes valeurs efficaces ( $V_{sa}=89.4V$ ,  $V_{sb}=100.7V$  et  $V_{sc}=78.6V$ ). nous remarquons qu'à l'instant  $t=0.05s$ , le FAP est mis en service, il injecte des courants ( $i_f$ ) pour compenser les courants de source. Le THD du courant de source décroît de  $THD_{i_s}=30.56\%$  à  $THD_{i_s}=3.39\%$ , il est amélioré et les courants de source deviennent presque équilibrés ( $I_{sa}=5.70A$ ,  $I_{sb}=5.60A$  et  $I_{sc}=5.66A$ ). La tension du bus continu  $v_{dc}$  suit sa tension de référence  $V_{dcref}$  après temps de  $0.08s$ .



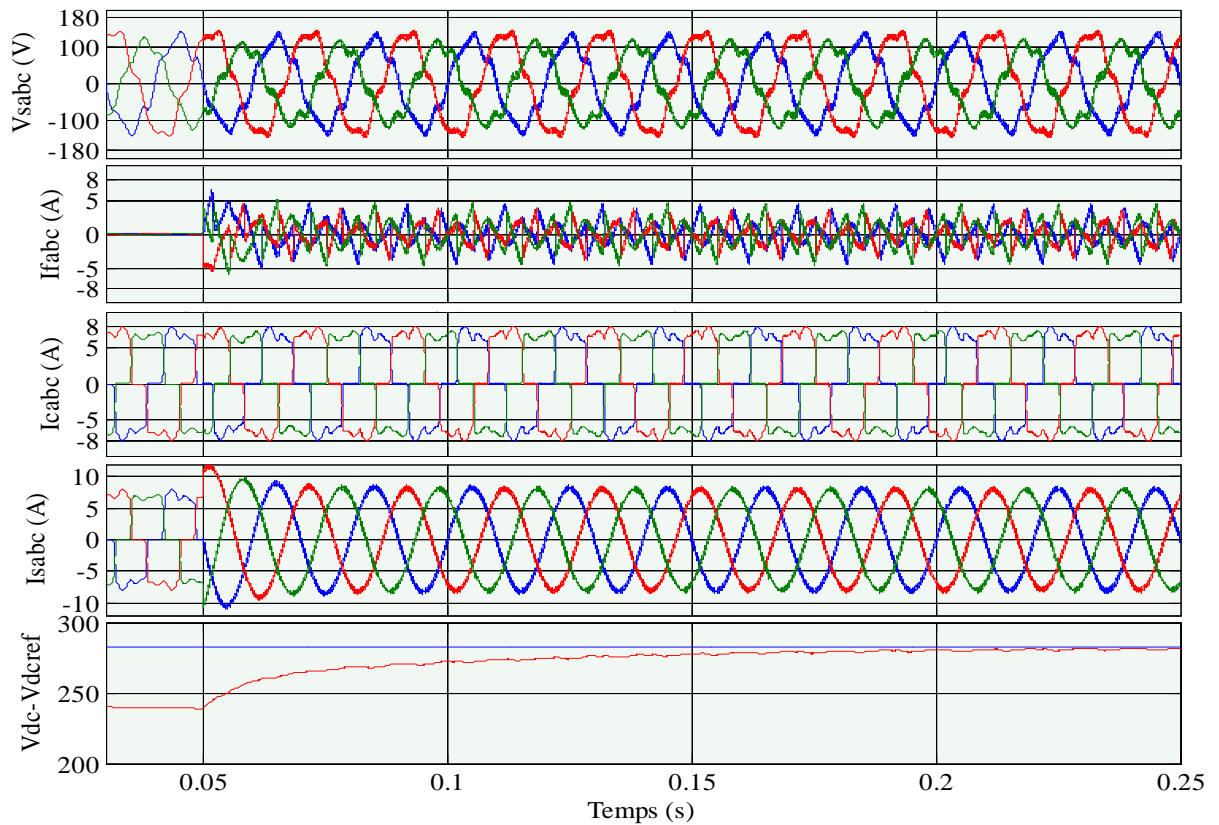


Figure 3.60 Résultats de simulation avec un réseau déséquilibré et distordu

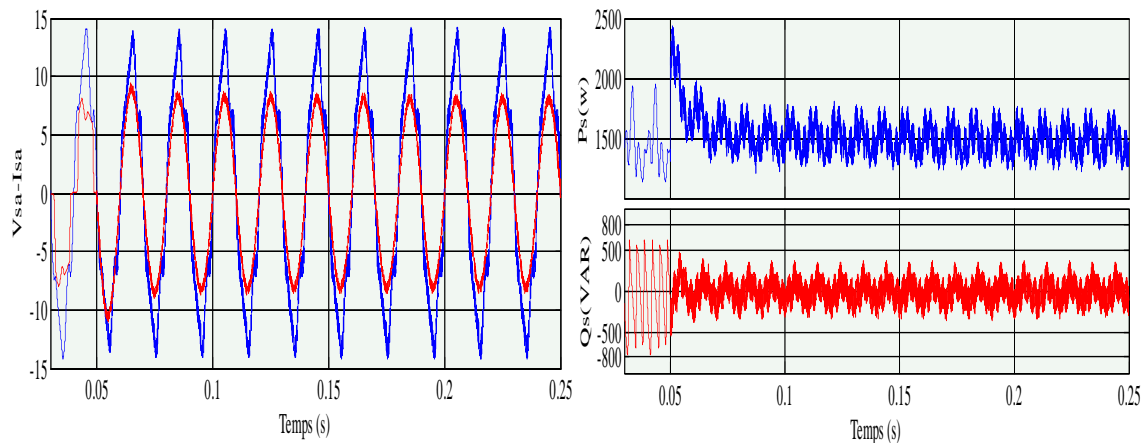


Figure 3.61 Allures des ondes avec réseau déséquilibré et distordu

(a) puissances instantanées active et réactive

(b) déphasage entre le courant et la tension de source

### 3.8.6.3.5 Réseau avec les différents états

Pour montrer la dynamique du FAP avec cette méthode, le modèle a été simulé en succession, à  $t=0.05s$  on a mis le FAP en service avec une source saine (équilibrée et non distordue), jusqu'à  $t=0.2s$ , où la source devient déséquilibré et toujours non distordu ; à  $t=0.3s$  la source devient équilibrée mais riche en harmoniques et à  $t=0.4s$  la source prend le cas le

plus défavorable (déséquilibrée et distordue). Les Figures 3.62 et 3.63 montrent bien les allures des ondes pour les différents cas du réseau.

Nous pouvons conclure que la méthode pq modifiée donne de meilleurs résultats comparée la méthode pq avec PLL classique et même avec la PLL modifiée, cela pour les différents états du réseau.

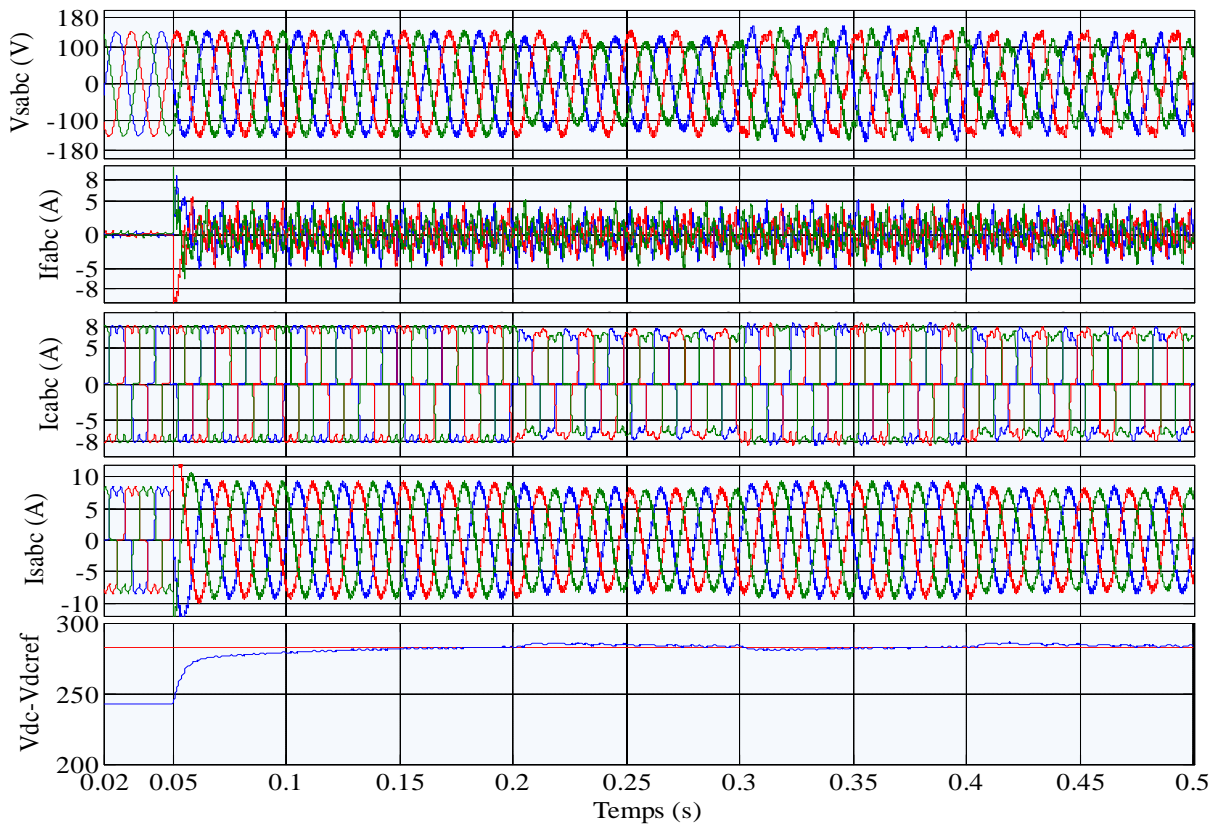
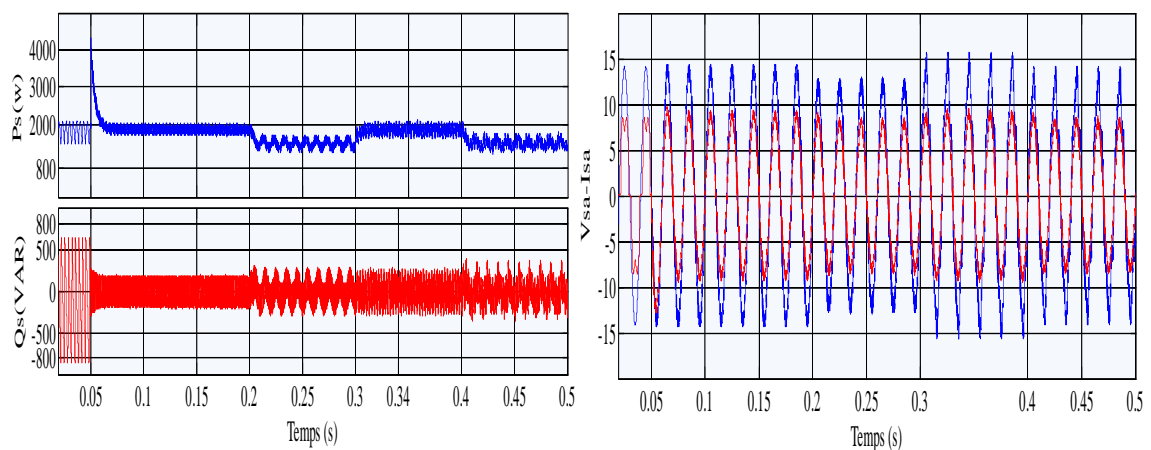


Figure 3.62 Résultats de simulation avec les différents états du réseau



(a)

(b)

Figure 3.31 Allures des ondes avec réseau déséquilibré et distordu

(a) puissances instantanées active et réactive

(b) déphasage entre le courant et la tension de source

Les résultats précédents sont résumés dans le tableau suivant :

**Tableau 3.2 Tensions de source, Courants de source et leurs THD, pour les différents cas du réseau**

Cas	Commande	Tension de source						Courant de source					
		$V_{sa}$		$V_{sb}$		$V_{sc}$		$I_{sa}$		$I_{sb}$		$I_{sc}$	
		rms (V)	THD (%)	rms (V)	THD (%)	rms (V)	THD (%)	rms (A)	THD (%)	rms (A)	THD (%)	rms (A)	THD (%)
A	pq-PLLclas	100	4.01	100	4.05	100	4.06	6.20	2.80	6.20	2.82	6.20	2.82
	pq-PLLmod	100	4.05	100	4.09	100	4.09	6.22	2.80	6.22	2.82	6.22	2.80
	pq-mod	100	4.02	100	4.03	100	4.10	6.25	2.88	6.25	2.89	6.25	2.92
B	pq-PLLclas	88.8	5.11	100	4.58	78.4	5.73	5.65	3.46	5.7	3.41	5.4	3.34
	pq-PLLmod	88.75	5.18	100	4.54	77.77	5.69	5.66	3.51	5.54	3.42	5.57	3.34
	pq-mod	88.7	5.31	100	4.60	77.8	5.68	5.68	3.59	5.6	4.31	5.57	3.31
C	pq-PLLclas	103	25.33	103	25.33	103	25.35	6.33	10.84	6.26	11.42	6.33	10.91
	pq-PLLmod	103	25.34	103	25.30	103	25.34	6.36	2.95	6.30	3.09	6.35	2.76
	pq-mod	100.6	11.86	100.6	11.84	100.6	11.94	6.27	2.87	6.23	2.92	6.26	2.90
D	pq-PLLclas	92	28.16	103	25.43	82	31.38	5.77	11.70	5.80	12.39	5.56	11.86
	pq-PLLmod	92	28.70	103	25.45	81	32.81	5.80	3.36	5.67	3.48	5.74	3.23
	pq-mod	89.4	13.73	100.7	12.13	78.6	15.28	5.70	3.65	5.60	3.44	5.66	3.05

Cas A : Réseau équilibré non distordu.

Cas B : Réseau déséquilibré non distordu.

Cas C : Réseau équilibré et distordu.

Cas D : Réseau déséquilibré et distordu.

Nous déduisons des résultats affichés dans le Tableau 3.2 que les trois commandes donnent des résultats du THD is proches pour le cas A et le cas B (Réseau équilibré non distordu et Réseau déséquilibré non distordu), mais pour les autres cas (C et D) la méthode pq-modifiée est meilleurs.

**Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons étudié la méthode des puissances instantanées active et réactive (pq), selon trois configurations : la méthode pq avec PLL classique, la méthode pq avec PLL modifiée et la méthode pq modifiée.

Afin de comparer les performances des trois configurations, nous avons consacré une bonne partie du chapitre à la simulation.

Nous avons développé, testé et analysé chaque stratégie de commande suivant deux types de régimes de fonctionnement à savoir le régime statique et le régime dynamique (mise en service du FAP, variation brusque de la charge non linéaire ou le changement de l'état du réseau).

En résumé, et d'après les résultats de simulation obtenus, nous constatons que la méthode pq avec PLL classique ne donne de bons résultats qu'avec une source saine (équilibrée et non distordue), et que les meilleurs résultats sont obtenus avec la méthode pq modifiée.

## Chapitre 4

## Contrôle direct de la puissance (DPC)

## Sommaire

Introduction.....	124
4.1 Etat de l'art des techniques DPC .....	124
4.2 DPC classique .....	125
4.2.1 Calcul des puissances instantanées .....	126
4.2.2 Contrôleur à hystérésis .....	127
4.2.3 Choix du secteur.....	128
4.2.4 Table de commutation .....	129
4.2.5 Résultats de simulation de la DPC classique appliquée au FAP .....	130
4.2.5.1 paramètres de simulation .....	130
4.2.5.2 mise en service du FAP avec DPC classique .....	130
4.2.5.3 Comportement du FAP en régime dynamique avec la commande DPC classique.....	132
4.2.5.4 Comportement du FAP avec la commande DPC classique pour différentes conditions du réseau .....	134
4.2.5.4.2 Réseau déséquilibré et non distordu.....	135
4.2.5.4.4 Réseau déséquilibré avec distorsion .....	138
4.3 ZDPC (Zéro DPC).....	141
4.2.1 Principe de la commande ZDPC.....	141
4.3.1 Résultats de simulation.....	143
4.3.1.1 Paramètres de simulation.....	143
4.3.1.2 Mise en service du FAP avec ZDPC.....	143
4.3.1.3 Comportement du FAP avec ZDPC en régime dynamique.....	145
4.3.1.4 Comportement du FAP avec la commande ZDPC pour différentes conditions du réseau .....	147
4.3.1.4.1 Réseau équilibré non distordu.....	147
4.3.1.4.2 Réseau déséquilibré non distordu .....	148
4.3.1.4.3 Réseau équilibré et distordu.....	150
4.3.1.4.3 Réseau déséquilibré et distordu .....	151
4.3.1.4.5 Comportement du FAP avec les différents états regroupés.....	153
4.3.2 Résultats expérimentaux relatifs à la ZDPC appliquée au FAP .....	155
4.3.2.1 Résultats expérimentaux .....	155
4.3.2.1.1 Réseau équilibré sans distorsion .....	156

---

4.3.2.1.2 Réseau déséquilibré .....	158
4.3.2.2 Régime dynamique .....	159
Conclusion .....	161

---

## Chapitre4

### Contrôle direct de la puissance (DPC)

#### Introduction

Deux différentes tendances sont identifiées par les chercheurs qui travaillent sur le Contrôle Direct de Puissance.

➤ Une définition générale décrit le DPC comme étant la structure de contrôle qui utilise directement les puissances instantanées comme variables de contrôle, en remplaçant les variables de courant utilisées dans les systèmes imbriqués. Cette définition inclut les deux types de correcteurs DPC principaux, le *DPC classique* et le *DPC avec modulation vectorielle*.

➤ une définition plus restrictive analyse la DPC comme étant le contrôle qui utilise directement les puissances instantanées comme variables de contrôle et qui n'a pas besoin d'utiliser des blocs de modulation car les états de commutation de l'onduleur sont choisis directement par un tableau de commutation. Cette définition n'inclut que la *DPC classique*.

Dans la première partie de ce chapitre nous étudierons la DPC classique puis nous ferons l'analyse des résultats de simulation. Dans la deuxième partie nous exposerons la nouvelle commande proposée qui est nommée zéro DPC (ou ZDPC). Nous allons expliquer son principe et montrer les résultats qui prouvent sa robustesse. On conclura ce chapitre par une comparaison des deux commandes, classique et proposée.

#### 4.1 Etat de l'art des techniques DPC

Le principe du contrôle direct a été proposé pour la première fois en 1986 par [107-108], plusieurs applications utilisant cette approche ont été développées plus tard. Le but était d'éliminer le bloc de modulation de largeur d'impulsions et les boucles de régulation internes des variables contrôlées, en les remplaçant par une table de commutation, dont les entrées sont les erreurs entre les valeurs de référence et les mesures, la sortie de la table est le vecteur de commande [4,9,108].

La première application développée dans cet axe était le contrôle d'une machine électrique. La structure de contrôle était connue sous la dénomination de Contrôle Direct de Couple (*Direct Torque Control, DTC* en anglais). Dans ce cas, le flux statorique et le couple électromagnétique de la machine sont contrôlés sans aucun bloc de modulation [108-110].

Par la suite, la grande similitude entre une machine électrique, alimentée par un onduleur de tension triphasé, et le redresseur à *MLI* triphasé connecté au réseau, a permis l'émergence d'une technique de contrôle analogue à la *DTC*, appelée Contrôle Direct de Puissance (en anglais *Direct Power Control, DPC*) proposée par T. Noguchi [111]. Ensuite, cette approche est développée et différentes configurations ont été proposées par M. Malinowski [112], pour une application de contrôle des redresseurs connectés au réseau. Dans ce cas, les grandeurs contrôlées sont les puissances active et réactive instantanées.

Ainsi, il existe deux différents types de structures de Contrôle Direct de Puissance proposées dans la littérature :

- *DPC classique* : les références [108,111-112] présentent un contrôle non linéaire à fréquence de commutation variable.
- *DPC avec modulation vectorielle* : dans [113-116] les configurations détaillées sont basées sur le calcul d'un flux virtuel. Dans [108,119], l'auteur propose d'ajouter une modulation de type vectoriel (et donc un correcteur linéaire) pour obtenir une fréquence de commutation fixe.

D'autres structures de *DPC* basées sur des approches prédictives ont été récemment publiées [118-119]. Le principe du contrôle direct de puissance est également étendu à d'autres applications. Dans ce contexte, les références [120-122], exploitent le principe *DPC* avec un onduleur de tension respectivement pour un système de filtrage actif, pour un moteur asynchrone à double alimentation et pour une interconnexion au réseau.

## 4.2 DPC classique

La structure globale *DPC* classique, utilisant une table de commutation prédéfinie, est illustrée par la Figure 4.1. Le principe *DPC* consiste à sélectionner une séquence des ordres de commutation ( $S_a, S_b, S_c$ ) des semi-conducteurs constituant l'onduleur, à partir d'une table de commutation, relativement aux erreurs des puissances ( $\Delta p_s$  et  $\Delta q_s$ ), entre les valeurs de référence des puissances active et réactive instantanées ( $p_{ref}$  et  $q_{ref}$ ) et les valeurs réelles ( $p_s$  et  $q_s$ ). Ainsi le choix de l'état optimum de commutation est effectué de sorte que l'erreur de la puissance active puisse être limitée dans une bande à hystérésis de largeur ( $2HB_p$ ) et de même pour l'erreur de la puissance réactive, avec une bande de largeur ( $2HB_q$ ). Pour améliorer les performances, le plan  $\alpha$ - $\beta$  est divisé en douze secteurs égaux de  $30^\circ$ , comme l'illustre la Figure 4.3. Chacune des séquences de commande ( $S_a, S_b, S_c$ ) correspond à un vecteur de tension à l'entrée de l'onduleur,  $v_i$ , dont l'ensemble est représenté sur la Figure 4.3. La boucle



de tension du bus continu est réglée avec un correcteur *PI*. Ainsi, la référence de la puissance active,  $P_{ref}$ , est fournie par le régulateur *PI* de la tension du bus continu. Tandis que celle de la puissance réactive,  $q_{ref}$ , provient de l'extérieur. Elle est imposée égale à zéro pour l'absorption de courants sinusoïdaux sous une tension de source de forme supposée sinusoïdale, afin d'assurer un facteur de puissance unitaire [4,9,102,108].

Deux aspects importants garantissent un bon fonctionnement du système :

- Une exacte détermination des états de commutation.
- Une estimation rapide et précise des puissances active et réactive.

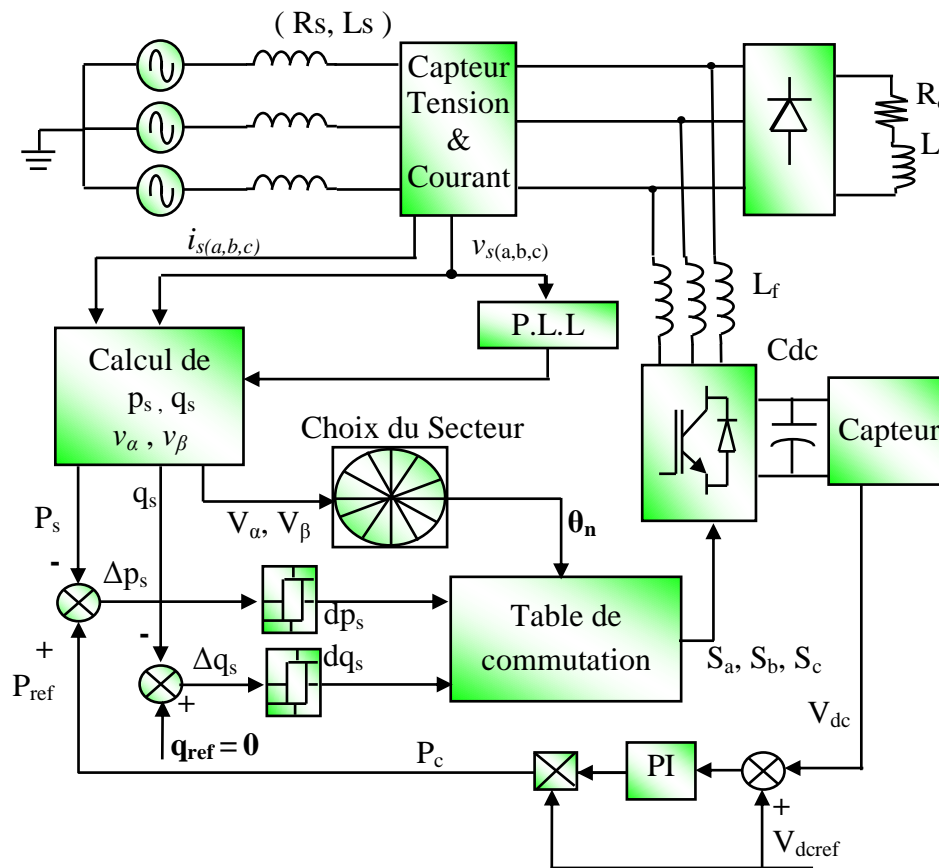


Figure 4.1 Synoptique de contrôle du FAP avec la commande DPC

#### 4.2.1 Calcul des puissances instantanées

La méthode classique pour calculer les puissances instantanées est la suivante :

$$p = \text{Re}(\bar{e} \cdot \vec{i}^*) \quad (4.1)$$

$$q = \text{Im}(\bar{e} \cdot \vec{i}^*) \quad (4.2)$$

Où  $p$  est la puissance active instantanée (aussi appelée puissance réelle),  $q$  est la puissance réactive instantanée (aussi appelée puissance imaginaire),  $e$  et  $i$  sont les vecteurs de tension et courant de ligne et le symbole  $*$  dénote le conjugué.

Ainsi, les puissances active et réactive instantanées sont calculées par l'expression ci-dessous:

$$p_s(t) = v_{sa} \cdot i_{sa} + v_{sb} \cdot i_{sb} + v_{sc} \cdot i_{sc} \quad (4.3)$$

$$q_s(t) = \frac{1}{\sqrt{3}} [(v_{sb} - v_{sc})i_{sa} + (v_{sc} - v_{sa})i_{sb} + (v_{sa} - v_{sb})i_{sc}] \quad (4.4)$$

Afin de diminuer le coût et augmenter la fiabilité de l'installation, le nombre de capteurs des tensions et des courants doit être réduit. Deux techniques pour réaliser le calcul des puissances instantanées sans capteurs ont ainsi été proposées :

➤ dans [108,111], on estime les tensions du réseau à partir des valeurs de la tension du convertisseur et du filtre.

➤ dans [110,112], l'auteur propose l'estimation du flux virtuel comme méthode d'estimation des tensions du réseau sans mesures, à partir aussi des tensions du convertisseur et du filtre.

#### 4.2.2 Contrôleur à hystérésis

Le mode de commutation du convertisseur est réalisée de façon à ce que l'erreur entre la valeur de référence de la puissance active instantanée,  $p_{ref}$ , et la valeur mesurée,  $p_s$ , rentre dans la bande d'hystérésis  $2\Delta p_s$ . De la même façon, l'erreur de la puissance réactive doit rester dans la bande d'hystérésis  $2\Delta q_s$ .

Pour y parvenir, les erreurs des puissances active et réactive instantanées sont introduites dans deux comparateurs à hystérésis de deux niveaux, dont les sorties ( $dp_s$  et  $dq_s$ ) sont mises à 1 lorsqu'il faut augmenter la variable de contrôle ( $p_s$  ou  $q_s$ ) et à 0 lorsque la variable de contrôle doit rester inchangée ou doit diminuer [108].

$$\begin{cases} dp_s = 1 & p_{ref} - p_s \geq \Delta p_s \\ dp_s = 0 & p_{ref} - p_s \leq -\Delta p_s \\ dq_s = 1 & q_{ref} - q_s \geq \Delta q_s \\ dq_s = 0 & q_{ref} - q_s \leq -\Delta q_s \end{cases} \quad (4.5)$$

Ainsi, la table de commutation reçoit le changement de l'entrée et commute la sortie sur un vecteur approprié qui permettra à l'onduleur de modifier l'état des puissances active et réactive instantanées. Le niveau de sortie du contrôleur à hystérésis est maintenu jusqu'à ce que le signal d'erreur atteigne la bande inférieure, où la sortie commutée à zéro (Figure 4.2). Bien que la sortie du contrôleur soit maintenue jusqu'à ce que l'erreur parvienne à l'autre bande, la table de commutation peut commuter sur un autre vecteur de sortie suite à un

basculement du deuxième contrôleur à hystérésis ou à une modification de la position du vecteur de tension.

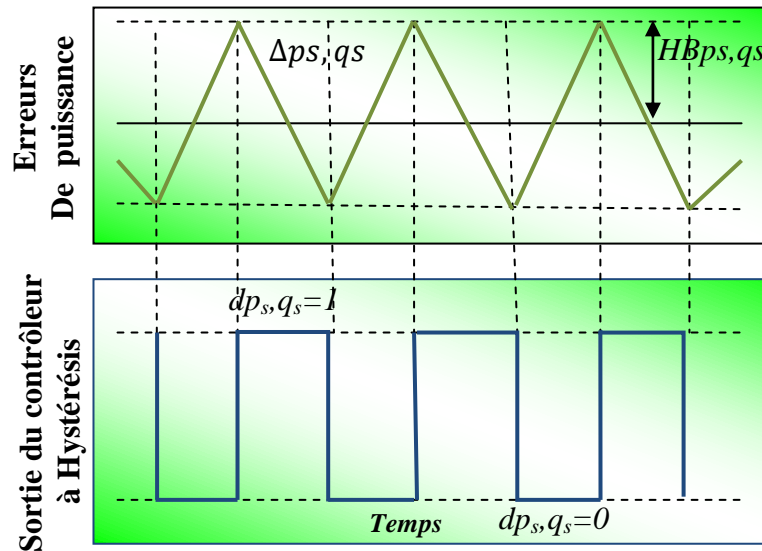


Figure 4.2 Comportement d'un contrôleur de puissance à hystérésis à deux niveaux.

### 4.2.3 Choix du secteur

Le calcul de la position angulaire du vecteur des tensions du réseau dans le plan stationnaire  $\alpha$ - $\beta$  nécessite la connaissance des composantes  $e_\alpha$  et  $e_\beta$ , qui peuvent être soit calculées à partir des mesures des tensions du réseau, soit être estimées à partir de l'estimation des puissances instantanées et des courants absorbés. Le bloc du choix de secteur nous informe dans quel domaine est localisé l'actuel vecteur de la tension de source. Cette position est définie par la relation suivante:

$$\theta = \arctg\left(\frac{v_\beta}{v_\alpha}\right) \quad (4.6)$$

Afin d'augmenter la précision et aussi pour éviter les problèmes rencontrés aux frontières de chaque vecteur de commande, le plan de l'espace vectoriel est divisé en 12 secteurs de  $30^\circ$  chacun (Figure 4.3), où le premier secteur est défini entre  $(-\frac{\pi}{6} < \theta < 0)$ . Les régions consécutives suivent dans le même sens trigonométrique, qui est génériquement exprimé par la relation ci-dessous: [4,53,102,110]

$$(n-2)\frac{\pi}{6} \leq \theta_n \leq (n-1)\frac{\pi}{6} \quad n = 1, 2, \dots, 12 \quad (4.6)$$

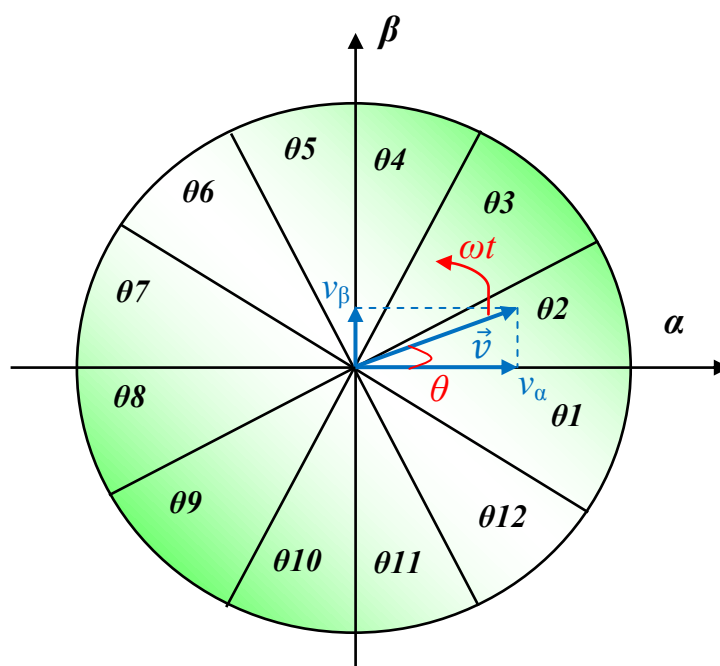


Figure 4.3 Représentation du vecteur de tension dans l'espace vectoriel  $(\alpha, \beta)$  divisé en douze (12) secteurs

#### 4.2.4 Table de commutation

La table de commutation, désignée par classique dans le présent manuscrit, a été élaborée par l'initiateur *DTC* et présentée initialement dans [108,111] puis ultérieurement par M. Malinowski [115].

La table de commutation peut être considérée comme le cœur de la commande directe en puissance. Elle sélectionne un vecteur de tension de l'onduleur approprié pour permettre le déplacement des puissances active et réactive instantanées dans la direction désirée, en se basant aussi sur la position du vecteur de la source et des erreurs des puissances active et réactive.

La table de commutation classique est représenté par le Tableau 4.1.

Tableau 4.1 Table de commutation pour la DPC classique

$d_p$	$d_q$	$\theta_1$	$\theta_2$	$\theta_3$	$\theta_4$	$\theta_5$	$\theta_6$	$\theta_7$	$\theta_8$	$\theta_9$	$\theta_{10}$	$\theta_{11}$	$\theta_{12}$
<b>1</b>	0	$v_6$	$v_7$	$v_1$	$v_0$	$v_2$	$v_7$	$v_3$	$v_0$	$v_4$	$v_7$	$v_5$	$v_0$
	1	$v_7$	$v_7$	$v_0$	$v_0$	$v_7$	$v_7$	$v_0$	$v_0$	$v_7$	$v_7$	$v_0$	$v_0$
<b>0</b>	0	$v_6$	$v_1$	$v_1$	$v_2$	$v_2$	$v_3$	$v_3$	$v_4$	$v_4$	$v_5$	$v_5$	$v_6$
	1	$v_1$	$v_2$	$v_2$	$v_3$	$v_3$	$v_4$	$v_4$	$v_5$	$v_5$	$v_6$	$v_6$	$v_1$
$v_1(100), v_2(110), v_3(010), v_4(011), v_5(001), v_6(101), v_0(000), v_7(111)$ . [4,9,102]													

## 4.2.5 Résultats de simulation de la DPC classique appliquée au FAP

### 4.2.5.1 paramètres de simulation

Le contrôle direct de puissance du FAP, à l'aide de la table de commutation classique, a été simulé à l'aide du logiciel Matlab/Simulink™, afin d'étudier ces performances. Les paramètres du circuit électrique ainsi que les données de la commande utilisés en simulation sont mentionnés dans le tableau ci-dessous. Ces paramètres sont les mêmes utilisés que ceux des autres méthodes.

Tableau 4.2 Paramètres de simulations du FAP

<i>Partie du système</i>	<i>Désignations</i>	<i>Valeurs</i>
<i>Réseau électrique</i>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Tension efficace</li> <li>- Fréquence</li> <li>- Impédance interne</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- <math>V_s = 100 \text{ V}</math></li> <li>- <math>f = 50 \text{ Hz}</math></li> <li>- <math>R_s = 0.01 \Omega</math></li> <li>- <math>L_s = 0.1 \text{ mH}</math></li> </ul>
<i>Charge non linéaire</i>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Pont Redresseur triphasé (PD3) débitant sur une charge inductive (RD en série avec LD)</li> <li>- Impédance de filtrage à l'entrée du pont (PD3).</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- <math>RD1 = 30 \Omega</math>,</li> <li>- <math>RD2 = 20 \Omega</math></li> <li>- <math>LD = 1 \text{ mH}</math></li> <li>- <math>RC = 0.01 \Omega</math>,</li> <li>- <math>LC = 0.566 \text{ mH}</math></li> </ul>
<i>FAP</i>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Condensateur de stockage</li> <li>- Filtre de couplage</li> <li>- Tension de référence</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- <math>CDC = 1100 \mu\text{F}</math></li> <li>- <math>RF = 0.05 \Omega</math></li> <li>- <math>LF = 3 \text{ mH}</math></li> <li>- <math>V_{dc\_ref} = 283 \text{ V}</math></li> </ul>
<i>Paramètres de simulation</i>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Temps d'échantillonnage</li> <li>- Type de pas</li> <li>- Méthode de résolution</li> <li>- Bande d'hystérésis</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- <math>T_e = 1 \mu\text{s}</math></li> <li>- Pas fixe</li> <li>- Algorithme : Euler (Ode1)</li> <li>- <math>HB = 0.2 \text{ A}</math></li> </ul>

### 4.2.5.2 mise en service du FAP avec DPC classique

La figure 4.4 présente les différentes allures des tensions et des courants, cela avant et après la mise en marche du FAP. Avant le branchement du FAP (avant  $t=0.5\text{s}$ ), nous

remarquons que le courant de source a la même forme que le courant de charge avec un  $\text{THD}_{i_c}=28.06\%$ .

Après branchement du FAP (à  $t=0.5\text{s}$ ), celui-ci commence à compenser les courants harmoniques absorbés par la charge non linéaire, et après un transitoire le courant de source reprend sa forme sinusoïdale avec un  $\text{THD}_{i_s}=1.91\%$ .

D'autre part, la tension du bus continu atteint sa valeur de référence fixée, dans notre cas égale à  $282.6\text{V}$ , et cela, après  $100\text{ms}$ . La tension  $v_{dc}$  possède des oscillations dues à celles de la puissance active.

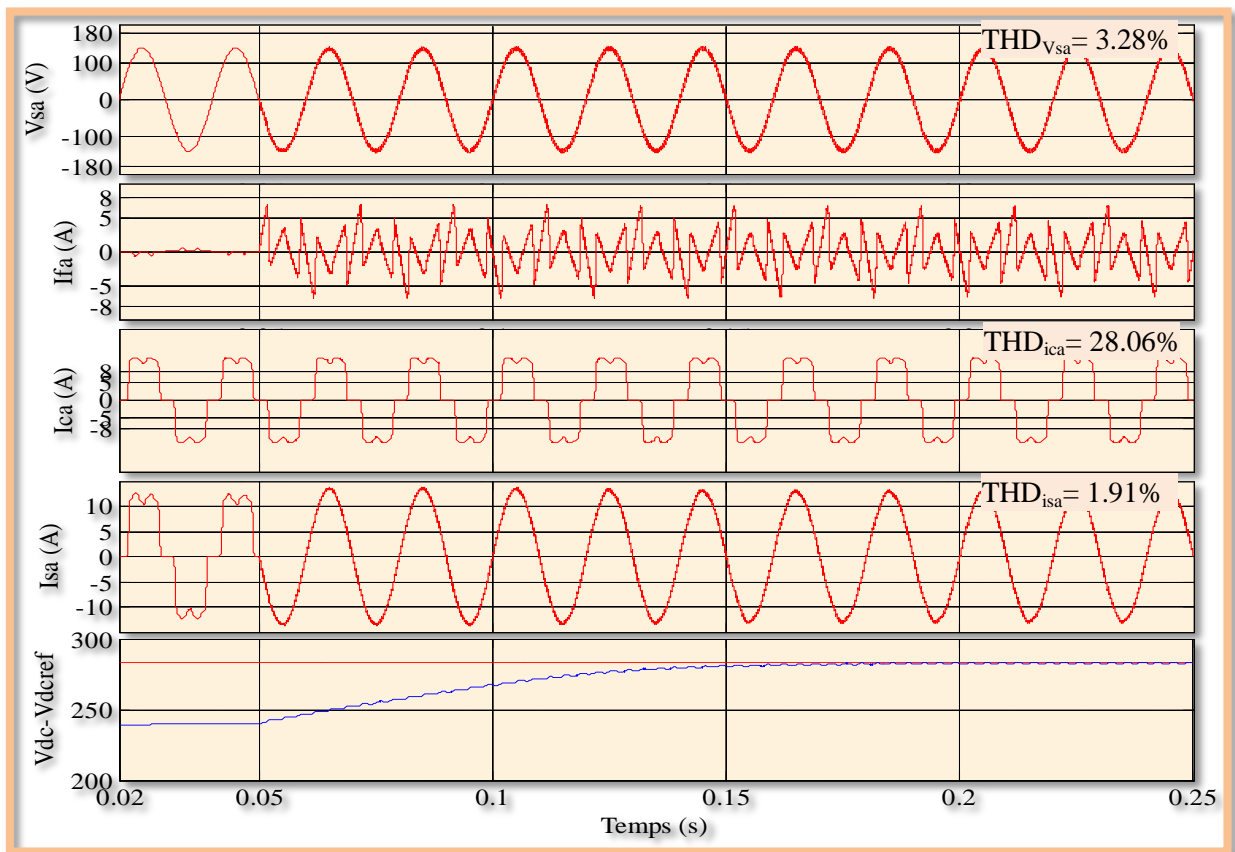


Figure 4.4 Allures des différents courants et tensions lors du branchement du FAP.

La figure 4.5 montre les résultats de simulation concernant les puissances instantanées active et réactive, nous remarquons que l'énergie réactive est devenue presque nulle dès le branchement du FAP (à  $t=0.5\text{s}$ ), nous déduisons qu'il a compensé l'énergie réactive consommée par la charge non linéaire.

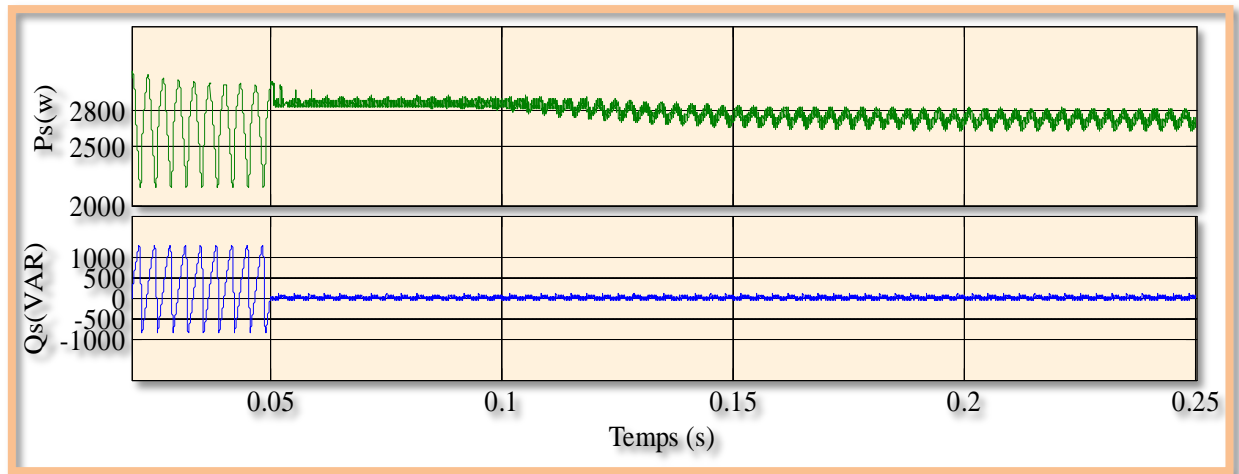


Figure 4.5 Allures des puissances instantanées active (p) et réactive (q)

La tension et le courant de source sont devenus en phase dès la mise en marche du FAP.

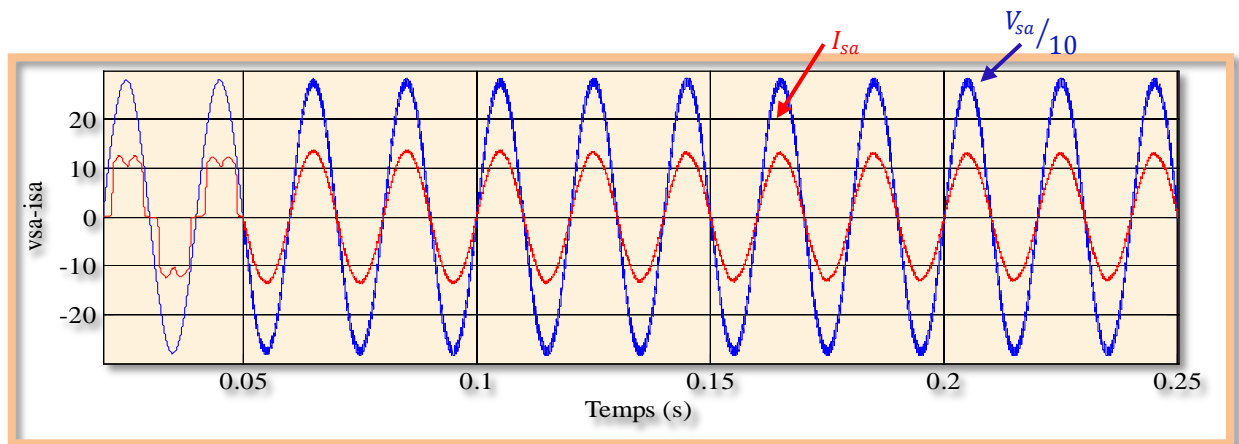


Figure 4.6 Allure de la tension et du courant de source

#### 4.2.5.3 Comportement du FAP en régime dynamique avec la commande DPC classique

Pour vérifier la grandeur de la commande DPC et le comportement du FAP en régime transitoire, nous avons procédé à une double variation de la charge ( $R_{D1}/R_{D2}/R_{D1}$ ), le premier passage est fait à l'instant  $t=0.17s$ , le second à  $0.25s$ . Nous remarquons dans la figure 4.7 que le courant de charge a subi une augmentation (diminution) brusque, alors que celui de la source conserve sa dynamique et sa forme sinusoïdale, sans aucune perturbation au niveau de la tension de source. D'autre part la tension du bus continu diminue temporairement avant qu'elle suit sa valeur de référence.

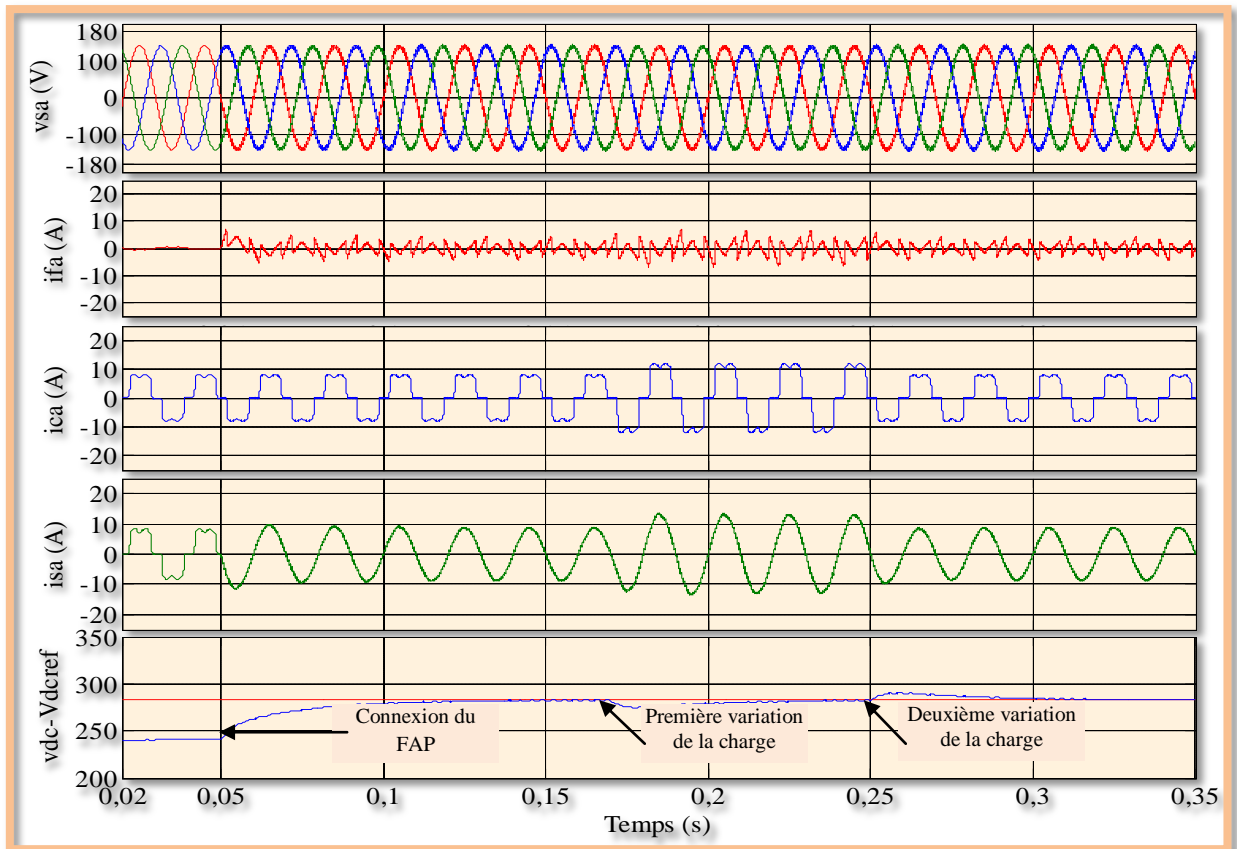


Figure 4.7 Comportement du FAP avec la commande DPC en régime dynamique

Dans la Figure 4.8 on s'aperçoit que dès la première variation de la charge, la source a délivré une puissance active nécessaire, alors que l'énergie réactive n'a subi aucun changement, elle reste près de sa valeur de référence. Nous remarquons aussi que pendant la seconde variation (à  $t=0.25$ ) la puissance active diminue alors que la puissance réactive garde toujours sa valeur.

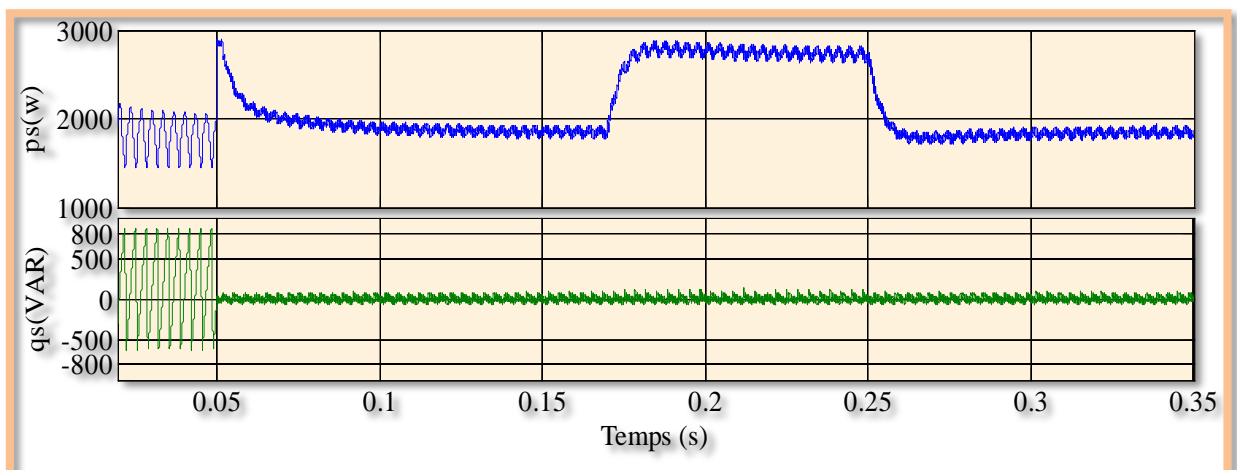


Figure 4.8 Puissances instantanées active et réactive en régime dynamique



De la figure 4.9, on peut se prononcer que pendant les deux variations de la charge, il n'y a aucun déphasage entre la tension et le courant de source.

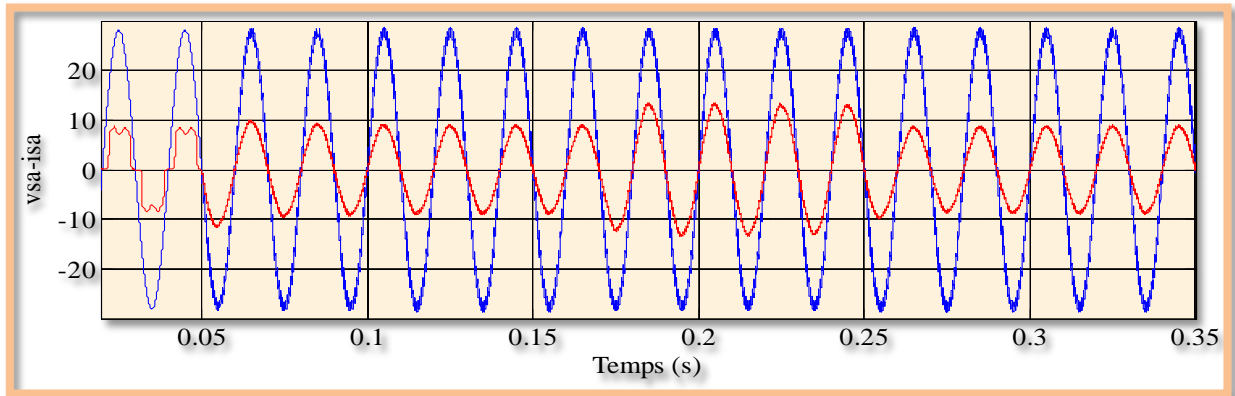


Figure 4.9 Allures de la tension et du courant de source en régime dynamique

Nous concluons aussi, d'après les résultats obtenus, le bon fonctionnement et la robustesse du FAP avec la commande DPC, et cela avec la supposition que le réseau est sain (équilibré et sans distorsion).

#### 4.2.5.4 Comportement du FAP avec la commande DPC classique pour différentes conditions du réseau

Pour dire que la commande est fiable, nous devons la tester avec les différents états du réseau.

##### 4.2.5.4.1 Réseau équilibré et non distordu

La Figure 4.10 expose les différentes allures des tensions de source en triphasé, et des courants (du filtre, de charge et de source). Le filtre commence la compensation en injectant des courants riches en harmoniques qui représentent les courants de filtre, le THD du courant de source est passé rapidement de 28.06% à 1.91%, ainsi il a récupéré sa forme sinusoïdale avec un déphasage nul comme le montre la Figure 4.9.

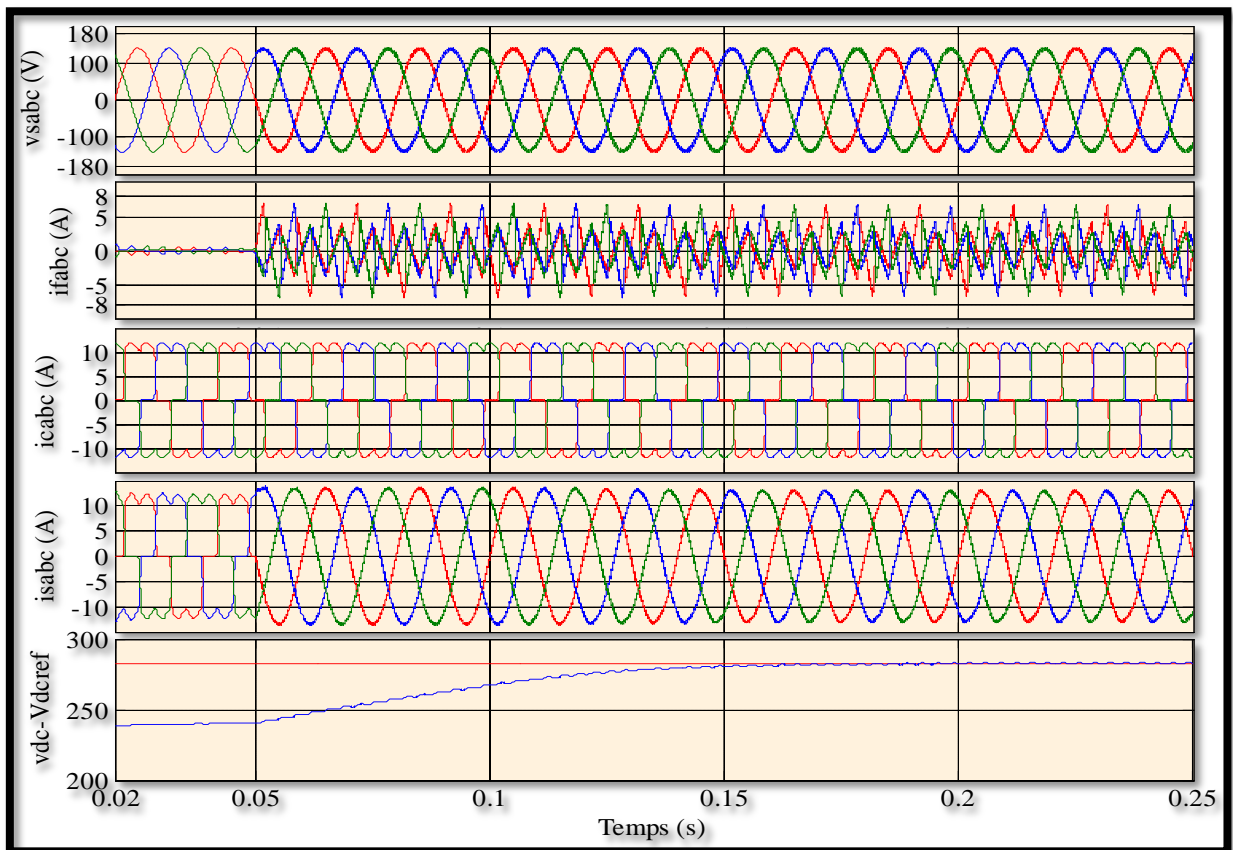


Figure 4.10 Résultats de simulation avec un réseau équilibré et non distordu

#### 4.2.5.4.2 Réseau déséquilibré et non distordu

Dans la Figure 4.11 apparaissent les tensions de source déséquilibrée dont les valeurs efficaces sont ( $v_{sa}=83.07\text{V}$ ,  $v_{sb}=99.26\text{V}$  et  $v_{sc}=68.86\text{V}$ ), et les allures des courants (du filtre, de charge et de source). A  $t=0.5\text{s}$ , le FAP commence sa compensation, le THD du courant de source a baissé de 28.06% à 3.87%, un équilibrage des courants est assuré. La tension du bus continu  $v_{dc}$  atteint sa référence  $V_{dc\text{réf}}$  après un temps de 100ms.

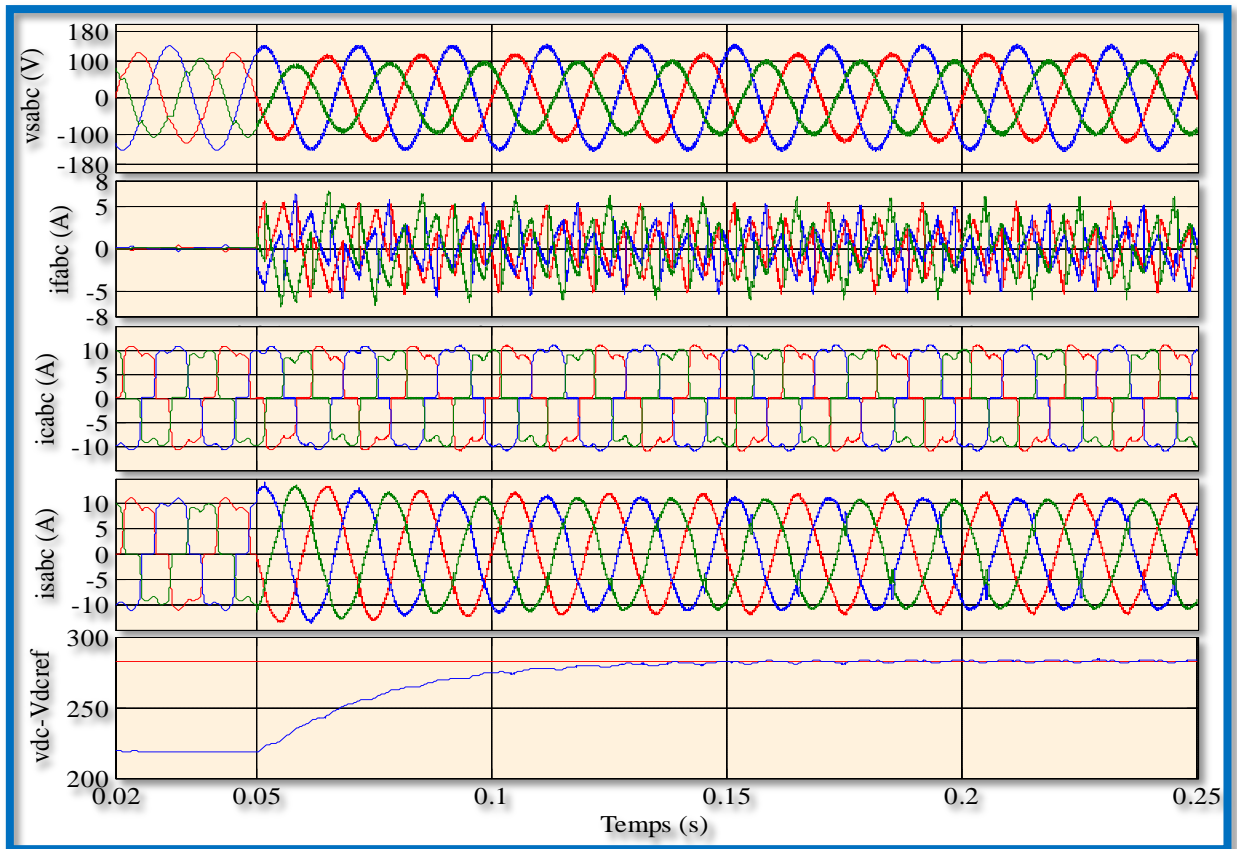
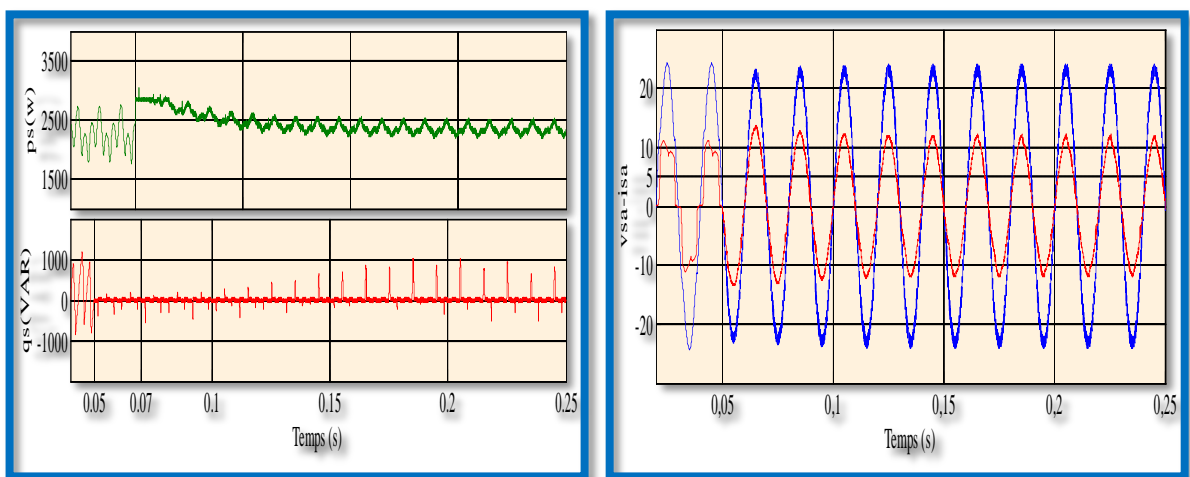


Figure 4.11 Résultats de simulation avec un réseau déséquilibré et non distordu

La Figure 4.12 représente les puissances instantanées active et réactive en (a) et le déphasage entre la tension et le courant de source en (b).



(a)

(b)

Figure 4.12 Allures des ondes avec un réseau équilibré et non distordu

(a) Puissances instantanées active et réactive

(b) Déphasage entre la tension et le courant de source

## 4.2.5.4.3 Réseau équilibré avec distorsion

Dans la Figure 4.13 on remarque bien que les tensions de source sont équilibrées et riches en harmonique ( $THD_{v_{sa}} = 13.31\%$ ,  $THD_{v_{sb}} = 13.30\%$  et  $THD_{v_{sc}} = 13.30\%$ ). Après la mise en marche du FAP on observe l'amélioration du THD du courant de source qui devient égale à 4.10%. La tension du bus continu suit aussi sa référence après un temps de 100ms.

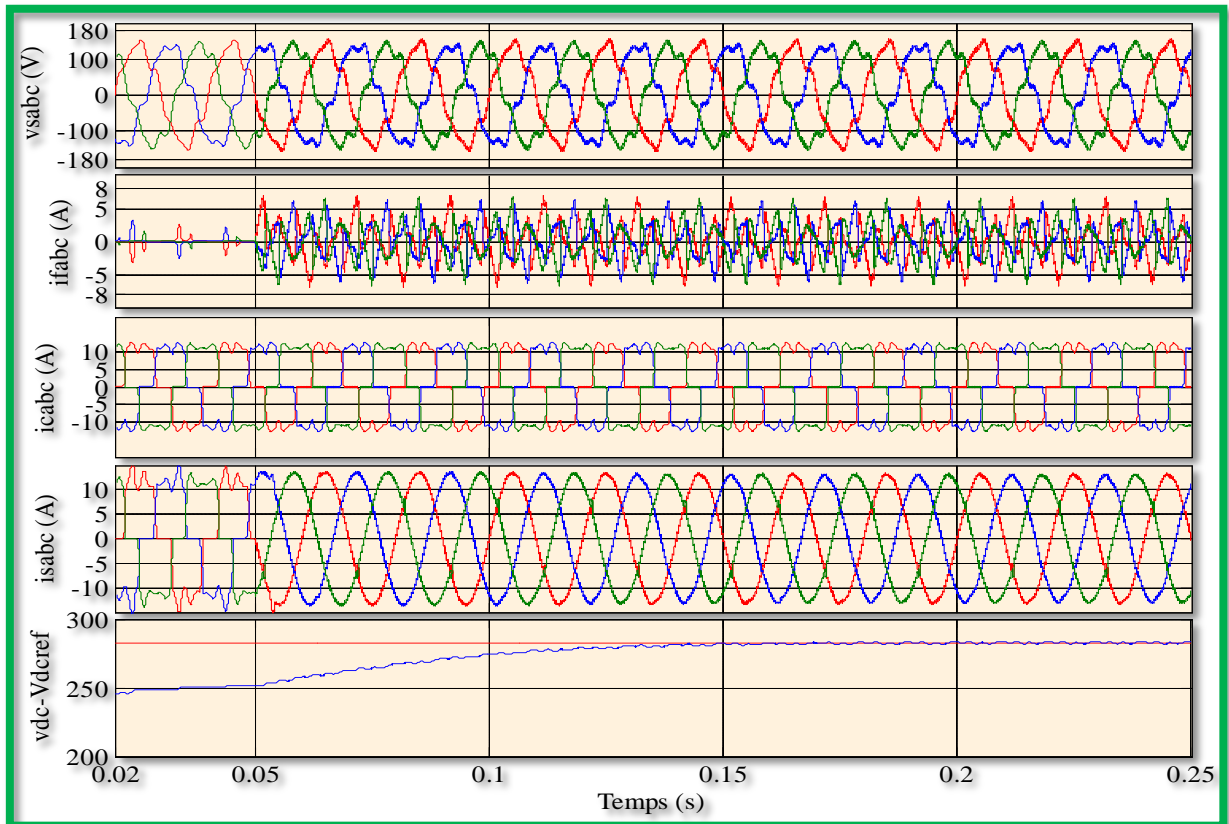
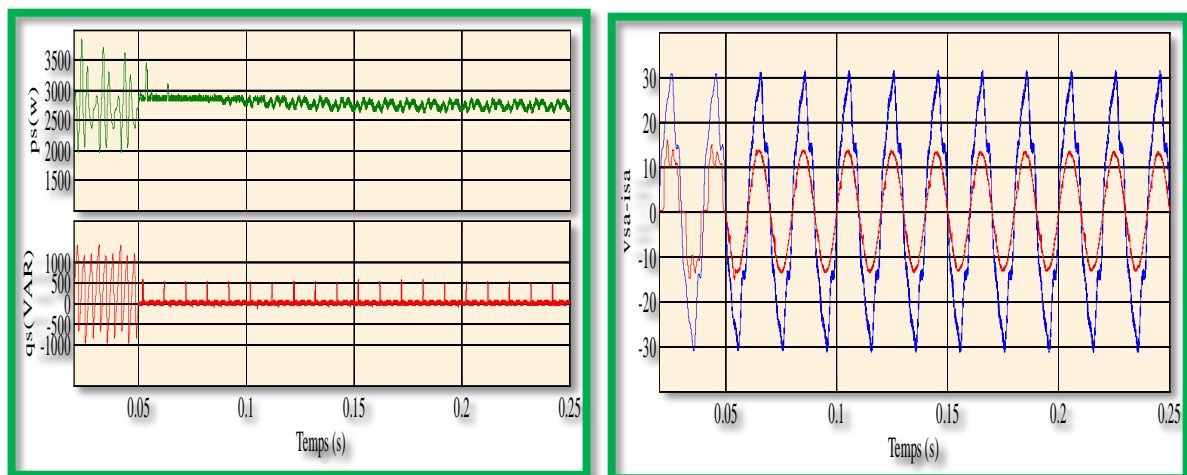


Figure 4.13 Résultats de simulation avec un réseau équilibré et distordu



(a)

(b)

Figure 4.14 Allures des ondes avec un réseau équilibré avec distorsion

(a) Puissances instantanées active et réactive

(b) Déphasage entre la tension et le courant de source

#### 4.2.5.4.4 Réseau déséquilibré avec distorsion

C'est l'état du réseau le plus défavorable, le déséquilibre et la distorsion de la tension de source ( $v_{sa}=84V$ ,  $THD_{vsa} =15.70\%$ ,  $v_{sb}=100V$ ,  $THD_{vsb} =13.32\%$ ,  $v_{sc}=69.64V$  et  $THD_{vsc} =19.88\%$ ) sont représentés par la Figure 4.15, ainsi les différentes allures des courants (du filtre, de charge et de source). La tension du bus continu suit sa référence après un temps de 100ms.

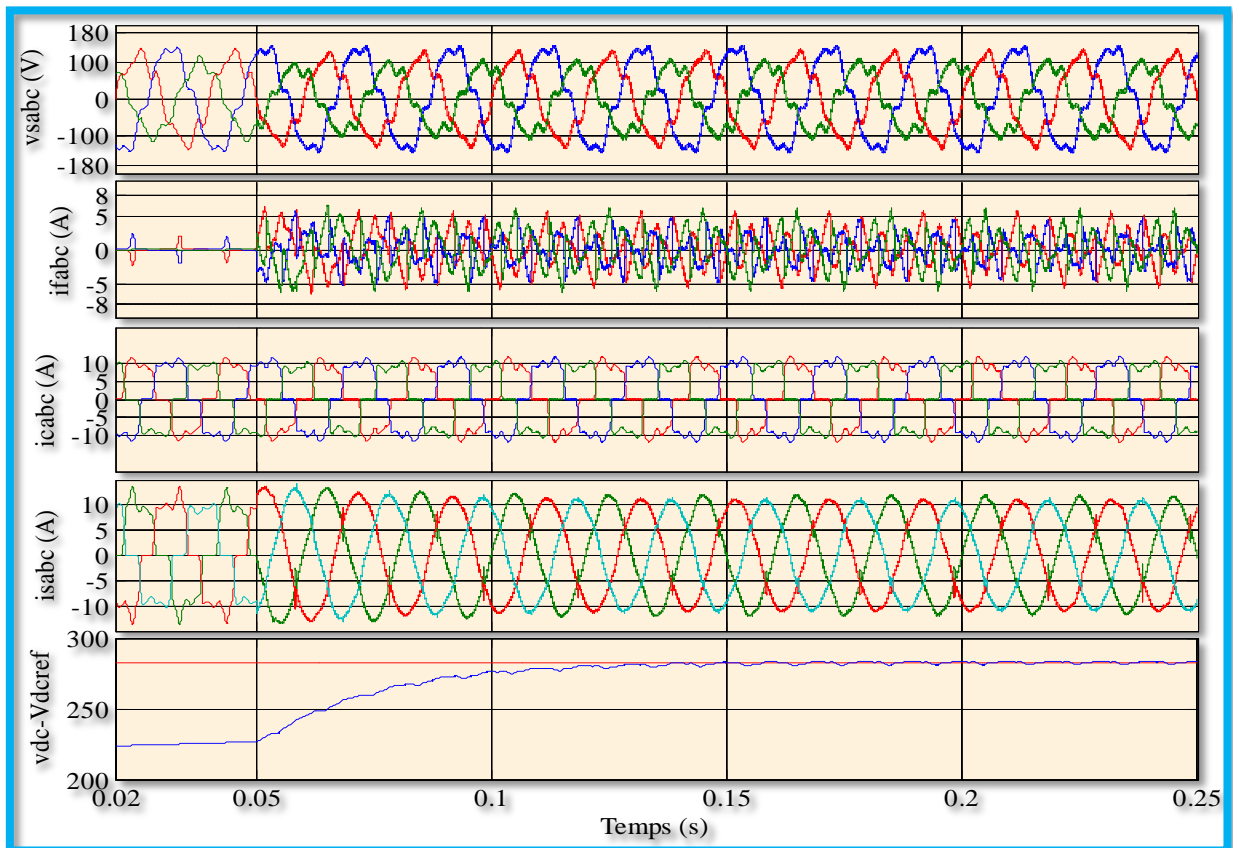
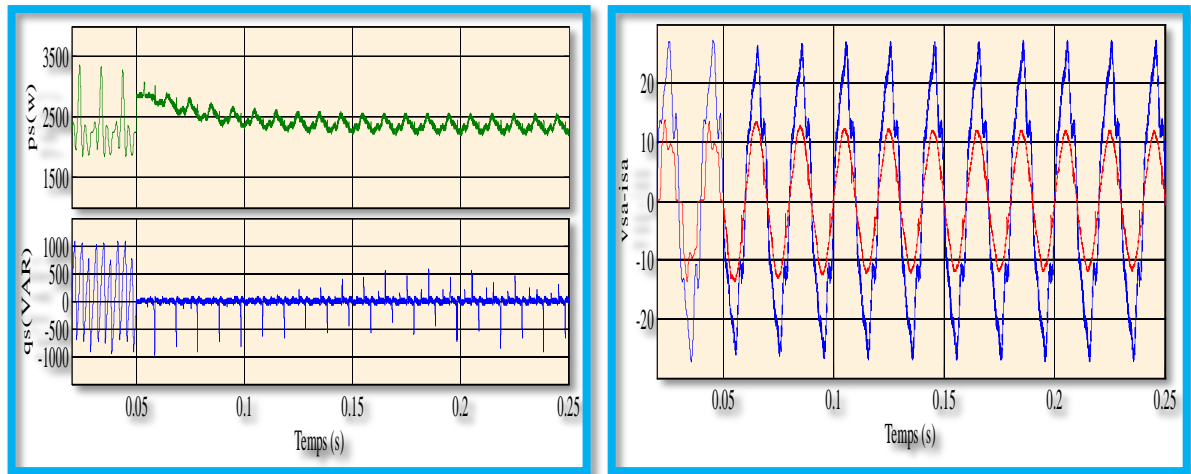


Figure 4.15 Résultats de simulation avec un réseau déséquilibré et distordu



(a)

(b)

Figure 4.16 Formes ondes avec un réseau déséquilibré avec distorsion

(a) Puissances instantanées active et réactive

(b) Déphasage entre la tension et le courant de source

Par ailleurs la Figure 4.16(a) montre les puissances instantanées active et réactive. Tandis que la Figure 4.16(b) montre le déphasage entre la tension et le courant de source.

#### 4.2.5.4.5 Comportement du FAP avec les différents états regroupés

Pour montrer la dynamique du FAP avec commande DPC classique à travers les différentes conditions du réseau, on les a regroupés dans une seule simulation, comme le montrent les figures 4.17 et 4.18.

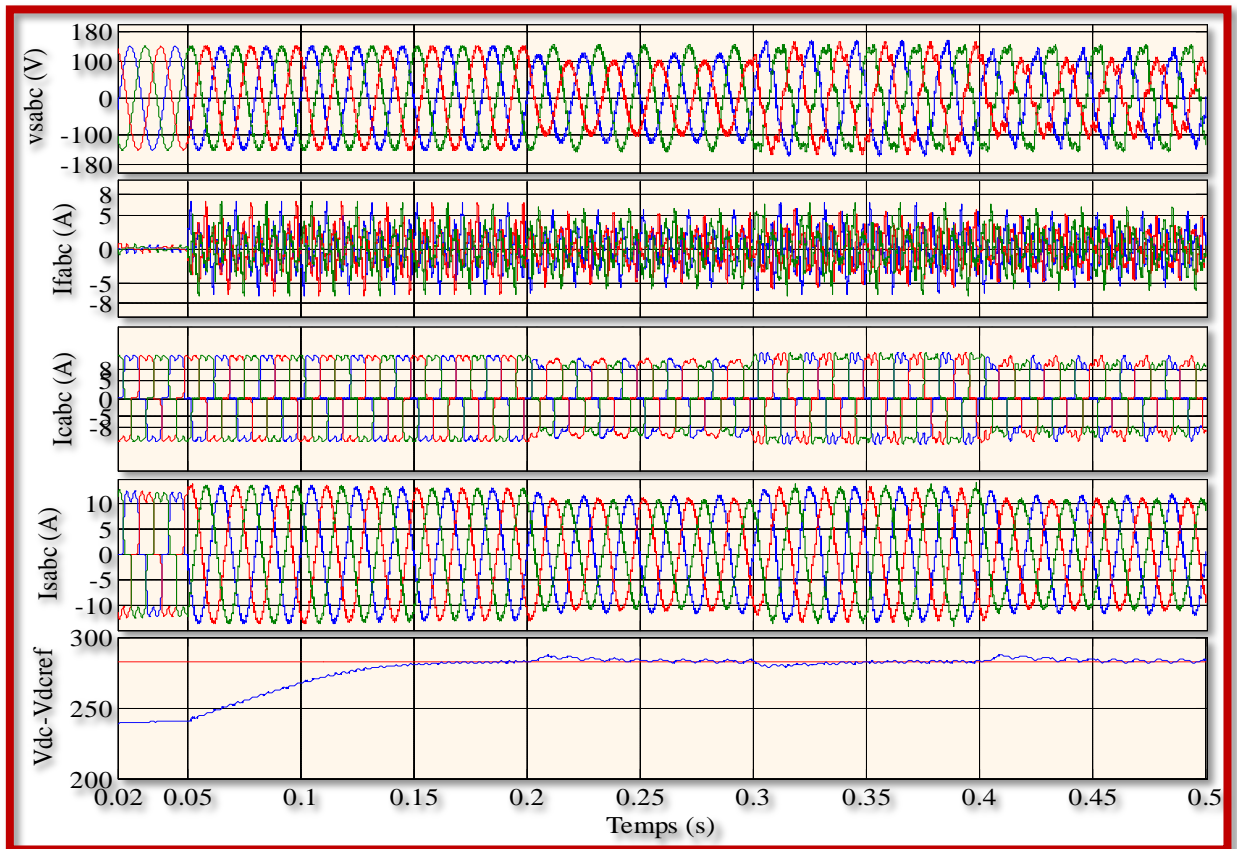
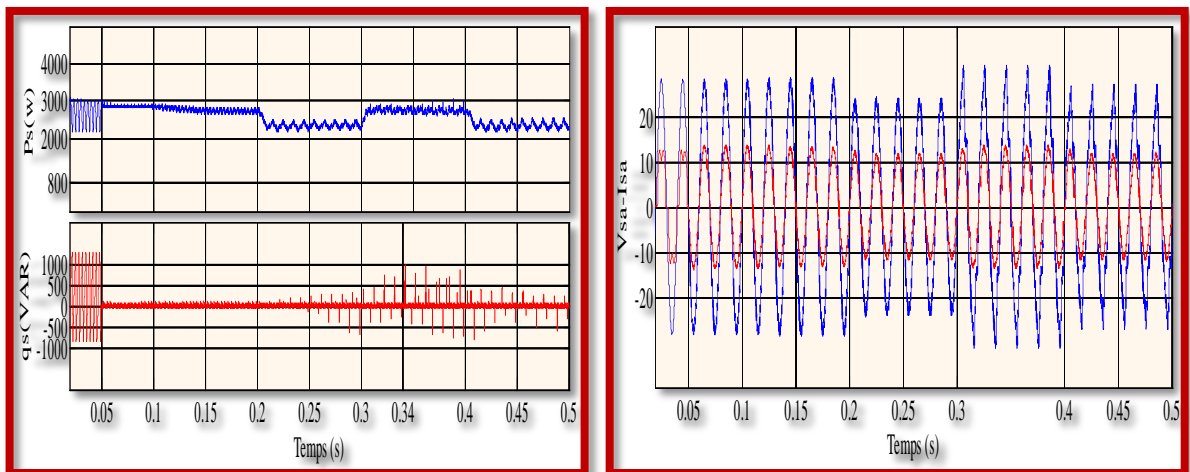


Figure 4.17 Résultats de simulation avec les différents états du réseau



(a)

(b)

Figure 4.18 Formes d'onde avec les différents états du réseau

(a) Puissances instantanées active et réactive

(b) Déphasage entre la tension et le courant de source

Finalement, on peut conclure que le FAP avec la commande DPC classique assure une bonne compensation ( $\text{THD} < 5\%$ ), pour toutes les conditions du réseau.

### 4.3 ZDPC (Zéro DPC)

Dans cette partie, nous proposons une amélioration de la commande DPC, que nous l'avons nommée « zéro Power Control Direct (ZDPC) » ; cette technique se base sur le principe de la DPC classique qu'on a détaillée dans les paragraphes précédents (paragraphe 4.2), et cela pour commander un FAP pour différentes conditions du réseau. Cette commande proposée est fondée sur l'annulation des perturbations de puissance active et réactive instantanées, en les comparant avec des références nulles. Pour séparer les composantes harmoniques et fondamentales de la tension et du courant de source, un filtre très sélectif (HSF) a été utilisé. En fonction de la position des erreurs de puissance et le vecteur de tension de source, une table de commutation produisant les vecteurs de contrôle appropriés conduit à la variation de puissance active et réactive nécessaire pour atteindre les références de puissance qui sont mises à zéro, même sous des conditions de tensions de réseau déséquilibrées et distordues. La validation expérimentale de la ZDPC proposée a été effectuée. Les résultats sont comparés à la DPC classique pour démontrer la supériorité et la faisabilité de la stratégie proposée.

Contrairement à la DPC classique qui utilise une référence nulle pour la puissance réactive, alors que celle de la puissance active à partir du produit de la sortie du contrôleur PI avec  $V_{\text{dcréf}}$  comme le montre la figure 4.2. La technique proposée « ZDPC » nécessite la mise à zéro des deux références de puissance active et réactive pour rejeter toute perturbation dues aux harmoniques [101, 123-124]. C'est pourquoi elle est appelée Zéro DPC ou ZDPC.

#### 4.2.1 Principe de la commande ZDPC

La figure 4.19 visualise la structure générale de la ZDPC proposée. Dans cette stratégie de contrôle, les références des puissances perturbatrices active et réactive sont mises à zéro. Nous notons que dans cette structure la PLL n'est plus nécessaire car elle est remplacée par le filtre HSF. Ce dernier est utilisé pour séparer les composantes fondamentales et harmoniques des tensions et courants de source afin d'effectuer la compensation de puissance (Figure 4.20).



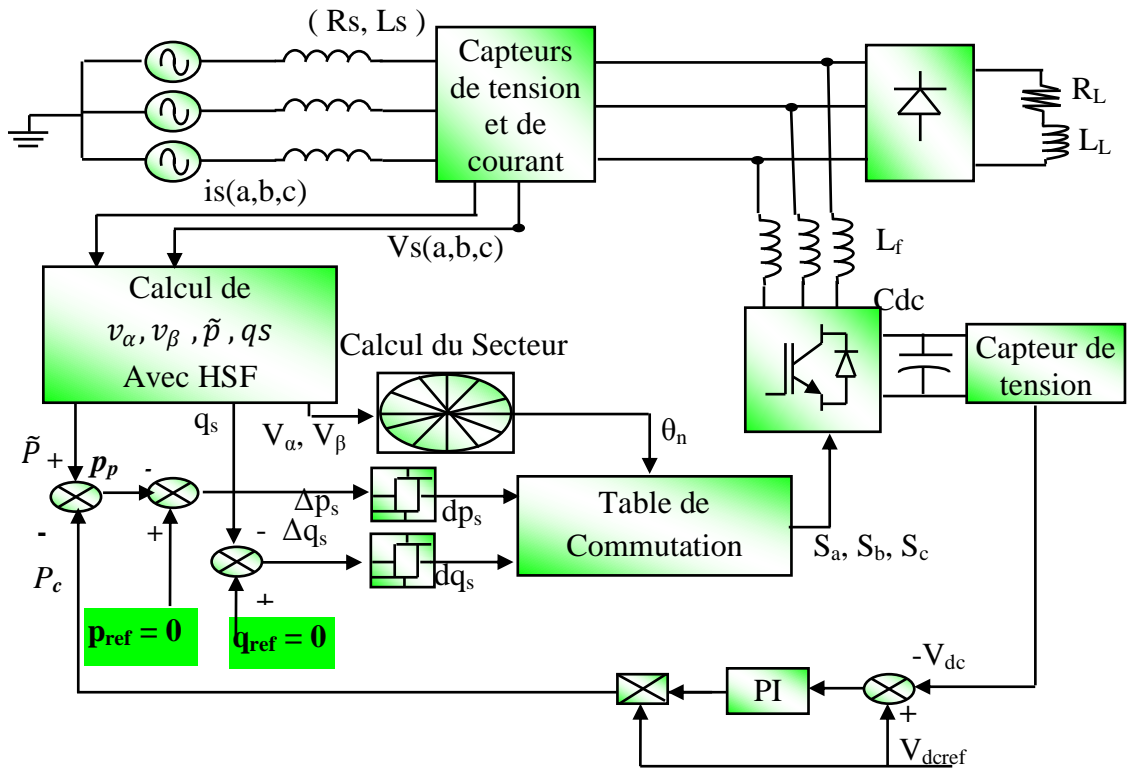


Figure 4.19 Synoptique du FAP avec la commande ZDPC

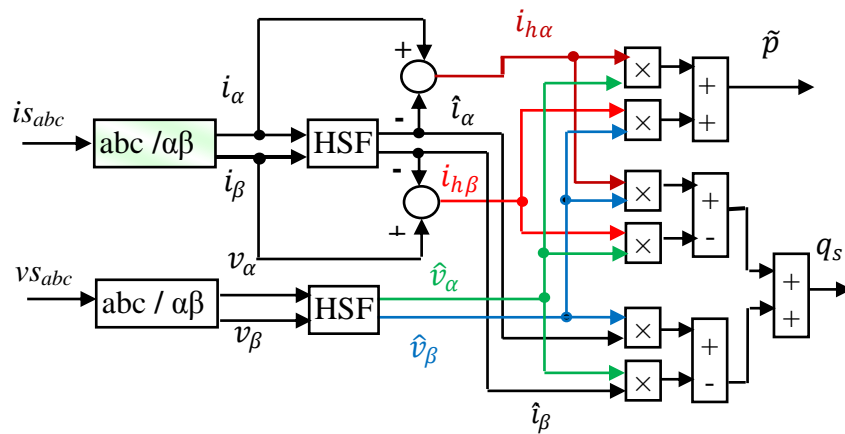


Figure 4.20 Calcul des puissances  $\tilde{p}$  et  $q_s$

Les composantes alternatives des puissances active et réactive instantanées sont obtenues par les relations :[103-104]

$$\tilde{p} = \hat{v}_\alpha \cdot i_{h\alpha} + \hat{v}_\beta \cdot i_{h\beta} \tag{4.8}$$

$$\tilde{q} = \hat{v}_\beta \cdot i_{h\alpha} - \hat{v}_\alpha \cdot i_{h\beta} \tag{4.9}$$

$$\bar{q} = \hat{v}_\beta \hat{i}_\alpha - \hat{v}_\alpha \hat{i}_\beta \quad (4.10)$$

$$q_s = \bar{q} + \tilde{q} \quad (4.11)$$

Avec  $\hat{v}, \hat{i}$  représentent les composantes fondamentales,

$i_h$  représente les composantes harmoniques.

La puissance instantanée active perturbatrice ( $p_p$ ) qui sera compensée est la somme de la puissance alternative  $\tilde{p}$ , reliée aux courant harmoniques, et la puissance active  $p_c$  nécessaire pour la régulation de la tension du bus continu.

$$p_p = \tilde{p} - p_c \quad (4.12)$$

Pour compenser les puissances perturbatrices active et réactive ( $p_p$  et  $q_s$ ), nous devons les comparer aux puissances de références nulles ( $p_{ref}$  et  $q_{ref}$ ). Les résultats de comparaison et à travers les blocs hystérésis génèrent ( $dp_s$  et  $dq_s$ ). Le secteur ( $\theta_n$ ) et l'état de ( $dp_s$  et  $dq_s$ ) sélectionnent les vecteurs de contrôle ( $S_a, S_b, S_c$ ) de la table de transition (Tableau 4.1).

### 4.3.1 Résultats de simulation

#### 4.3.1.1 Paramètres de simulation

Les paramètres de simulation utilisés sont identiques à ceux de la DPC classique (Tableau 4.2).

#### 4.3.1.2 Mise en service du FAP avec ZDPC

La figure 4.21 présente les différentes allures des tensions et courants, cela avant et après la mise en marche du FAP. Avant le branchement du FAP (avant  $t=0.05s$ ), on remarque que le courant de source a la même forme que le courant de charge avec un  $THDi_c=28.06\%$ .

Après le branchement du FAP (à  $t=0.05s$ ), il commence à compenser les courants harmoniques absorbés par la charge non linéaire, et après un transitoire le courant de source reprend sa forme sinusoïdale avec un  $THDi_s=1.45\%$ .

D'autre part, la tension du bus continu atteint sa valeur de référence fixée, dans notre cas, à 282.6V, et cela, après seulement 50ms contrairement aux commandes précédentes. La tension  $v_{dc}$  présente des oscillations dues à celles de la puissance active.

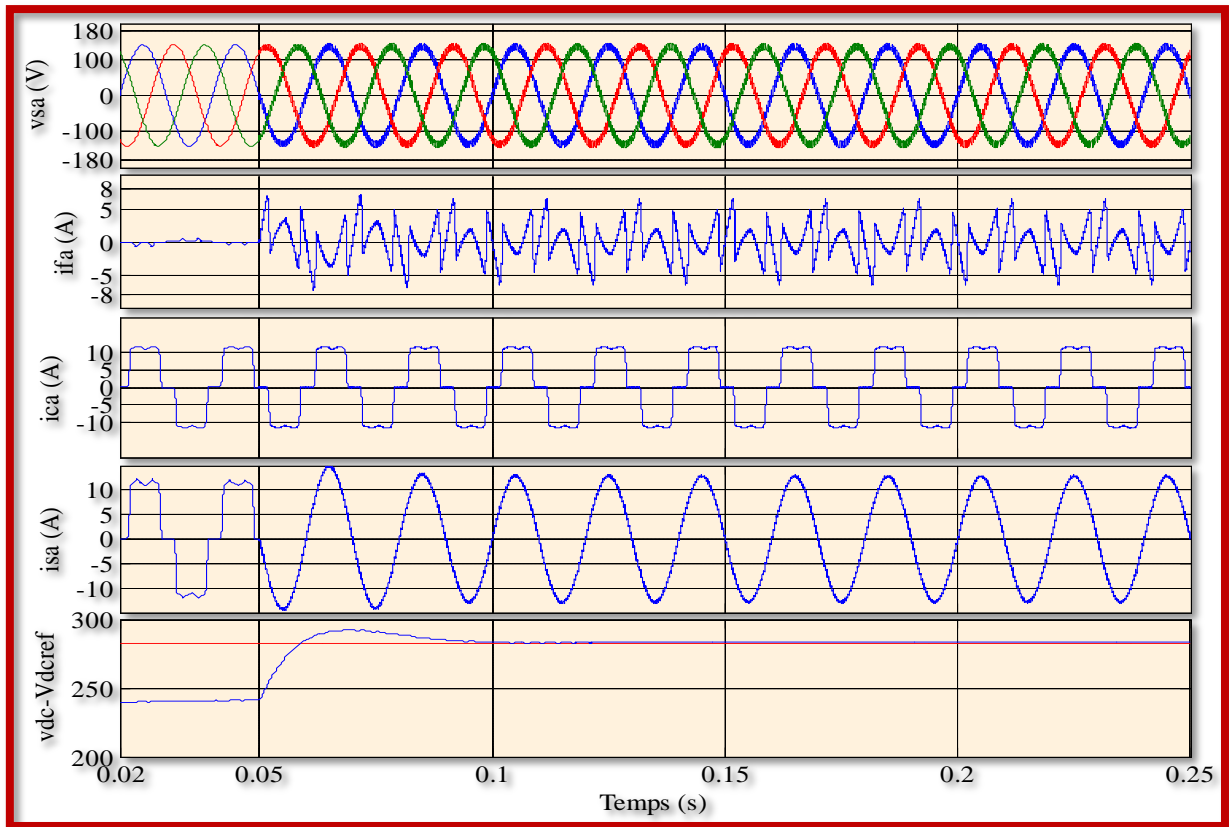


Figure 4.21 résultats de simulation lors du branchement du FAP avec ZDPC

La figure 4.22 montre les résultats de simulation concernant les puissances instantanées active et réactive, nous constatons que l'énergie réactive et l'énergie active perturbatrice sont devenues presque nulle dès le branchement du FAP (à  $t=0.05s$ ), nous déduisons qu'il a compensé l'énergie réactive consommée par la charge non linéaire.

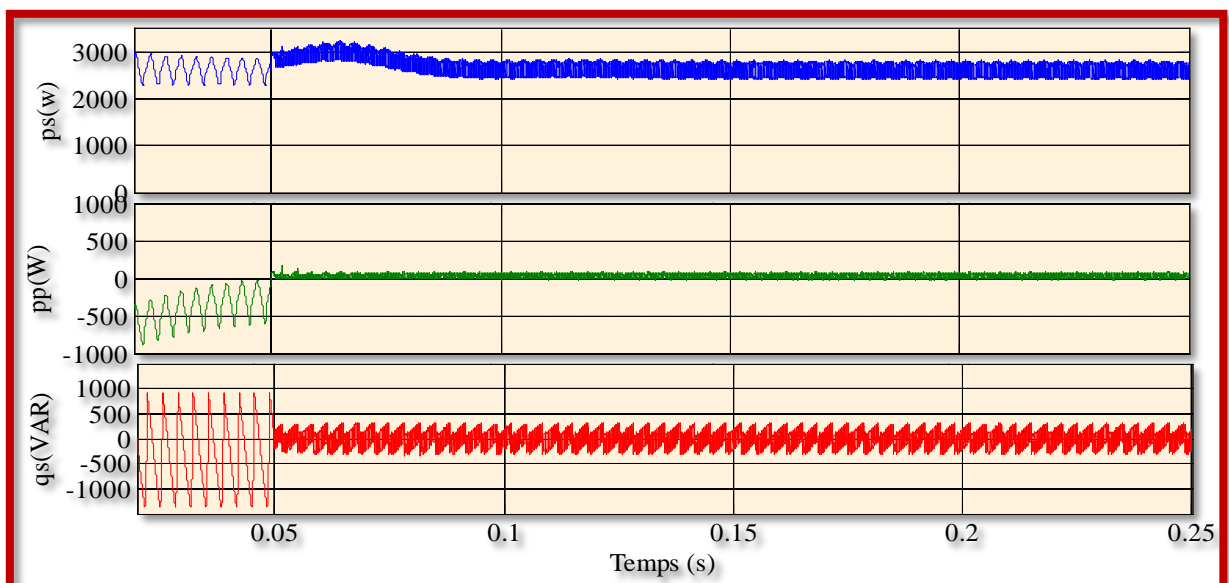


Figure 4.22 allures des puissances instantanées active et réactive lors du branchement du FAP avec ZDPC

La tension et le courant de source sont redevenus en phase dès la mise en marche du FAP (Figure 4.23)

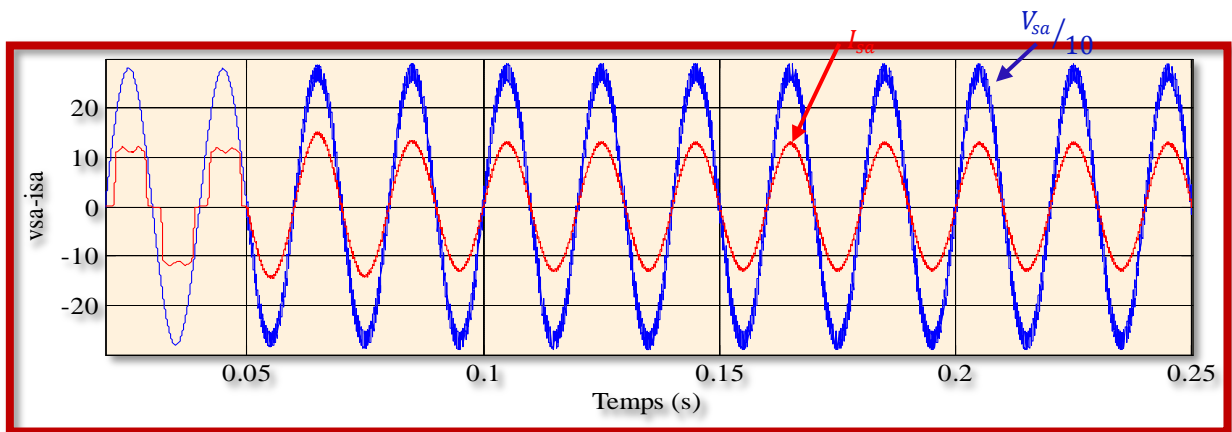


Figure 4.23 Allures de la tension et du courant de source

#### 4.3.1.3 Comportement du FAP avec ZDPC en régime dynamique

Pour vérifier la robustesse de la commande ZDPC et le comportement du FAP en régime transitoire, nous avons travaillé avec une double variation de la charge ( $R_{D1}/R_{D2}/R_{D1}$ ), le premier passage est fait à l'instant  $t=0.17s$ , le second à  $0.25s$ . Nous remarquons dans la figure 4.24 que le courant de charge a subi une augmentation (diminution) brusque, alors que celui de la source conserve sa dynamique et sa forme sinusoïdale, sans aucune perturbation au niveau de la tension de source. D'autre part la tension du bus continu diminue temporairement avant qu'elle suive sa valeur de référence.

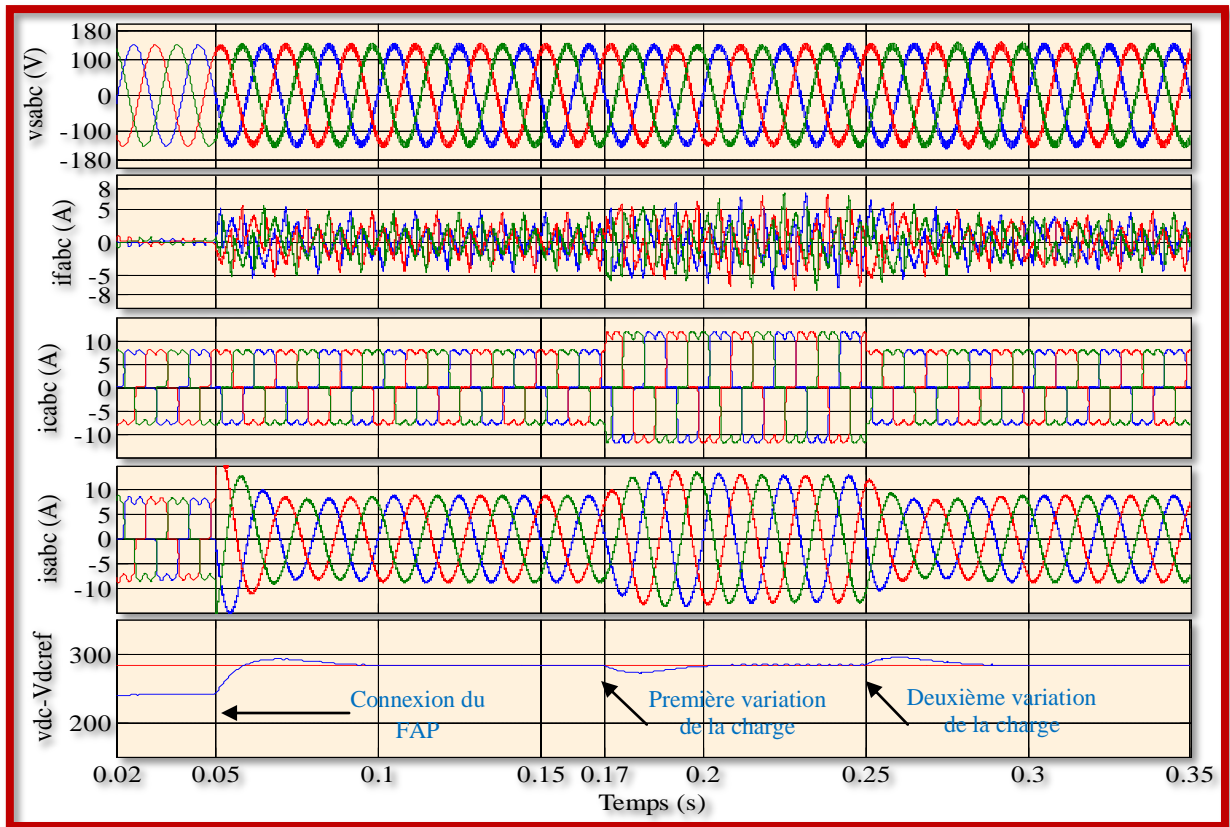


Figure 4.24 Comportement du FAP avec ZDPC en régime dynamique

La Figure 4.25 nous illustre que dès la première variation de la charge, la source a délivré une puissance active nécessaire, alors que l'énergie réactive n'a subi aucun changement, elle reste près de sa valeur de référence. Nous remarquons aussi que pendant la seconde variation (à  $t=0.25$ ) la puissance active diminue alors que la puissance réactive garde toujours sa valeur. D'autre part la puissance active perturbatrice est presque nulle malgré la variation de la charge.

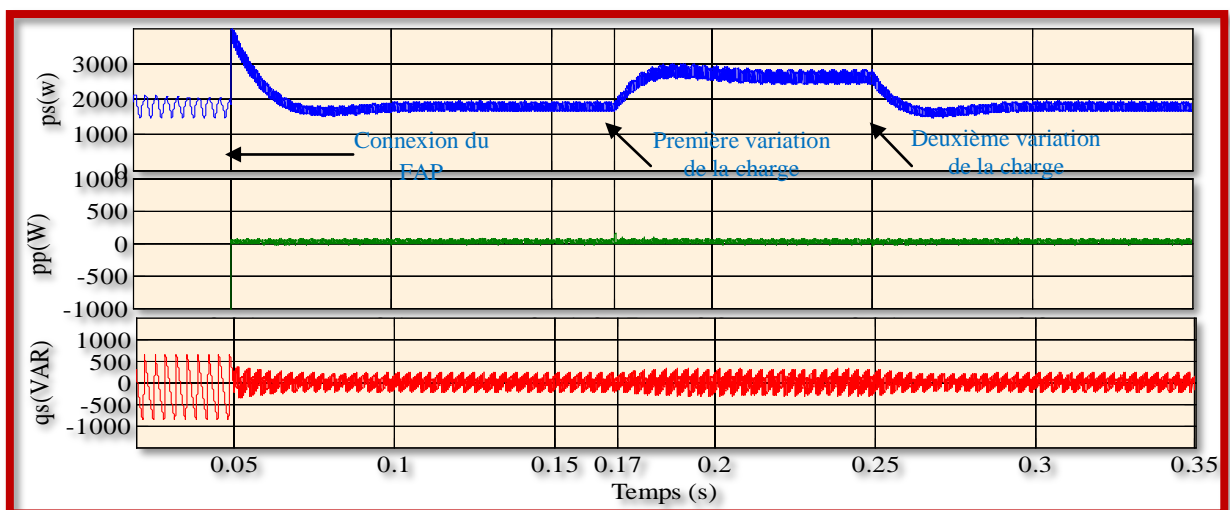


Figure 4.25 Puissances instantanées active et réactive en régime dynamique

Nous remarquons dans la Figure 4.26 que la tension et le courant de source sont en phase malgré la variation de la charge.

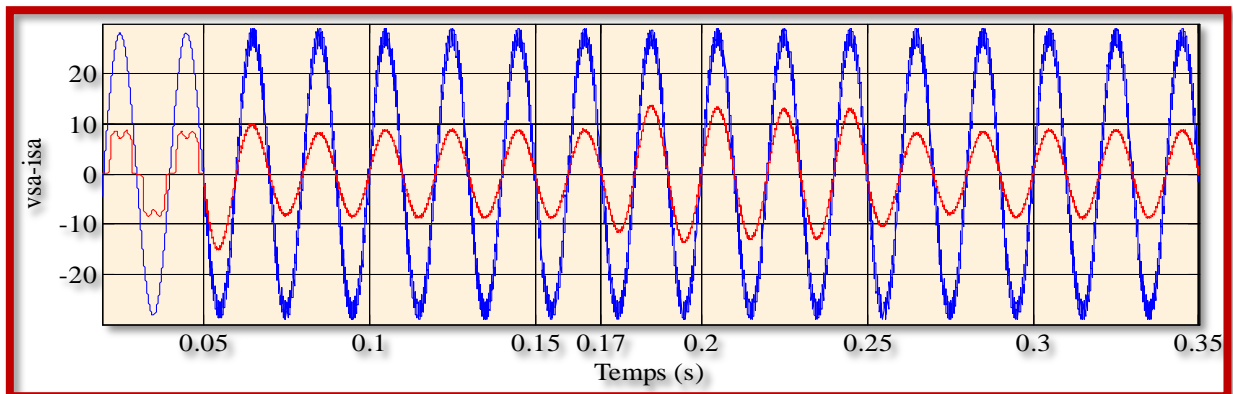


Figure 4.26 Allures de la tension et courant de source en régime dynamique

D'après les résultats obtenus on peut conclure le bon fonctionnement et la robustesse du FAP avec la commande ZDPC, et cela avec la supposition que le réseau est sain (équilibré et sans distorsion).

#### 4.3.1.4 Comportement du FAP avec la commande ZDPC pour différentes conditions du réseau

En pratique la source de tension n'est pas toujours saine, et pour prouver la fiabilité et l'efficacité de la commande, nous devons la tester avec différents états du réseau.

##### 4.3.1.4.1 Réseau équilibré non distordu

La Figure 4.27 montre les différentes allures des tensions de source en triphasé, et des courants (du filtre, de charge et de source). Le filtre commence la compensation en injectant des courants riches en harmoniques qui représentent les courants de filtre, le THD du courant de source est passé rapidement de 28.06% à 1.45%, ainsi il a récupéré sa forme sinusoïdale avec un déphasage nul comme le montre la Figure 4.26.

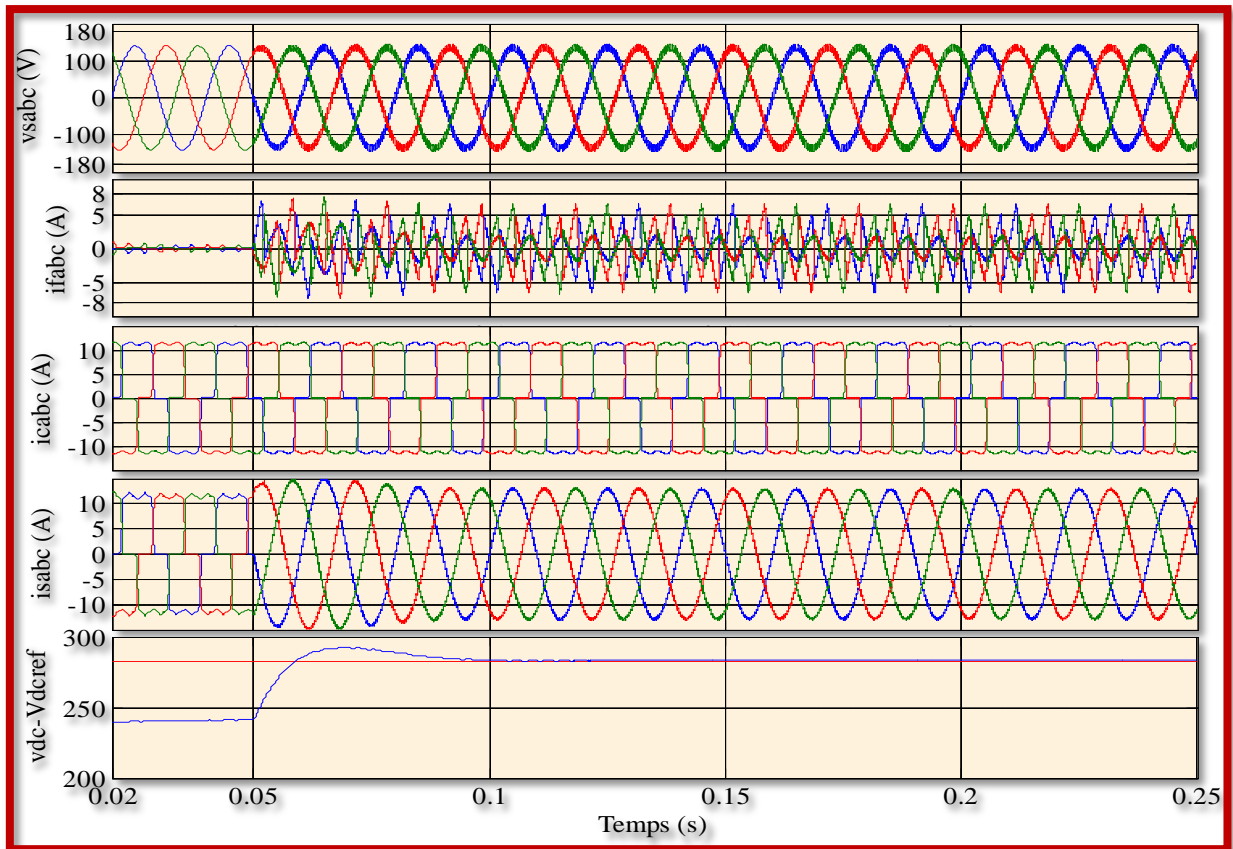


Figure 4.27 Résultats de simulation avec un réseau équilibré et non distordu

#### 4.3.1.4.2 Réseau déséquilibré non distordu

La Figure 4.28 présente les tensions de source déséquilibrées dont les valeurs efficaces sont ( $v_{sa}=83.42\text{V}$ ,  $v_{sb}=99.41\text{V}$  et  $v_{sc}=68.02\text{V}$ ), et les allures des courants (du filtre, de charge et de source). A  $t=0.05\text{s}$ , le FAP commence sa compensation, le THD du courant de source a baissé de 28.06% à 1.88% , un équilibrage des courants est assuré . La tension du bus continu  $v_{dc}$  atteint sa référence  $V_{dcref}$  après un temps de 50ms seulement.

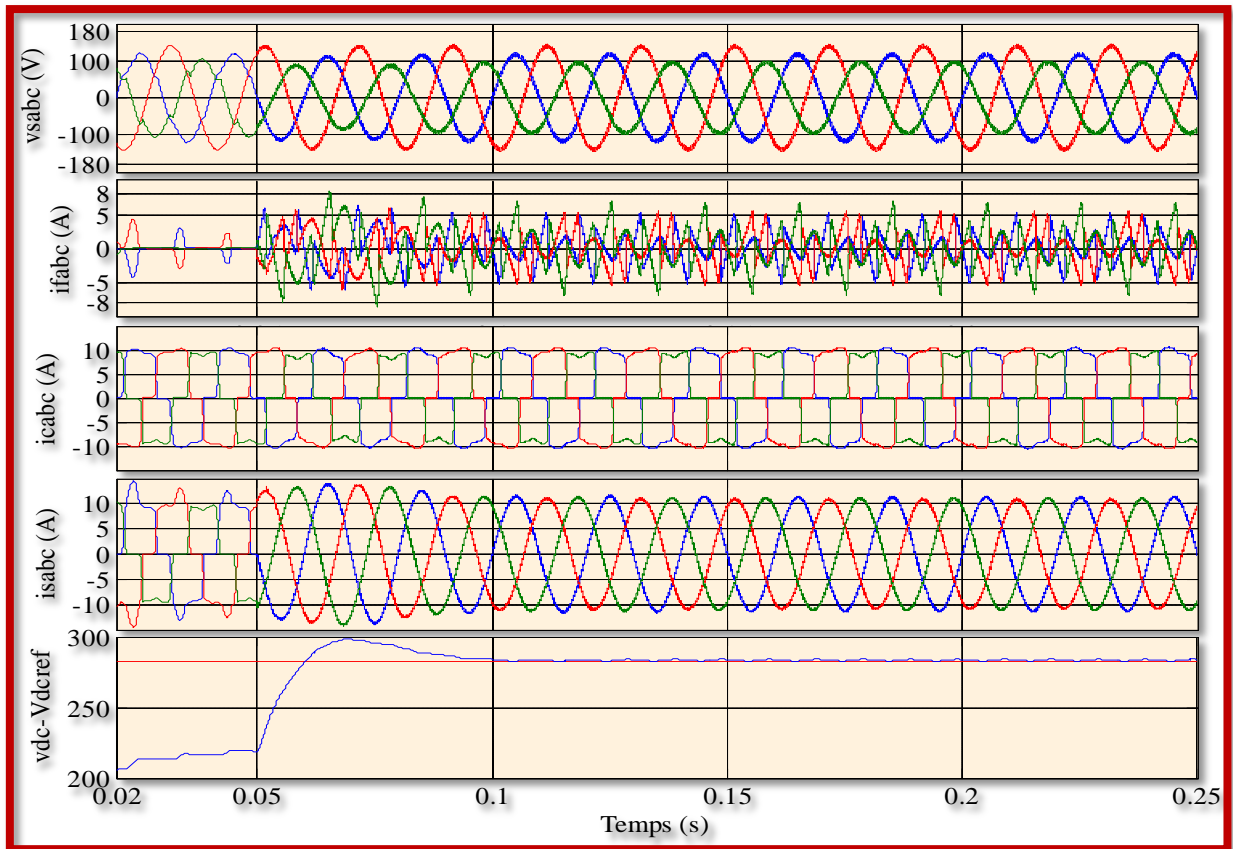
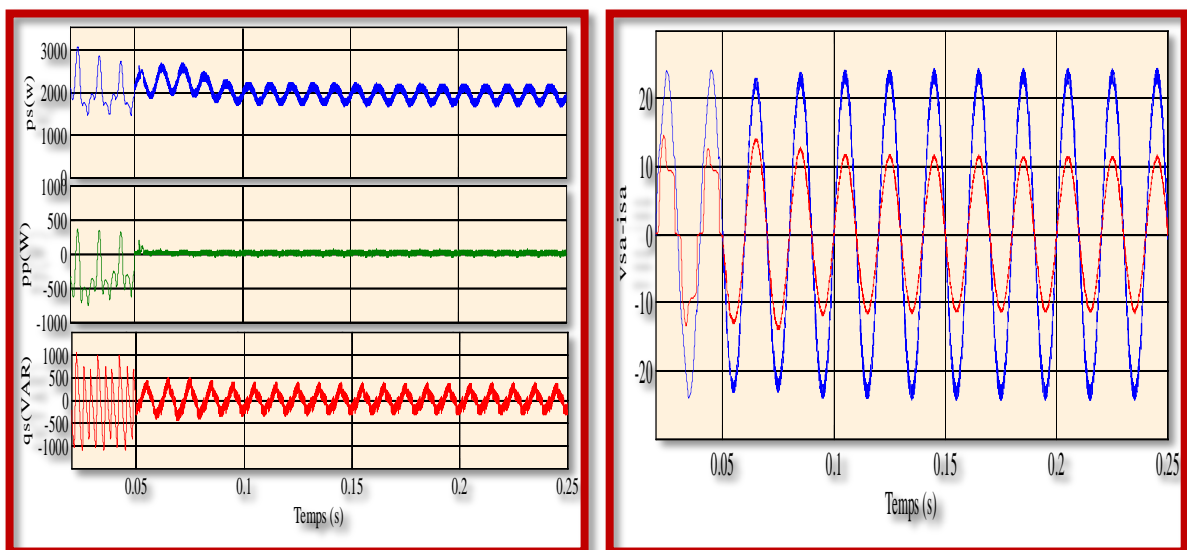


Figure 4.28 Résultats de simulation avec un réseau déséquilibré et non distordu

La Figure 4.29 présente les puissances instantanées active et réactive en (a) et le déphasage entre la tension et le courant de source en (b).



(a)

(b)

Figure 4.29 Allures des ondes avec un réseau déséquilibré et non distordu

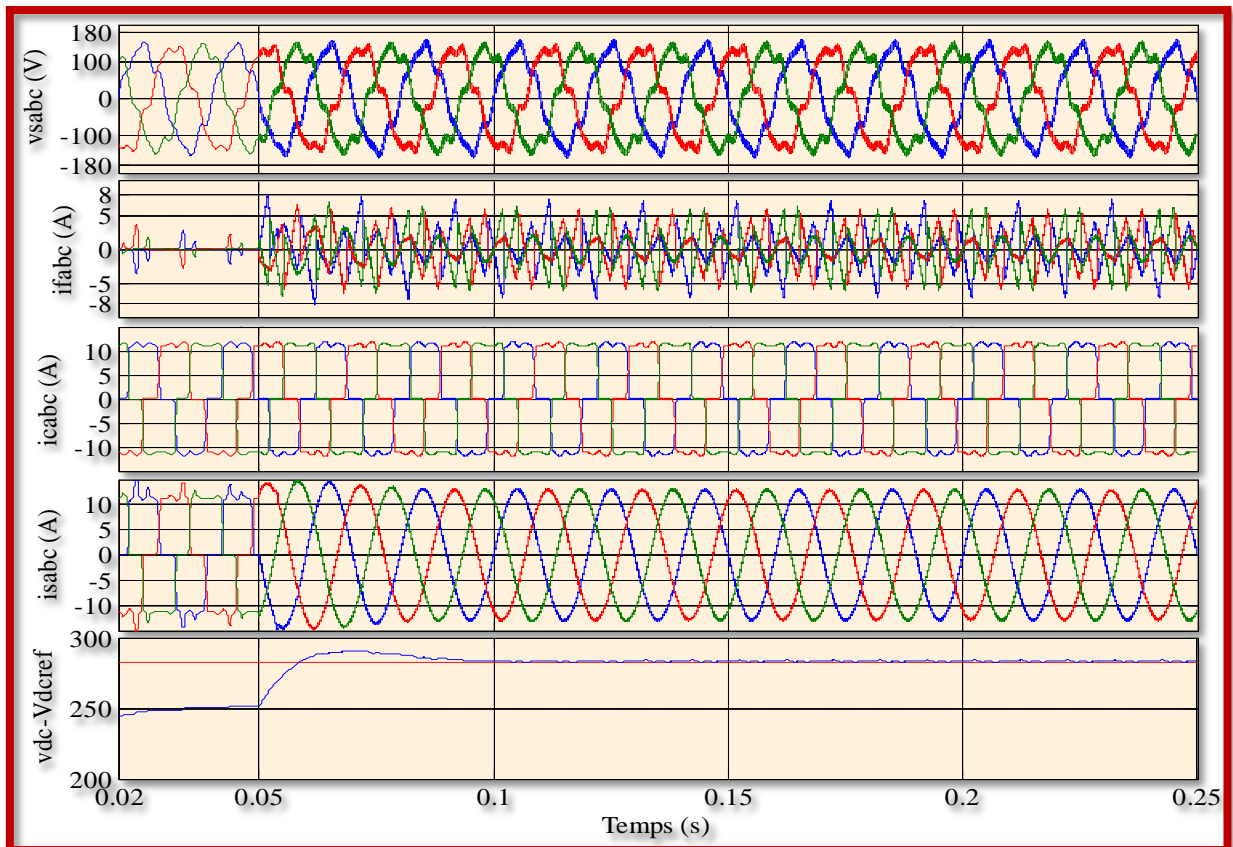
(a) Puissances instantanées active et réactive

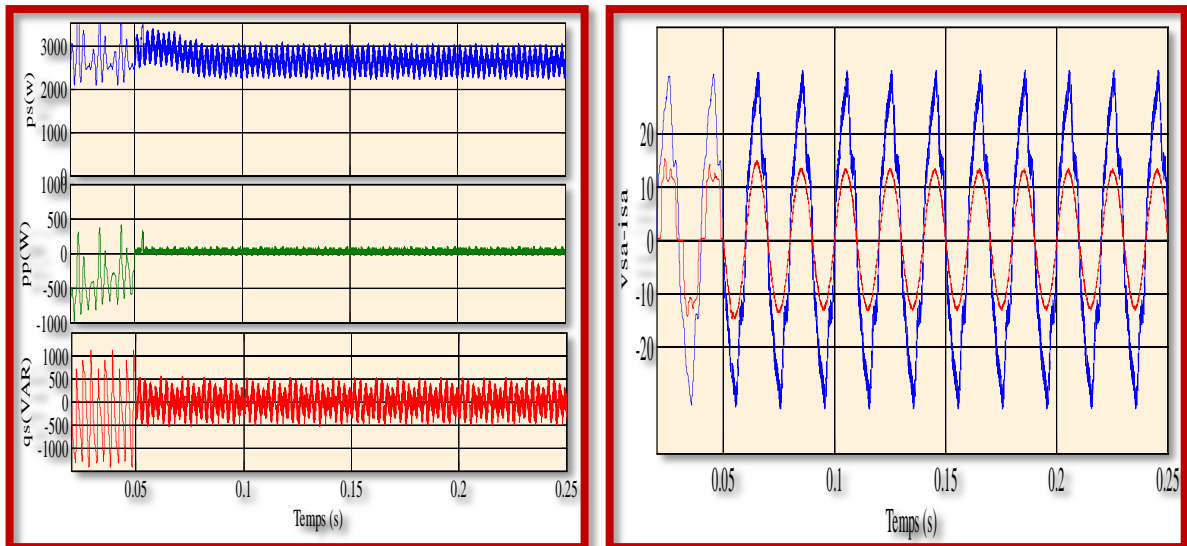
(b) Déphasage entre la tension et le courant de source



#### 4.3.1.4.3 Réseau équilibré et distordu

Dans la Figure 4.30 nous remarquons bien que les tensions de source sont équilibrées et riches en harmonique ( $THD_{v_{sa}} = 14.29\%$ ,  $THD_{v_{sb}} = 14.31$  et  $THD_{v_{sc}} = 14.35\%$ ). Après la mise en marche du FAP nous observons l'amélioration du THD du courant de source qui est devenue égale à 1.53%. La tension du bus continu suit aussi sa référence après un temps de 50ms seulement.





(a)

(b)

Figure 4.31 Allures des ondes avec un réseau déséquilibré et non distordu

(a) Puissances instantanées active et réactive

(b) Déphasage entre la tension et le courant de source

#### 4.3.1.4.3 Réseau déséquilibré et distordu

Dans ce cas, le réseau est dans un état de déséquilibre et de distorsion, la tension de source ( $v_{sa}=84.49\text{V}$ ,  $THD_{vsa} =17.01\%$ ,  $v_{sb}=100.2\text{V}$ ,  $THD_{vsb} =14.35\%$ ,  $v_{sc}=69.58\text{V}$  et  $THD_{vsc} =21.14\%$ ), ainsi que les différentes allures des courants (du filtre, de charge et de source) sont représentés par la figure 4.32. Le THD des courants de source a baissé jusqu'à 1.70% ( $THD_{isc}$ ) La tension du bus continu suit sa référence après un temps de 50ms.

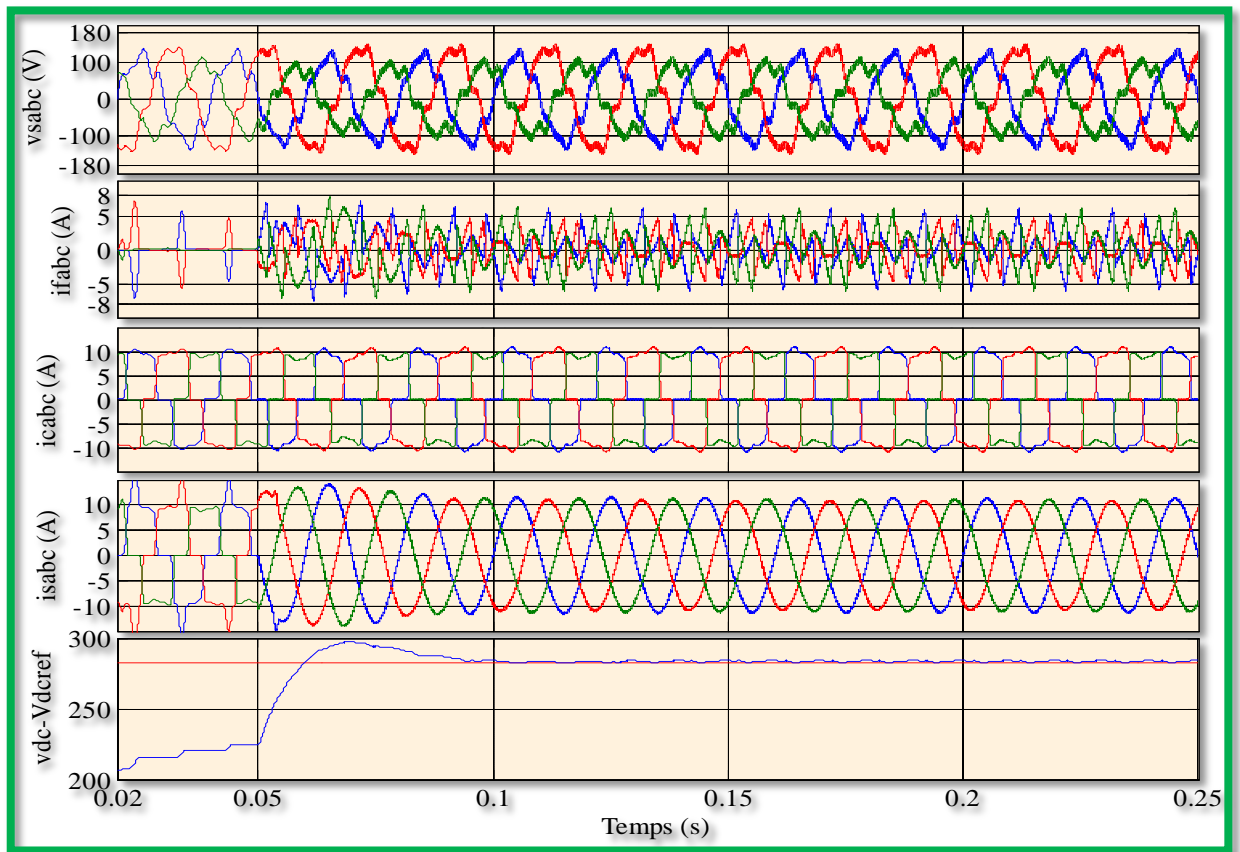
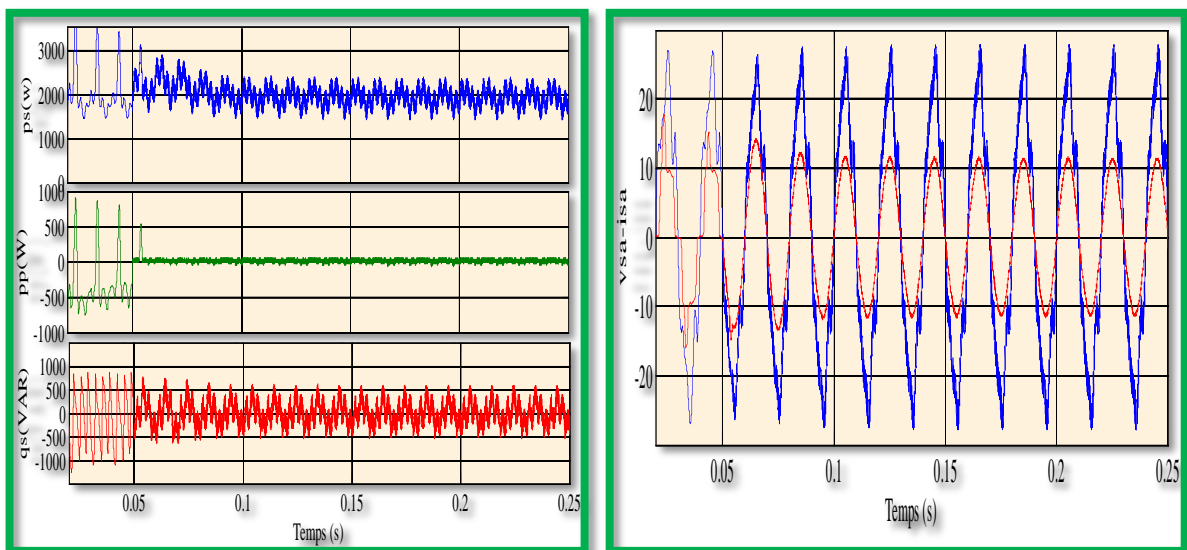


Figure 4.32 Résultats de simulation avec un réseau déséquilibré et distordu

Nous remarquons dans la Figure 4.33 que la puissance active perturbatrice est près de sa référence nulle.



(a)

(b)

Figure 4.33 Allures des ondes avec un réseau déséquilibré et non distordu

(a) Puissances instantanées active et réactive

(b) Déphasage entre la tension et le courant de source

4.3.1.4.5 Comportement du FAP avec les différents états regroupés

Pour l'étude de la dynamique du FAP avec commande ZDPC à travers les différentes conditions du réseau, nous les avons regroupés dans une seule simulation, comme le montre les figures 4.34 et 4.35.

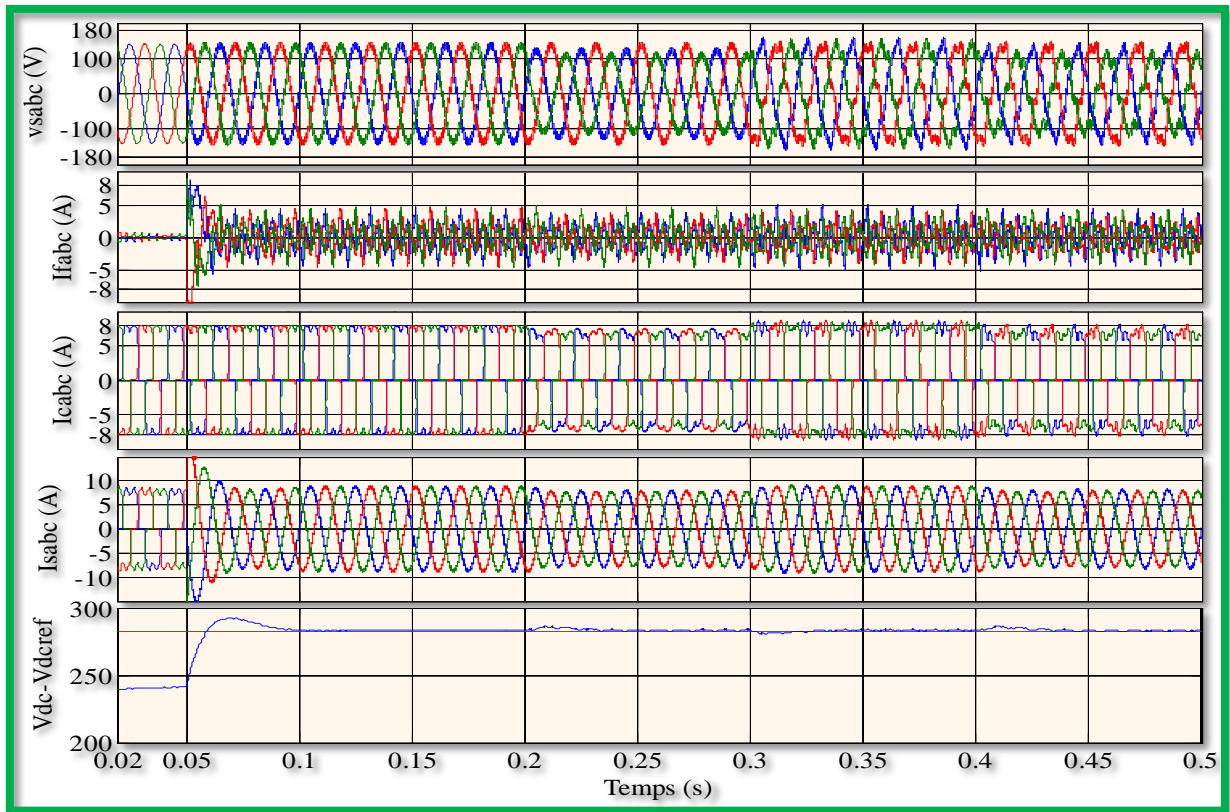
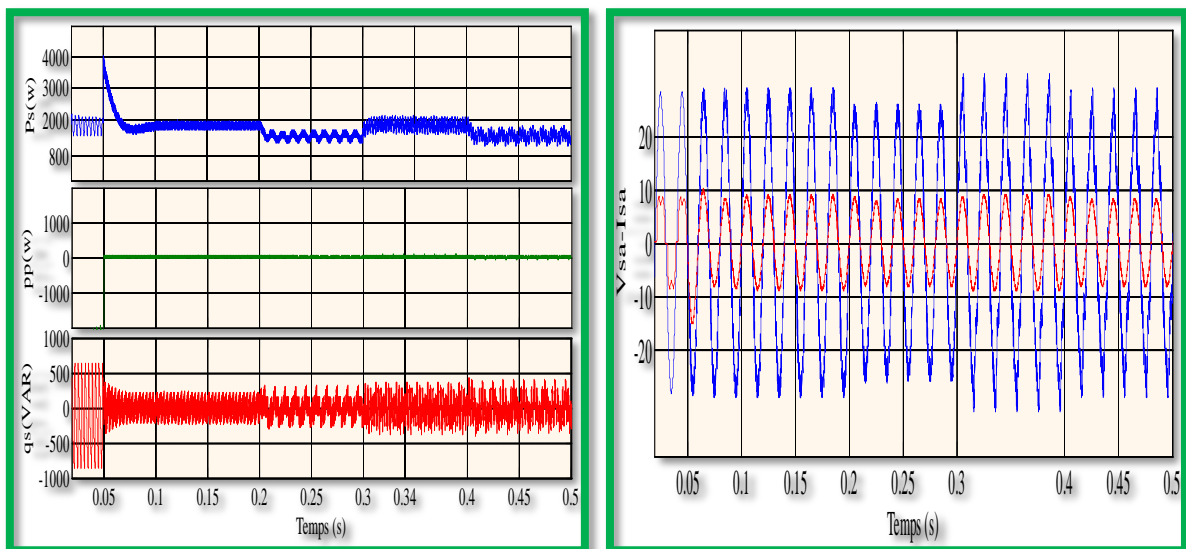


Figure 4.34 Résultats de simulation avec les différents états du réseau



(a)

(b)

Figure 4.35 Allures des ondes avec un réseau déséquilibré et non distordu

(a) Puissances instantanées active et réactive

(b) Déphasage entre la tension et le courant de source

Finalement, nous pouvons conclure que le FAP avec la commande ZDPC est bien plus performant comparativement aux autres types de DPC. La ZDPC assure une bonne compensation ( $\text{THD} < 2\%$ ), quel que soient les conditions du réseau, avec un temps de réponse court ( $t=50$  ms) concernant la tension du bus continu pour atteindre sa référence.

Les résultats de simulation précédents sont résumés dans le tableau suivant :

Table 4.3 Tensions de source, Courants de source et leurs THD, pour les différents états du réseau

Cas	Commande	Tension de source						Courant de source					
		$V_{sa}$		$V_{sb}$		$V_{sc}$		$I_{sa}$		$I_{sb}$		$I_{sc}$	
		rms (V)	THD (%)	rms (V)	THD (%)	rms (V)	THD (%)	rms (A)	THD (%)	rms (A)	THD (%)	rms (A)	THD (%)
A	DPCclassique	99	3.28	99	3.29	99	3.27	9.06	1.91	9.06	1.89	9.06	1.90
	ZDPC	99.28	6.18	99.29	6.16	99.28	6.21	9.04	1.45	9.04	1.45	9.04	1.47
B	DPCclassique	83.07	4.12	99.26	3.33	68.86	5.85	8.10	3.87	7.91	6.91	7.64	6.86
	ZDPC	83.42	7.68	99.41	6.36	68.02	9.67	8.01	1.88	7.81	1.75	7.88	1.53
C	DPCclassique	99.93	13.31	99.94	13.30	99.93	13.30	9.35	4.10	9.30	2.28	9.37	4.39
	ZDPC	100.1	14.29	100.1	14.31	100.1	14.35	9.13	1.53	9.07	1.50	9.11	1.47
D	DPCclassique	84	15.70	100	13.32	69.64	19.88	8.08	5.70	7.94	5.14	7.73	4.96
	ZDPC	84.49	17.01	100.2	14.35	69.58	21.14	7.96	2.03	7.71	1.81	7.79	1.70

Cas A : Réseau équilibré non distordu.

Cas B : Réseau déséquilibré non distordu.

Cas C : Réseau équilibré et distordu.

Cas D : Réseau déséquilibré et distordu.

### 4.3.2 Résultats expérimentaux relatifs à la ZDPC appliquée au FAP

Toutefois, une validation expérimentale est nécessaire pour confirmer les résultats de simulation obtenus. A cet effet, un banc expérimental a été développé au département d'électrotechnique de l'Université de Sétif.

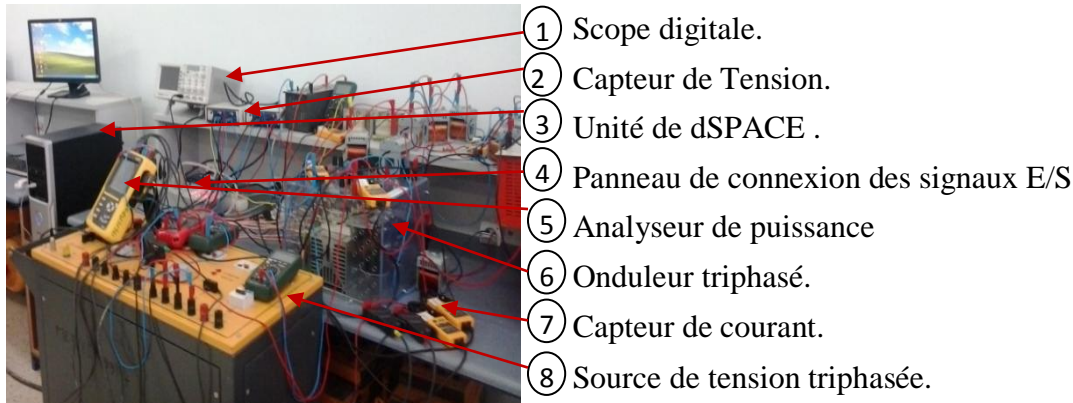


Figure 4.36 Banc d'essai

A partir du réseau électrique triphasé ( $400\text{ V}$ ,  $50\text{Hz}$ ), la charge non linéaire, constituée d'un pont PD3 débitant sur une charge passive (RL), est alimentée par l'intermédiaire d'un transformateur de puissance triphasé et d'une inductance de ligne en série avec le pont PD3.

Le filtre actif parallèle est constitué d'un filtre inductif de couplage au réseau, et d'un onduleur de tension triphasé.

Les trois bras d'onduleur sont constitués chacun d'un module de deux *IGBT* avec en antiparallèle des diodes rapides (*SKM 50 GB 123 D*). L'ensemble est monté sur un dissipateur. Le rendement de l'onduleur au point nominal est estimé à  $95\%$  avec des pertes de  $500\text{W}$  ( $45\%$  de conduction et  $55\%$  de commutation).

De ce fait, un radiateur d'une résistance thermique de  $0.1^\circ\text{C/W}$  de type *PE 16*, de longueur  $340\text{mm}$  et refroidi par ventilation forcée ( $4\text{m/s}$ ) a été ajouté. Le condensateur du bus continu, de capacité ( $C_{dc}$ ) correspondant à la valeur estimée, est mis en parallèle avec des résistances de décharge (*RDC*) .

#### 4.3.2.1 Résultats expérimentaux

Dans cette partie, nous allons présenter la validation expérimentale des résultats de simulation que nous avons déjà obtenus tout en exploitant le banc d'essai décrit précédemment.

Avant de présenter ces résultats, nous avons jugé utile de rappeler les étapes nécessaires à la réalisation d'un essai expérimental à l'aide du système dSPACE.

Les étapes sont les suivantes:

1. La carte dSPACE et le logiciel Matlab/Simulink doivent être installés dans le PC. En effet, le système de développement dSPACE est intégré à l'environnement Simulink afin de bénéficier d'un chaînage complet de la simulation à la validation expérimentale.

2. Un modèle Simulink du système étudié doit être réalisé à l'aide des blocs de la bibliothèque Matlab/Simulink. Ce modèle ne doit pas inclure les éléments de puissance (charge, résistance, inductance, IGBTs,....etc.) mais seulement modéliser la partie commande à tester expérimentalement (identification des courants harmoniques et régulation de la tension aux bornes du condensateur). Ensuite, on ajoute des blocs entrées/sorties d'interface (CAN, CNA) de la bibliothèque dSPACE au modèle Simulink précédent afin de faire la liaison entre le système physique et la carte dSPACE.

3. Le modèle précédent doit alors être implanté sur la carte DS1104. Cela est réalisé à l'aide de l'outil d'interface temps réel RTI (Real-Time Interface). Cet outil traduit d'abord le modèle Simulink en code C, puis le code C est compilé afin de générer un fichier exécutable pour le processeur résident sur la carte dSPACE (DS1104). Enfin, le fichier exécutable est téléchargé. Cette étape associe le modèle Simulink au système dSPACE à travers le bloc RTI Data qui apparaît alors au niveau du fichier Simulink.

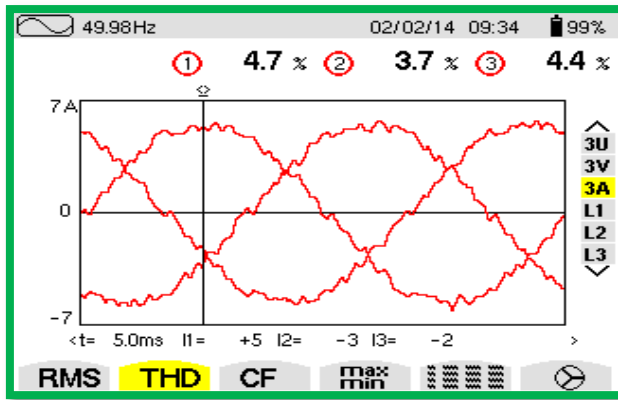
4. Une fois le modèle téléchargé dans la carte dSPACE, un nouveau fichier doit être établi (via Control Desk Layout) pour contrôler le système étudié. Cela permet de réaliser différentes fonctions de contrôle telles que démarrer/arrêter l'expérimentation, changer en temps réel les valeurs des paramètres du système et visualiser les signaux mesurés [5].

Par ailleurs, deux différents aspects dans le fonctionnement du FAP commandé par la ZDPC sont examinés dans ces expérimentations à savoir :

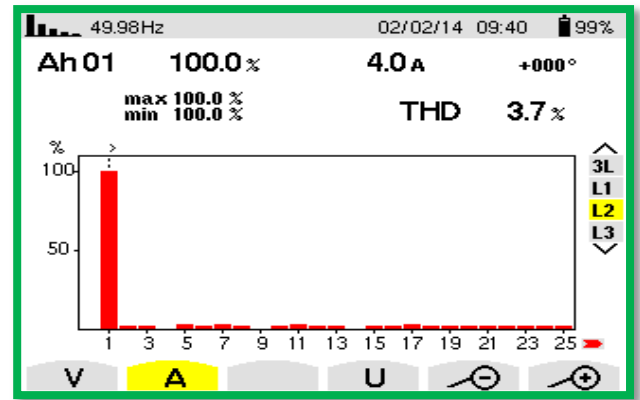
1. Réseau équilibré
2. Réseau déséquilibré

#### **4.3.2.1.1 Réseau équilibré sans distorsion**

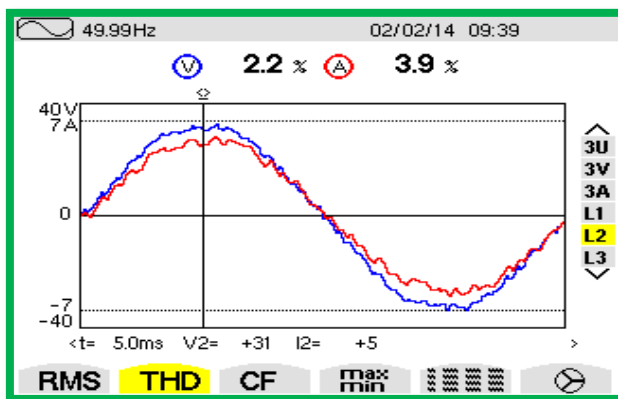
Les tensions de source sont équilibrées avec une valeur efficace ( $V_s=23$  V). la Figure 4.37 montre la bonne compensation des courants de source ( $THDisa = 4.7\%$ ,  $THDisb = 3.7\%$ ,  $THDisc = 4.4\%$ ), qui satisfait la norme IEEE-519, le facteur de puissance est presque unitaire.



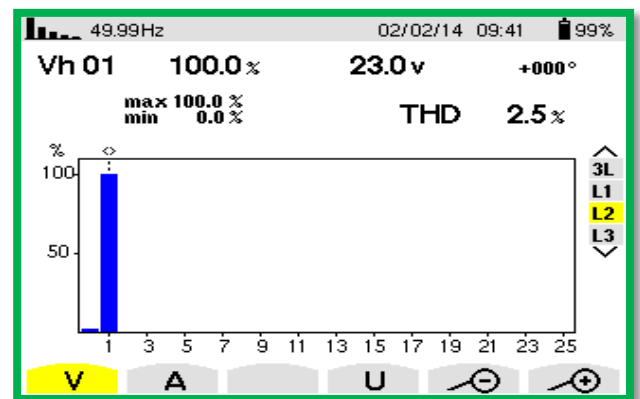
(a)



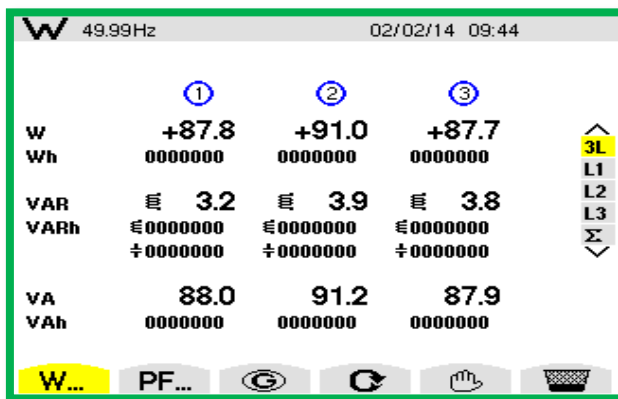
(b)



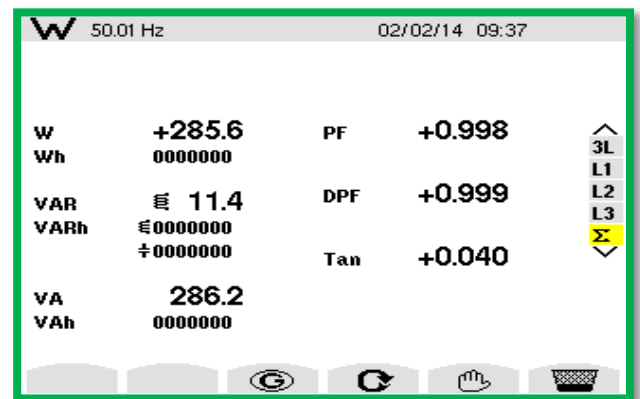
(c)



(d)



(e)



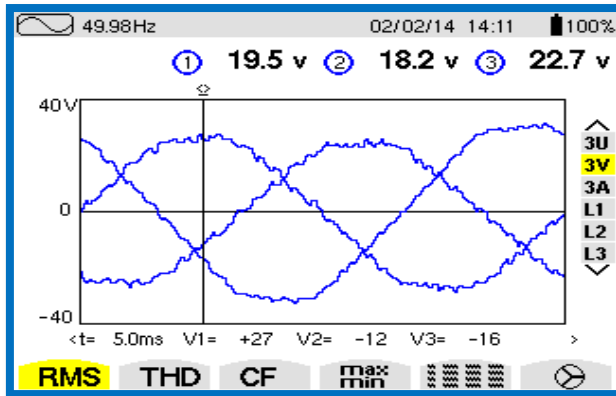
(f)

Figure 4.37 Résultats expérimentaux pour un réseau équilibré non distordu : (a) Courants de source avec leurs THD. (b) Spectre de fréquence du courant de source (THDisb). (c) Tension et courant de source en phase. (d) Spectre de fréquence de la tension de source (THDvsb). (e) Bilan de puissance après filtrage. (f) Facteur de puissance.

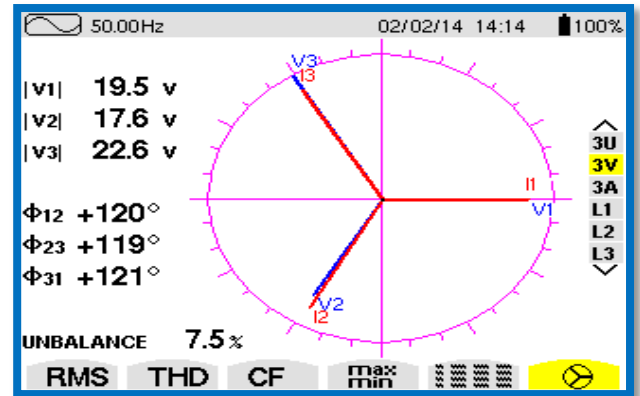


4.3.2.1.2 Réseau déséquilibré

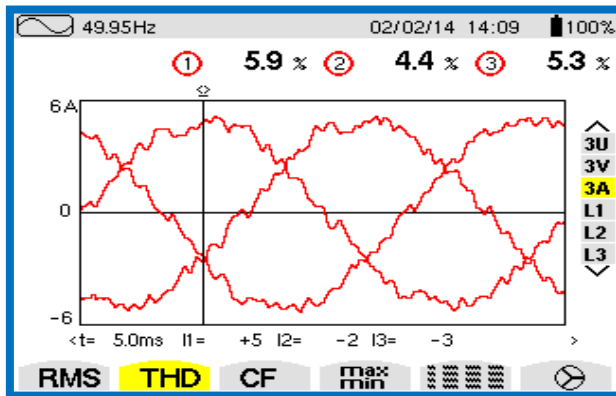
La source de tension est déséquilibrée, avec les valeurs efficaces suivantes ( $V_{sa} = 19.5V$ ,  $V_{sb} = 17.6V$ ,  $V_{sc} = 22.6V$ ), avec un taux de déséquilibre ( $TDés=7.5\%$ ). Nous remarquons à travers la Figure 4.38 une bonne compensation des courants de source ( $THDisa = 5.9\%$ ,  $THDisb = 4.4\%$ ,  $THDisc = 5.3\%$ ), avec un taux de déséquilibre ( $TDés = 0.7\%$ ). La tension et le courant de source sont en phase.



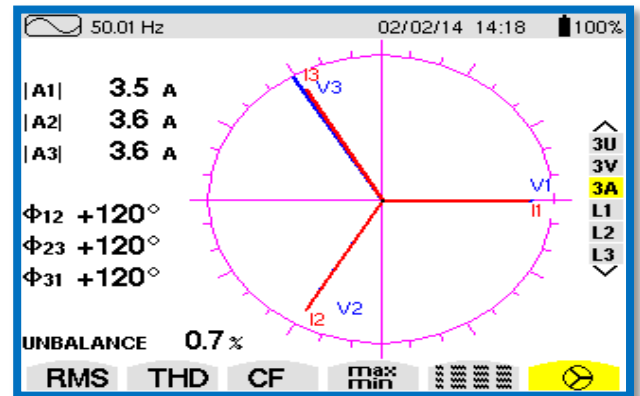
(a)



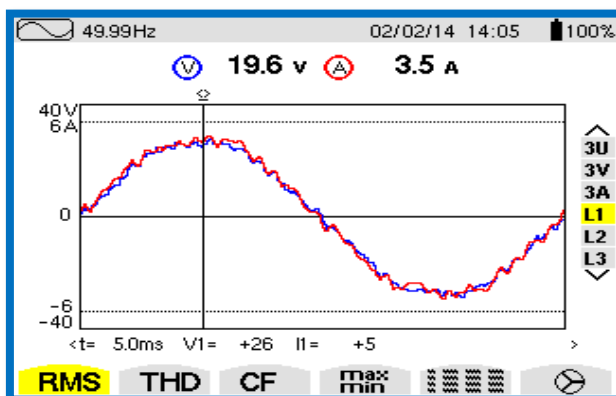
(b)



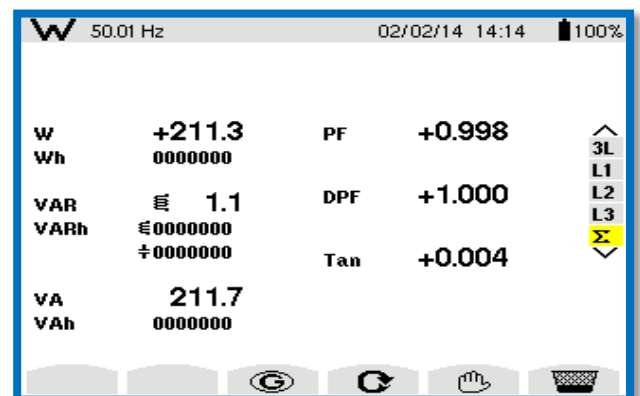
(c)



(d)



(e)



(f)

Figure 4.38 Résultats expérimentaux pour un réseau déséquilibré

(a) Tensions de source avec leurs THD. (b) Diagramme vectoriel des tensions de source. (c) Courants de source avec leurs THD après filtrage. (d) Diagramme vectoriel des courants de source. (e) Tension et courant de source. (f) bilan de puissance après filtrage.

#### 4.3.2.2 Régime dynamique

Pour valider la dynamique du FAP avec la commande ZDPC, nous avons fait trois testes :

- Dans le premier teste nous avons examiné le passage d'un état équilibré du réseau à un autre déséquilibré.
- Dans le second teste nous avons examiné deux variations sur la charge.
- Dans le troisième nous avons fait un double saut concernant  $V_{dcref}$

Les résultats pratique illustrés dans la Figure 4.39 montrent la bonne réponse dynamique lors du passage de l'état déséquilibré des tensions de source, à l'état équilibré, et cela à l'instant  $t=2.3s$  où la tension  $V_{dc}$  décroît légèrement, ensuite elle atteint sa tension de référence  $V_{dcref}$ .

D'autre part, à l'instant  $t=3.635s$ , la Figure 4.39(b) montre le passage de l'état équilibré à l'état déséquilibré.

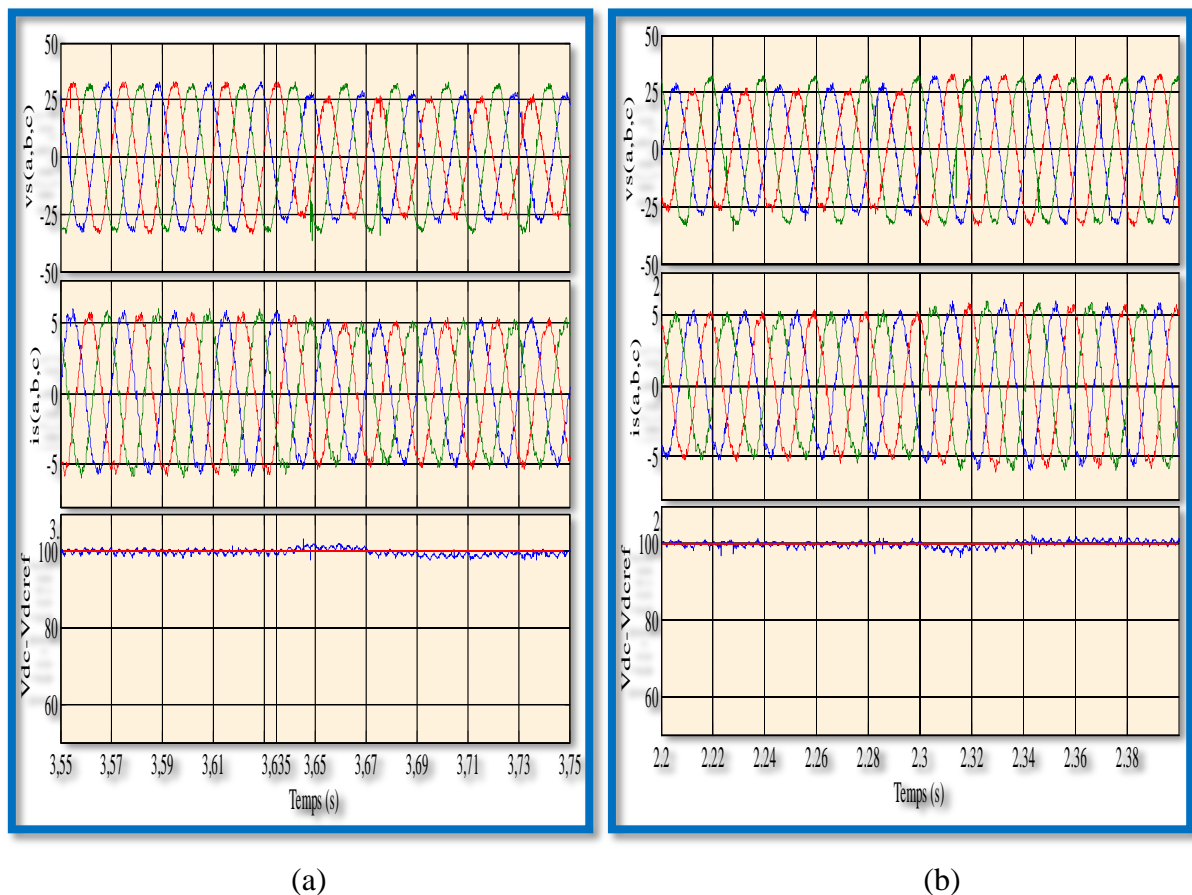
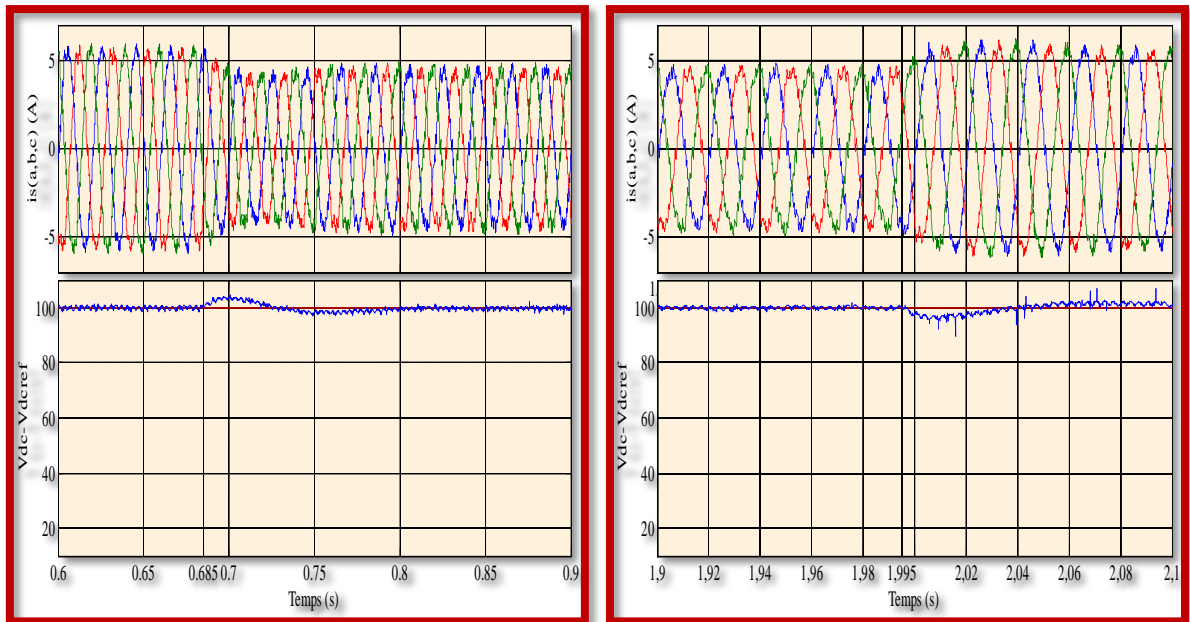


Figure 4.39 Comportement du FAP lors du passage entre l'état de déséquilibre et l'état d'équilibre des tensions de source.



(a) (b)  
 Figure 4.40 Comportement du FAP lors de la variation de la charge

La première variation de la charge (de  $R_1$  à  $R_2$ ) à l'instant  $t=0.685s$ , ainsi que la deuxième variation de la charge (de  $R_2$  à  $R_1$ ), respectivement présenté dans la Figure 4.40 (a) et la Figure 4.40 (b) affirment la bonne dynamique de la commande et la bonne poursuite du  $V_{dc}$  à sa référence  $V_{dcref}$ .

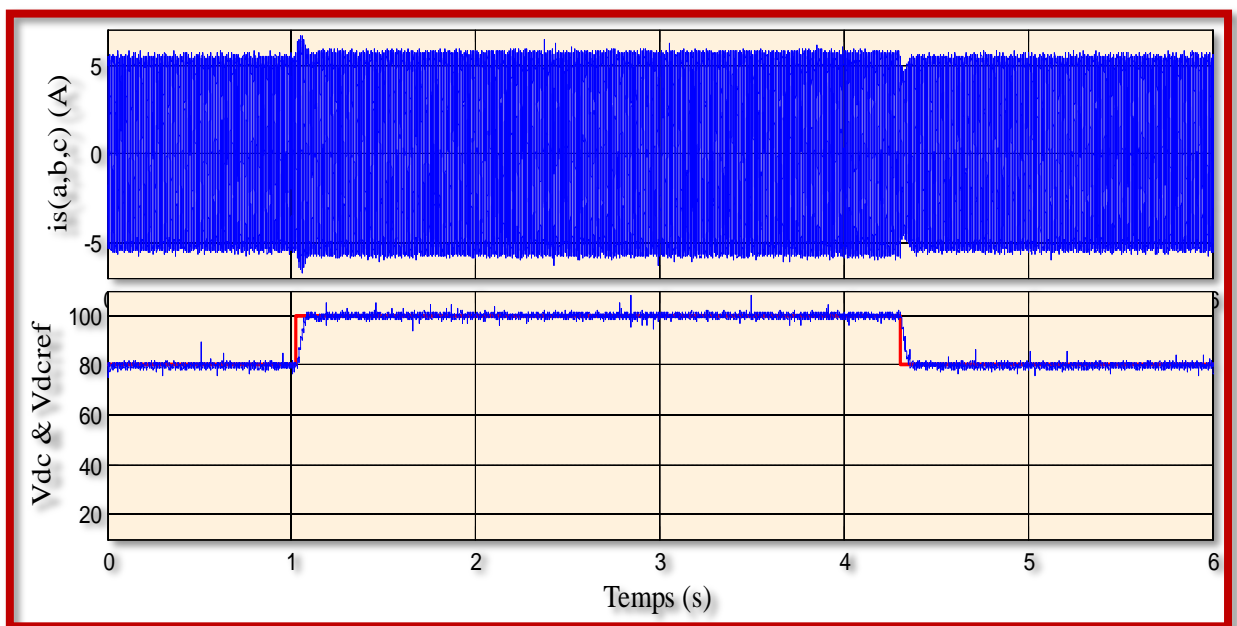


Figure 4.41 Poursuite du  $V_{dcref}$  par  $V_{dc}$

Pour valider la poursuite de la tension du bus continu  $V_{dc}$  à sa référence, on a fait deux variations sur  $V_{dcref}$ , la première à l'instant  $t=1.05s$  (de 80V à 100V) et la deuxième variation à l'instant  $t=4.15s$  (de 100V à 80V) ; la figure 4.41 confirme la bonne poursuite de  $V_{dc}$  à sa consigne.

### Conclusion

Dans ce chapitre nous avons étudié en premier lieu la commande DPC classique, et présenté les résultats obtenus en régimes dynamique et permanent. Cette commande a été testée pour les différents états du réseau électrique.

La deuxième partie du chapitre était consacrée à l'étude de la commande proposée appelée ZDPC. Sa fiabilité et son efficacité ont été prouvées pour les différents états de la source (déséquilibrée, déformée), contrairement à la DPC classique qui donne de résultats seulement pour un réseau équilibré et non distordu. Un filtre de haute sélectivité facile à mettre en œuvre et efficace pour l'extraction des harmoniques, a été utilisé. Ainsi, la ZDPC assure toujours des courants de source équilibrés avec un THD inférieur à 2% en simulation. Les résultats de simulation et expérimentaux ont montré la bonne performance de l'approche proposée (ZDPC) par rapport à la DPC classique.

### Conclusion Générale

Cette thèse s'inscrit dans les études menées sur la commande des dispositifs d'électronique de puissance pour l'amélioration de la qualité de l'énergie. Différentes commandes du FAP ont été analysées et comparées (pq avec PLL classique, pq avec PLL modifiée, pq modifiée, DPC classique et ZDPC proposée). Les structures du FAP et leurs commandes ont pour objectifs de compenser les courants harmoniques et la puissance réactive absorbée par des charges non linéaires connectées aux réseaux et d'améliorer les performances du filtrage.

Nous avons traité la problématique des perturbations ou distorsions harmoniques générées par les charges non linéaires connectées aux réseaux électriques ; les origines et les effets néfastes de ces perturbations ont été abordés et les normes en vigueur ont été présentées.

Ainsi nous avons présenté, de manière générale, les solutions traditionnelles et modernes utilisées en filtrage : filtres passifs, filtres actifs ou bien encore la combinaison des deux.

Nous avons présenté l'état de l'art des stratégies de commande proposées dans la littérature, à savoir les différents types de commande en courant, les différentes techniques d'extraction des harmoniques, les principaux régulateurs et enfin les différentes techniques de commande.

Nous avons fait l'étude du filtre actif parallèle à structure tension. La stratégie utilisée est celle des puissances instantanées active et réactive, et ce pour trois différentes structures, avec PLL classique, avec PLL modifiée et avec deux filtres de très haute sélectivité (HSF), dit pq-modifiée. Ces travaux ont été validés par simulation. L'ensemble des simulations a été effectué à l'aide des outils MATLAB/Simulink<sup>TM</sup>. Les résultats de simulation nous ont permis de démontrer les performances et l'efficacité du filtre actif parallèle pour les commandes proposées. Nous avons également étudié le comportement du filtre actif en régime transitoire, permanent et déséquilibré avec ou sans distorsion.

Nous avons ensuite fait une étude comparative des performances deux commandes différentes, la première, la DPC utilise la table de commutation classique, alors que la commande proposée dite ZDPC qui utilise la même table de commutation mais force les deux puissances de références à zéro ( $p_{ref} = q_{ref} = 0$ ). Les résultats de simulation pour différents régimes et différents états du réseau ont montré la robustesse et la fiabilité de la commande ZDPC. Nous avons ensuite procédé à la validation expérimentale des résultats de simulation obtenus pour la commande ZDPC.

Néanmoins, nous sommes certains problèmes ne sont pas traités dans ce travail et méritent d'être abordés ultérieurement citons:

1. L'amélioration des performances du contrôle direct de puissance (DPC) avec la table de commutation modifiée.
2. L'amélioration des performances de la *ZDPC* avec une commande prédictive.
3. L'utilisation de la *ZDPC* avec la technologie FPGA.

Références Bibliographiques

- [1] S.H. Shahalami, *Filtrage hybride des perturbations harmoniques produites par des systèmes d'entraînement asynchrone à vitesse variable*, thèse de doctorat de l'Université Henri Poincaré, Nancy-1 (2001)
- [2] M. M. Abdusalam, *Structures et stratégies de commande des filtres actifs parallèle et hybride avec validations expérimentales*, thèse de doctorat de l'Université Henri Poincaré, Nancy-i (2008)
- [3] D.D.Shipp, WS.Vilcheck, *Power Quality and Line Considerations for Variable speed AC Drives*, IEEE Trans. on Ind. Appl, vol. 32,n°.2, Marchi April1996.
- [4] A.Bouafia, *Techniques de commande prédictive et floue pour les systèmes d'électronique de puissance: application aux redresseurs a MLI*, Thèse de doctorat de l'Université de Sétif, Algerie, (2010)
- [5] M. Sarra, *Contribution a l'étude des filtres actifs hybrides*, Thèse de doctorat de l'Université de Sétif, Algerie, (2013)
- [6] M. A. E. Alali, *Contribution à l'étude des compensateurs actifs des réseaux électriques basse tension*, Thèse de doctorat de l'Université Louis Pasteur Strasbourg I, France, (2002).
- [7] L. Benchaita, *Etude, par simulation numérique et expérimentation, d'un filtre actif parallèle à structure courant avec une nouvelle méthode de contrôle - commande*, Thèse de docteur de l'Université Henri Poincaré, Nancy 1, 1998.
- [8] S. Nia Ahmed, *Contribution à l'étude théorique et expérimentale d'un filtre actif parallèle à commande analogique et numérique temps réel*, Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Lorraine (INPL), Lorraine, 1996.
- [9] A.Chaoui, *Filtrage actif triphasé pour charges non linéaires*, Thèse de doctorat de l'Université de Sétif, Algerie, (2010)
- [10] [1]N. BRUYANT, *Etude et commande généralisées de filtres actifs parallèles, compensation global ou sélective des harmoniques, régime équilibré ou déséquilibré*, Thèse de doctorat de l'université de Nantes, France, (1999).
- [11] S. NIA, *Contribution à l'étude théorique et expérimentale d'un filtre actif parallèle à commandes analogique et numérique temps réel*. Thèse de doctorat de l'I.N.P.L, Nancy, France, (1996).
- [12] I. Etxeberria et S. Bacha, *Convertisseurs dédiés à la distribution électrique-application à la qualité de l'énergie*. Chap.10 : dans « L'exploitation des réseaux d'énergie électrique avec l'électronique de puissance » Editions Hermès. ISBN 2-7462-1118-X, pp. 217-243, (2006).
- [13] I. Etxeberria, *Actionneurs réseaux dédiés à la qualité d'énergie*. Thèse de doctorat de l'INPG, Grenoble, France, (2003).
- [14] A. Lopez de Heredia, *Contribution à l'étude des interactions entre les nouveaux systèmes de génération et compensation distribués et le réseau électrique*. Thèse de doctorat de l'INPG, Grenoble, France, (2006).
- [15] G. Olivier, *Electrotechnique*, Presse Internationale Polytechnique, 2ème édition, 1999.
- [16] M. Shafiee Koor, *Amélioration de la qualité de l'énergie à l'aide de compensateurs actifs : série, parallèle ou conditionneurs unifiés de réseaux électriques*, Thèse de doctorat de l'école Polytechnique de l'université de Nantes, Nantes, 2006.
- [17] IEC 61000-3-4. Limits: Limitations of emissions of harmonic currents in lowvoltage power supply systems for equipment with rated current greater than 16A. (1998).

- [18] IEEE-519. IEEE Recommended Practices and requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems. (1992).
- [19] CEI 61000-2-4: "compatibilité électromagnétique (CEM). 2ème Partie, (environnement). 4ème Section: niveaux de compatibilité dans les installations industrielles pour les perturbations conduites à basse fréquence". (2002).
- [20] CEI 61000-4-13: "compatibilité électromagnétique (CEM). Partie 4-13, Techniques d'essai et de mesure". (2002).
- [21] CEI 61000-3-4 "compatibilité électromagnétique (CEM). Partie 3-4: Limites – Limitation des émissions de courants harmoniques dans les réseaux basse tension pour les matériels ayant un courant assigné supérieur à 16 A. (1998).
- [22] Y. Abdelli , *Etude et commande de convertisseurs statiques multifonctions en vue de l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique*. Thèse de doctorat de l'université de Nantes, Nantes, 2005.
- [23] S. Guffon , *Modélisation et commandes à structure variable de filtres actifs de puissance*. Thèse de doctorat de l'INPG, Grenoble, 2000.
- [24] O.C.N. Souto, J.C de Oliveira, *Practical proposals to reduce harmonic currents in electrical power systems*. ELECTRIMACS'96, pp. 887-891, 1996.
- [25] C. Lotto, O. Lapiere, H. Pouliquen et S. Saadate . *Filtrage actif des harmoniques en courant et en tension des réseaux électriques: Modélisation, Simulation numérique et Expérimentation*. Journal Physique III France, pp. 1433-2457, Dec. 1997.
- [26] IEEE Std 1531. 2003, *IEEE Guide for application and specification of harmonic filters*.
- [27] H. Akagi , *Active harmonic filters*", Proceeding of IEEE, vol. 93, no. 12, pp. 2128-2141, Dec. 2005.
- [28] D. Rivas, L. Moran, J. W. Dixon, J. R. Espinoza, *Improving passive filter compensation performance with active techniques*. IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 50, no. 1, pp. 161-170, Feb. 2003.
- [29] N. Bruyant , *Etude et commande généralisées de filtres actifs parallèles*. Thèse de doctorat de l'université de Nantes, Nantes, 1999.
- [30] S. Georges, H. Y. Kanaan, K. Al-Haddad, *Modelling, simulation and control design of a PWM Three-Phase Four-Wire shunt active power filter for a 60 kW industrial load* . IREE, International Review of Electrical Engineering, August, (2006).
- [31] T. Al Chaer, J. P. Gaubert, L. Rambault, C. Dewez, *Linear model and H control of shunt active power filter*. IREE, International Review of Electrical Engineering, Vol. 1, no.1, pp. 57-65, (2006).
- [32] B. R Lin, T. Wei and H. K. Chiang, *An eight-switch three-phase VSI for power factor regulated shunt active filter*. Electric Power Systems Research, Vol 68, pp. 157-165, (2004).
- [33] S. A. Oliveira da Silva, P. D-Garcia, P.C. Cortzo, P.F. Seixas, *A line-interactive UPS system implementation with series-parallel active power-line conditioning for three-phase, four-wire systems*. Electric Power and Energy Systems, Vol 26, pp. 399-411, (2004).
- [34] G. W. Chang, S. K. Chen and M. Chu, *An efficient a-b-c reference frame-based compensation strategy for three-phase active power filter control*. Electric Power Research Systems, Vol 60, pp. 161-166, (2002).
- [35] P. Jintakosonwit, H. Fujita and H. Akagi, *Control and performance of a fully-digitalcontrolled shunt active filter for installation on a power distribution system*. IEEE, Transactions on Power Electronics, Vol. 17, no.1, pp. 323-334, (2002).



- [36] Q. Chen, Z. Chen and M. McCormick, *The application and optimization of C-type filter in a combined harmonic power filter*. 35th Annual IEEE, Power Electronics Specialists Conference, Aachen, Germany, (2004).
- [37] B. Singh, V. Verma, A. Chandra and K. Al-Haddad, *Hybrid filters for power improvement*. IEE, Proc-Gener. Transm. Distrib, Vol. 152, no. 3, (2005).
- [38] S. Srianthumrong and H. Akagi, *A Medium-voltage transformer less ac/dc power conversion system consisting of a diode rectifier and a shunt hybrid filter*. IEEE, Transactions on Industry Applications, Vol. 39, no. 3, pp. 874-882, (2003).
- [39] J. C. Das, *Passive filters- Potentialities and limitations*. IEEE, Transactions on Industry Applications, Vol. 40, pp. 345-362, (2004).
- [40] L. BENCHAITA, *Etude, par simulation numérique et expérimentation, d'un filtre actif parallèle à structure courant avec une nouvelle méthode de contrôle-commande*. Thèse de doctorat de l'université Henri Poincaré, Nancy-France, (1998).
- [41] H. Akagi, S. Srianthumrong and Y. Tamai, *Comparison in circuit configuration and filtering performance between hybrid and pure shunt active filters*. IEEE / IAS Annual Meeting, Vol 2, pp. 1195-1202, (2003).
- [42] M. C. Benhabib, *Contribution à l'étude des différentes topologies et commandes des filtres actifs parallèles à structure tension, Modélisation, simulation et validation expérimentale de la commande*. Thèse, Université Henri Poincaré, Nancy-France, (2004).
- [43] K. Haddad, G. Joos, *Three phase active filter topology based on a reduced switch count voltage source inverter*. PESC, IEEE, Power Electronics Specialists Conference, 30<sup>th</sup> Annual, Vol.1, pp. 136-24, (1999).
- [44] S. Rahmani and K. Al-Haddad, *A new indirect current control algorithm based on the instantaneous active current for reduced switch active filters*. EPE, ISBN 90-75815-07-7, pp 1-10, Toulouse, (2003).
- [45] M. C. Benhabib and S. Saadate, *New control approach for four-wire active power filter based on the use of synchronous reference frame*. Electric Power Systems Research, Vol. 73, pp. 353-362, (2005).
- [46] V. Soares, P. Verdelho, *Active power filter with neutral current compensation based on the extension of the instantaneous active and reactive current component  $i_d-i_q$  method*. EPE, pp 1-10 Lausanne, (1999).
- [47] C. Madtharad, S Premrudeepreechacharn, *Active power filter for three-phase four-wire electric system using neural networks*. Electric Power System Research, Vol. 60, pp 179-192, (2002).
- [48] M. J. Nwman, D. N. Zmood and D. G. Holmes, *Stationary frame harmonic reference generation for active filter systems*. IEEE, Transactions on Industry Applications, Vol. 38, no. 6, (2002).
- [49] F. Mekri, M. Machmoum, B. Mazari and N. A. Ahmed, *Determination of voltage references for series active power filter based on a robust PLL system*. ISIE, IEEE International Symposium on Industrial Electronics, (2007).
- [50] M. Machmoum, N. Bruyant, *Control methods for three-phase active power filters under non-ideal mains voltages*. Powercon, IEEE International Conference on Power System Technology, Vol. 3, pp, 1613-1618, Perth, Australia, (2000).
- [51] E. Monmasson and N. Cirstea, *FPGA design methodology for industrial control systems-a review*. IEEE, Transaction on Industrial Electronics, Vol. 54, no. 4, pp. 1824-1842, (2007).
- [52] P. Guérin, M. Machmoum, R Le doeuff, *Stochastic study of line harmonie currents produced by rectifiers*, Special issue of Mathematics and computers in simulation, Modelling and simulation of Electrical Machines, vol. 46, no. 3-4, pp. 387-396,

- May 1998.
- [53] RM. Haroun, *Power electronics circuits, devices, and applications*, Second Edition, Prentice Hall International Editions, ISBNB 0-13-334483-5, 1993.
- [54] M.A.E. Alali, S. Saadate, Y.A. Chapuid, F. Braun, *Energetic study of a shunt active conditioner compensating current harmonics, power factor and unbalanced current*, EPE-PEMC 2000, Kosic, Slovak Republic, Sep. 2000, vol. 5, pp. 211-216.
- [55] Miao-Xin Wang, *Filtrage actif de puissance : Etudes et réalisation d'un filtre actif à commande numérique temps réel* Thèse de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 18 Décembre 1992.
- [56] J. Xu, *Filtrage actif parallèle des harmoniques des réseaux de distribution d'électricité*. Thèse de l'Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy 20 Janvier 1994.
- [57] H. Akagi, Y. Tsukamoto, A. Nabae, *Analysis and design of an active power filter using quad-series voltage source PWM converters*. IEEE Trans. on Industry applications, vol. 26, No. 1, pp. 93-98, 1990.
- [58] M.A.E. Alali, S. Saadate, Y.A. Chapis, F. Braun, *Energetic study of a shunt active conditioner compensating current harmonics, power factor and unbalanced*. EPE-PEMC 2000, Kosic, Slovak Republic, vol. 5, pp. 211-216, September 2000.
- [59] S. Guffon, *Modélisation et commandes à structure variable de filtres actifs de puissance*. Thèse de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, 24 Juillet 2000.
- [60] F.Z. Peng, H. Akagi and 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, N°1, pp. 9-15, January 1990.
- [61] C. Lott, *Filtrage actif parallèle des harmoniques de courant sur des réseaux industriels : étude théorique et réalisation d'une maquette à GTO*. Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy 17 Octobre 1995.
- [62] O.L. Lapena, L.G. de Vicuna, J. Matas, M. Lopez and M. Castilla, *A sliding mode control design of an active power filter with a low-pass filter as input stage*. EPE-99 Lausanne, Suisse, 1999.
- [63] Mohamad .A.E. Alali, *Optimisation des performances de filtres actifs parallèles-séries à partir des correcteurs avancés*. JCGE'01, Belfort/Nancy, pp. 215-222, 2001.
- [64] Zabihi, S. and F. Zare , *Active Power Filters with Unipolar Pulse Width Modulation to Reduce Switching Losses*. International Conférence on Power System Technology (PowerCon), p.1 - 5. 2006.
- [65] A. Hamadi, *Contribution à l'étude des filtres hybrides de puissance utilisés pour améliorer la qualité de l'énergie dans le réseau électrique de distribution*. Thèse de doctorat de l'université du québec (2010)
- [66] L.Asiminoaei, , F. Blaabjerg, *Evaluation of harmonie détection methods for active power filter applications*. Applied Power Electronics Conférence and Exposition (APEC), Vol. 1, p. 635 - 641. 2005.
- [67] A.Nava-Segura, M. Carmona-Hernandez, *A detailed instantaneous harmonie and reactive compensation analysis of three-phase AC/DC converters, in abc and  $\alpha$ ;  $\beta$  coordinates*. IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 14, n° 3, p.1039-1045. 1999.
- [68] S. Rahmani, *Contribution à l'étude, la modélisation et la simulation des dispositifs électronique de puissance permettant de réduire l'impact néfaste des charges non-linéaires sur le réseau électrique de distribution*. Thèse de Doctorat, Ecole Nationale des Ingénieurs de Tunis, Tunisie.2004.

- [69] R. S.Herrera, P. Salmeron, *Generalized instantaneous reactive power theory in poly-phase power Systems*. Power Electronics and Applications (EPE). p. 1 - 10.2009.
- [70] S. Hong-Seok, Hyun-Gyu, N. Kwanghee, *An instantaneous phase detection algorithm under unbalanced line voltage condition*. IEEE 30<sup>th</sup> Annual Power Electronics Specialist Conference PESC'99, Vol.1, pp. 533-537, Aug. 1999.
- [71] M.Mojiri, M. Karimi-Ghartemani, *A Technique for Extracting Harmonics of Time-Varying Nature*, IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), vol. 3, p. 1990- 1995.
- [72] M.Karimi-Ghartemani, M. R. Iravani, *A nonlinear adaptive filter for online signal analysis in power Systems: applications*. Power Delivery, IEEE Transactions on 17(2): 617-622. 2002.
- [73] M.Karimi-Ghartemani, H. Mokhtari , *Extraction of Harmonics and Reactive Current for Power Quality Enhancement*. International Symposium on Industrial Electronics, vol.3, p. 1673 - 1678. 2006.
- [74] M.Kelemen, *Arbitrarily fast and robust tracking by feedback*. International Journal of Control, vol. 75, n° 6, p. 443-465. 2002.
- [75] M.Kelemen, D. Bensoussan , *On the design, robustness, implementation and use of quasi-linear feedback compensators*. International Journal of Control. vol. 77. n° 6, p. 527-545. 2004.
- [76] S.Saad, L. Zellouma, *Fuzzy logic controller for three-level shunt active filter compensating harmonics and reactive power*. Electric Power Systems Research vol. 79, n° 10, p. 1337-1341. 2009.
- [77] C. N. Bhende, S. Mishra, *TS-fuzzy-controlled active power filter for load compensation*. IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 21, n° 3, p. 1459-1465. 2006.
- [78] K. C. Bayindir, M. U. Cuma, *Hierarchical neuro-fuzzy current control for a shunt active power filter*. Neural Computing & Applications, vol. 15, n° 3-4, p. 223-238. 2006.
- [79] T.Wiroj, T. Hatada, *Design and Performance of a Transformer less Shunt Hybrid Filter Integrated Into a Three-Phase Diode Rectifier*. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 22, n° 5, p. 1882-1889. 2007.
- [80] N. Belhadj, *Modélisation et commande des redresseurs triphasés fonctionnant à haut rendement et à faible taux de distorsion harmonique : Application au redresseur triphasé de Vienne*. Thèse de Doctorat, Ecole de Technologie Supérieure, Montréal, Canada. 2007.
- [81] N., K. Mendalek, Al-Haddad, *Nonlinear control technique to enhance dynamic performance of a shunt active power filter*. Electric Power Applications, vol. 150, n° 4, p. 373-379. 2003.
- [82] H.Komurcugil, *Integral sliding mode control of a single-phase current-source inverter*. Annual Conference on Industrial Electronics (IECON). p 1597-602. (2009).
- [83] J.Matas, L. G. de Vicuna, *Feedback Linearization of a Single-Phase Active Power Filter via Sliding Mode Control*. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 23,n° 1, p. 116-125. (2008).
- [84] N.Mendalek, K. Al-Haddad, *Sliding mode control of three-phase fourleg shunt active power filter*. Power Electronics Specialists Conference (PESC), p. 4362-4367. (2008).
- [85] N.Mendalek, *Modeling and control of three-phase four-leg split-capacitor shunt active power filter*. International Conference on Advances in Computational Tools for Engineering Applications (ACTEA), p. 121-6. (2009).

- [86] M. G. F. Gous, H. J. Beukes, *Sliding mode control for a three-phase shunt active power filter utilizing a four-leg voltage source inverter*" Power Electronics Specialists Conference (PESC), vol.6, p. 4609 - 4615. (2004).
- [87] L.Yacoubi, K. Al-Haddad, *Linear and Nonlinear Control Techniques for a Three-Phase Three-Level NPC Boost Rectifier*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 53, n° 6, p. 1908-1918. 2006.
- [88] H.Komurcugil, O. Kukrer , *A new control strategy for single-phase shunt active power filters using a Lyapunov function*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 53, n° 1, p. 305-312. 2005.
- [89] H.Komurcugil, *Globally stable control of three-phase three-wire shunt active power filters*. Electrical Engineering, vol. 89, n° 5, p. 411-418. 2007.
- [90] B. N. Singh, B. Singh, *A new control scheme of series hybrid active filter*. Power Electronics Specialists Conference (PESC), vol. 1, p. 249 - 254. 1999.
- [91] A.Hamadi, K. Al-Haddad, *Comparison of fuzzy logic and proportional intégral controller of voltage source active filter compensating current harmonics and power factor*. International Conference on. Industrial Technology (ICIT), Vol. 2, p. 645-650. 2004.
- [92] I. Etxeberria-Otadui , *Les système de l'électronique de puissance dédiés à la distribution électrique- Application à la qualité de l'énergie*. Thèse de doctorat, Institut national polytechnique de grenoble, septembre 2003.
- [93] C.F.Wagner , R.D.Evans, *Symmetrical components*. Mc Graw-Hill Book Company, New York, 1933.
- [94] H. Akagi, Y. Kanazawa , A. Nabae, *Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits*, Proceeding 1983 International power electronics conference. Tokyo, Japan, PP. 1375-1386, 1983.
- [95] M.Aredes, *Active Power Line Conditioners*. Dr.-Ing. Thesis, technische Universitat Berlin, Berlin. Germany, March 1996.
- [96] P. Meynaud, P. Pene, G. desquilbet, *Déséquilibre de tension*. Notes EDF, 6NR00003, 1996.
- [97] K. Djazia, F. Krim , M. Sarra, *Active Filter Under Unbalanced And Distorted Conditions*, 7<sup>th</sup> international PEOCO2013, Langkawi, Malisia,
- [98] H. Akagi, A. Nabae , S. Atoh, *Control strategy of active power filters using multiple voltage-source PWM converters*, IEEE Trans. on Industry applications, vol. IA-22, pp. 460-465, 1986.
- [99] 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, January 1997.
- [100] C.F. Wagner , R.D. Evans, *Symmetrical components*, McGraw-Hill Book Company, New York, 1933.
- [101] M. Sarra, J-P. Gaubert, K. Djazia, F. Krim, *Energy Quality Improvement Using An Advanced Control Strategy Based Transformerless Shunt Hybrid Power Filter*. Impact: International Journal of Research in Engineering & Technology (IMPACT: IJRET) Vol. 2, Issue 11, Nov 2014, 7-18
- [102] K. Djazia, F. Krim, A. Chaoui, M. Sarra, *Active Power Filtering Using ZDPC Method under Unbalanced and Distorted Grid Voltage Conditions*, *Energies* 2015, 8, 1584-1605

- [103] S. Karimi *Continuité de service des convertisseurstriphases de puissance et prototypage "FPGA in the loop": application au filtre actif parallèle*. Thèse de doctorat ; Nancy-I ; Janvier 2009.
- [104] H. Hamla, N. Belhaouchet, F. Krim , L. Rahmani, *Sliding mode control for single phase shunt active power filter with reduced energy-stored capacitor*, First international conference on electrical systems, PCSE 05, O. E. Bouaghi Univ. Algeria, May 9-11, 2005, pp. 308-313.
- [105] A.George Perdicarris , A.S. Rao, *Computer simulation of real- time control systems*, Industrial Electronics, 1995. ISIE '95., Proceedings of the IEEE International Symposium on , Vol.2, Athens,10-14 July 1995, pp. 724-729.
- [106] M.Mokhtari, A. Mesbah, *Apprendre et maîtriser MATLAB et SIMULINK*, version 5.3, Edition Springer, 1997.
- [107] I. Takahashi and M. Nunokawa, *Prediction control for a Cycloconverter of a Power Distortion Compensation System*. IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 25, n°. 2. Mars-Avril 1989.
- [108] A. Lopez de Heredia Bermeo, *Commandes avancées des systèmes dédiés à l'amélioration de la qualité de l'énergie : de la basse tension à la montée en tension*. Thèse doctorat 2006, Institut National Polytechnique de Grenoble
- [109] V.Manninen, *Application of Direct Torque Control Modulation Technology to a Line Converter*. Conférence EPE'95, p. 1292-1296, Sevilla (Espagne), 1995.
- [110] C. Attaianese, G. Tomasso, A. Damiano, I. Marongiu, A. Perfetto. *Direct Torque and Flux Control of Induction Motor Drives*. Conférence PEDS'97 (Singapore), Mai 1997.
- [111] T.Noguchi, H.Tomiki, S.Kondo, Takahashi, *Direct Power Control of PWM converter without power-source voltage sensors*. IEEE Trans. on Industrial Application, vol 34, p. 473-479, 1998.
- [112] M. Malinowski, M. P. Kazmierkowski, S. Hansen S., F. Blaabjerg, G. D. Marques, *Virtual Flux Based Direct Power Control of Three-Phase PWM Rectifiers*. IEEE Trans. On Industrial Applications, vol. 37, n° 4, p. 1019-1027, 2001.
- [113] P. Antoniewicz, M. P. Kazmierkowski, *Virtual-flux-based predictive direct power control of AC/DC converters with online inductance estimation*. IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 55, no. 12, pp. 4381-4390, Dec. 2008.
- [114] M. Cichowlas, M. Malinowski, P. Kazmierkowski, D. L. Sobczuk, J. Pou, *Active filtering function of three-phase PWM boost rectifier under different line voltage conditions*. IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 52, no. 2, pp. 410-419, Apr. 2005.
- [115] M. Malinowski, M. P. Kazmierkowski, S. Hansen, f. Blaabjerg, G. D. Maeques, *Virtual flux based direct power control of three phase PWM rectifiers*. IEEE Trans. On Industry Applications, vol. 37, no. 4, pp. 1019-1027, Jul./Aug. 2001.
- [116] M. Malinowski, M. Jasinski, M. P. Kazmierkowski, *Simple Direct power control of three phase PWM rectifier using space vector modulation (DPC-SVM)*. IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 51, no. 2, pp. 447-454, Apr. 2004.
- [117] M. Malinowski, M. Jasinski, M. P. Kazmierkowski, *Simple Direct Power Control of Three-Phase PWM Rectifier Using Space Vector Modulation*". IEEE Trans. On Industrial Electronics, vol. 51, n° 2, p. 447-454, April 2004.
- [118] P. Cortés, J. Rodríguez, P. Antoniewicz, M. P. Kazmierkowski, *Direct power control of an AFE using predictive control*. IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 23, no. 5, pp. 2516-2523, Sep. 2008.

- [119] S. A. Larrinaga, M. A. R. Vidal, E. Oyarbide, J. R. T. Apraiz, *Predictive control strategy of DC/AC converters based on direct power control*. IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 54, no. 3, pp. 1261-1271, Jun. 2007.
- [120] L. A. Serpa, S. Ponnaluri, P .M. Barbosa, J. W. Kolar, *A modified direct power control strategy allowing the connection of three-phase inverters to the grid through LCL filters*. IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 43, no.5, pp. 1388-1400, Sep./Oct. 2007.
- [121] B. S. Chen, G. Joos, *Direct power control of active filters with averaged switchingfrequency regulation*. IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 23, no. 6, pp. 2729-2737, Nov. 2008.
- [122] D. S. Martin, J. L. Rodriguez, S. Arnalte, *Direct power control applied to doubly fed induction generator under unbalanced grid voltage conditions*. IEEE Trans. on Power Electronics, vol.23, no. 5, pp. 2328-2336, Sep. 2008.
- [123] K. DJAZIA, M. SARRA, F. KRIM, *Active Filter Using A New Direct Power Control (DPC0) Under Imbalanced And Distorted Conditions*. Proceedings of The first International Conference on Nanoelectronics, Communications and Renewable Energy 2013 (ICNCRE '13) Jijel-Algeria. Pp. 111-116
- [124] A. Bouafia, J-P. Gaubert, A.Chaoui, *Direct Power Control Scheme Based on Disturbance Rejection Principle for Three-Phase PWM AC/DC Converter under Different Input Voltage Conditions*. Journal of Electrical Systems, Vol. 8, num.4, pp. 367-383, December 2012.

## *Résumé*

Le but de ce travail étude est l'étude de la mise en œuvre de nouveaux algorithmes de compensation à l'aide de filtres de puissance actifs pour éliminer les courants harmoniques générés par les charges non linéaires dans les réseaux électriques de distribution industriels déséquilibrés et distordus.

Dans la littérature, en outre des solutions proposées, on trouve l'algorithme le plus répandu basé sur la théorie pq, connu aussi sous le nom de théorie de puissance réactive instantanée. Cependant celle-ci présente un certain nombre d'inconvénients. Citons celui inhérent à la définition même de la puissance réactive instantanée qui n'est pas compatible avec la puissance réactive conventionnelle d'un réseau électrique même équilibré.

Il existe également les méthodes de détection synchrone, mais la synchronisation du réseau triphasé rend le circuit de commande compliqué, plus particulièrement en présence de distorsion.

Dans ce travail nous proposons une nouvelle commande directe de puissance (ZDPC) de compensation des courants harmoniques et de puissance réactive, en utilisant un filtre actif de puissance parallèle, sur la base de l'annulation des perturbations de puissance active et réactive instantanées par comparaison avec leurs références nulles. Pour séparer les composantes harmoniques et fondamentales de la tension et du courant de source, un filtre très sélectif (HSF) a été utilisé. En fonction de la position des erreurs de puissances et du vecteur de tension source, une table de commutation produit les vecteurs de contrôle appropriés, conduit à la variation de puissance active et réactive nécessaire pour atteindre les références de puissance nulles, même dans les conditions de réseau déséquilibré et déformé. La validation expérimentale de la ZDPC proposée a été effectuée. Les résultats sont comparés à d'autres techniques récentes pour démontrer la supériorité et la faisabilité de la stratégie proposée.

*Mots clés* : Filtre Actif de Puissance Parallèle; Control Direct de la Puissance (DPC); Zero Control Direct de la Puissance (ZDPC); harmonique; puissance active instantané.

## *Summary*

The aim of this study is to investigate the implementation of new algorithms compensation using active power filters to eliminate harmonic currents generated by non-linear loads in industrial electrical distribution networks unbalanced and distorted.

In literature also proposed solutions include the most answered based on the theory pq algorithm, also known as the instantaneous reactive power theory. However it presents a number of drawbacks. Include that inherent in the very definition of instantaneous reactive power that is not compatible with the conventional reactive power of one balanced grid.

There are also the synchronous detection methods, but the synchronization phase mains make the complicated control circuit, particularly in the presence of distortion. In this work we propose a new zero Direct Power Control (ZDPC) compensation technique of harmonic currents and reactive power, using a parallel active power filter, based on the cancellation of active and reactive power disturbances by instant Compared to their zero references. To separate the harmonic and fundamental components of voltage and current source, a highly selective filter (HSF) was used.

Depending on the power errors and line voltage vector position, a switching table produces the appropriate control vectors leading to the active and reactive power variation required to reach the zero power references, even under grid voltage unbalanced and distorted conditions.

The experimental validation of the proposed ZDPC has been performed. The results are compared to other recent techniques to demonstrate the superiority and feasibility of the proposed strategy.

*Keywords:* Shunt Active Power Filter (SAPF); Direct Power Control (DPC); Zero Direct Power Control (ZDPC); harmonic; instantaneous active power



الغرض من هذا العمل هو دراسة تنفيذ خوارزميات جديدة للتعويضات باستخدام مرشحات الطاقة الفاعلة للقضاء على التيارات التوافقية الناتجة عن الحمولات غير الخطية في شبكات التوزيع الكهربائية الصناعية غير المتوازنة والمشوهة.

في المؤلفات، بالإضافة إلى الحلول المقترحة، نجد الخوارزمية الأكثر شيوعاً تستند على أساس نظرية (pq)، المعروف أيضاً باسم نظرية الطاقة المتفاعلة الفورية. مع ذلك فإنها تتضمن عدداً من السلبيات. نذكر منها تلك الكامنة في تعريف الطاقة المتفاعلة الفورية غير متوافق مع الطاقة المتفاعلة التقليدية من نفس شبكة الكهرباء المتوازنة.

هناك أيضاً طرق الكشف المترامنة، ولكن تزامن الشبكة ثلاثية الأطوار يجعل دائرة التحكم معقدة، وبخاصة في ظل وجود تشوه.

في هذا العمل نقترح تحكماً مباشراً للطاقة جديد (ZDPC) لتعويض التيارات التوافقية والطاقة المتفاعلة، باستخدام مرشح نشط للطاقة موازي، على أساس إلغاء اضطرابات الطاقة اللحظية الفاعلة و المتفاعلة مقارنة مع المراجع الصفرية. لفصل المكونات الأساسية والتوافقية من جهد وتيار المصدر، تم استخدام مرشح انتقائي للغاية (HSF). اعتماداً على مواقع أخطاء الطاقة و شعاع مصدر الجهد، ينتج جدول التبديل أشعة التحكم المناسبة، و يؤدي إلى تغيير الطاقة الفاعلة و المتفاعلة المطلوبة للوصول إلى الطاقة المرجعية الصفرية، حتى في ظل ظروف غير متوازنة ومشوهة للشبكة. التحقق التجريبي من ZDPC المقترحة تم إجراؤه. تمت مقارنة النتائج إلى نتائج تقنيات أخرى حديثة لإثبات التفوق وجدوى الإستراتيجية المقترحة.

**كلمات مفتاحية :** مرشح موازي فاعل للطاقة. التحكم المباشرة للطاقة (DPC)؛ تحكماً مباشراً للطاقة صفري (ZDPC)؛ توافقي. الطاقة فاعلة لحظية.

## Résumé

Le but de ce travail étude est l'étude de la mise en œuvre de nouveaux algorithmes de compensation à l'aide de filtres de puissance actifs pour éliminer les courants harmoniques générés par les charges non linéaires dans les réseaux électriques de distribution industriels déséquilibrés et distordus.

Dans la littérature, en outre des solutions proposées, on trouve l'algorithme le plus répandu basé sur la théorie pq, connu aussi sous le nom de théorie de puissance réactive instantanée. Cependant celle-ci présente un certain nombre d'inconvénients. Citons celui inhérent à la définition même de la puissance réactive instantanée qui n'est pas compatible avec la puissance réactive conventionnelle d'un réseau électrique même équilibré.

Il existe également les méthodes de détection synchrone, mais la synchronisation du réseau triphasé rend le circuit de commande compliqué, plus particulièrement en présence de distorsion.

Dans ce travail nous proposons une nouvelle commande directe de puissance (ZDPC) de compensation des courants harmoniques et de puissance réactive, en utilisant un filtre actif de puissance parallèle, sur la base de l'annulation des perturbations de puissance active et réactive instantanées par comparaison avec leurs références nulles. Pour séparer les composantes harmoniques et fondamentales de la tension et du courant de source, un filtre très sélectif (HSF) a été utilisé. En fonction de la position des erreurs de puissances et du vecteur de tension source, une table de commutation produit les vecteurs de contrôle appropriés, conduit à la variation de puissance active et réactive nécessaire pour atteindre les références de puissance nulles, même dans les conditions de réseau déséquilibré et déformé. La validation expérimentale de la ZDPC proposée a été effectuée. Les résultats sont comparés à d'autres techniques récentes pour démontrer la supériorité et la faisabilité de la stratégie proposée.

**Mots clés :** Filtre Actif de Puissance Parallèle; Control Direct de la Puissance (DPC); Zero Control Direct de la Puissance (ZDPC); harmonique; puissance active instantané.

## Summary

The aim of this study is to investigate the implementation of new algorithms compensation using active power filters to eliminate harmonic currents generated by non-linear loads in industrial electrical distribution networks unbalanced and distorted.

In literature also proposed solutions include the most answered based on the theory pq algorithm, also known as the instantaneous reactive power theory. However it presents a number of drawbacks. Include that inherent in the very definition of instantaneous reactive power that is not compatible with the conventional reactive power of one balanced grid.

There are also the synchronous detection methods, but the synchronization phase mains make the complicated control circuit, particularly in the presence of distortion. In this work we propose a new zero Direct Power Control (ZDPC) compensation technique of harmonic currents and reactive power, using a parallel active power filter, based on the cancellation of active and reactive power disturbances by instant Compared to their zero references. To separate the harmonic and fundamental components of voltage and current source, a highly selective filter (HSF) was used.

Depending on the power errors and line voltage vector position, a switching table produces the appropriate control vectors leading to the active and reactive power variation required to reach the zero power references, even under grid voltage unbalanced and distorted conditions.

The experimental validation of the proposed ZDPC has been performed. The results are compared to other recent techniques to demonstrate the superiority and feasibility of the proposed strategy.

**Keywords:** Shunt Active Power Filter (SAPF); Direct Power Control (DPC); Zero Direct Power Control (ZDPC); harmonic; instantaneous active power

## ملخص:

الغرض من هذا العمل هو دراسة تنفيذ خوارزميات جديدة للتعويضات باستخدام مرشحات الطاقة الفاعلة للقضاء على التيارات التوافقية الناتجة عن الحمولات غير الخطية في شبكات التوزيع الكهربائية الصناعية غير المتوازنة والمشوهة. في المؤلفات، بالإضافة إلى الحلول المقترحة، نجد الخوارزمية الأكثر شيوعاً تستند على أساس نظرية (pq)، المعروف أيضاً باسم نظرية الطاقة المتفاعلة الفورية. مع ذلك فإنها تتضمن عدداً من السلبيات. نذكر منها تلك الكامنة في تعريف الطاقة المتفاعلة الفورية غير متوافق مع الطاقة المتفاعلة التقليدية من نفس شبكة الكهرباء المتوازنة.

هناك أيضاً طرق الكشف المتزامنة، ولكن تزامن الشبكة ثلاثية الأطوار يجعل دائرة التحكم معقدة، وبخاصة في ظل وجود تشوه. في هذا العمل نقترح تحكم مباشر للطاقة جديد (ZDPC) لتعويض التيارات التوافقية والطاقة المتفاعلة، باستخدام مرشح نشط للطاقة موازي، على أساس إلغاء اضطرابات الطاقة اللحظية الفاعلة و المتفاعلة مقارنة مع هم المراجع الصفرية. لفصل المكونات الأساسية والتوافقية من جهد وتيار المصدر، تم استخدام مرشح انتقائي للغاية (HSF). اعتماداً على مواقع أخطاء الطاقة و شعاع مصدر الجهد، ينتج جدول التبديل أشعة التحكم المناسبة، و يؤدي إلى تغيير الطاقة الفاعلة و المتفاعلة المطلوبة للوصول إلى الطاقة المرجعية الصفرية، حتى في ظل ظروف غير متوازنة ومشوهة للشبكة. التحقق التجريبي من ZDPC المقترحة تم إجراؤه. تمت مقارنة النتائج إلى نتائج تقنيات أخرى حديثة لإثبات التفوق وجدوى الإستراتيجية المقترحة.

**كلمات مفتاحية :** مرشح موازي فاعل للطاقة. التحكم المباشرة للطاقة (DPC)؛ تحكم مباشر للطاقة صفري (ZDPC)؛ توافقي. الطاقة فاعلة لحظية.