



Université El-Hadj Lakhder Batna
Faculté de Technologie
Département de Génie Électrique

Thèse
Présentée pour l'obtention du titre de
DOCTORAT EN SCIENCES
Spécialité : Génie Electrique
Option : Maîtrise des Énergies

Par

FARID HAMOUDI

Maître Assistant Chargé de Cours, à l'Institut de Génie Électrique et d'Électronique IGEE
(ex-INELEC)
Université de Boumèrdès

CONTRIBUTION AUX STRATÉGIES DE COMMANDE
AVANCÉES D'UN FILTRE ACTIF SHUNT À QUATRE FILS

Soutenue publiquement le 27 Juin 2012, devant le Jury composé de :

Président	RACHID ABDESSEMED	Professeur, Univesité de Batna
Rapporteur	A. AZIZ CHAGHI	Professeur, Univesité de Batna
Examineurs	AMOR GUETTAFI	Professeur, Univesité de Batna
	HOCINE BENALLA	Professeur, Univesité de Constantine
	DJAMEL AOUZELLAG	Maître de Conférences, Université de Béjaia
	KACI GHEDAMSI	Maître de Conférences, Université de Béjaia

*À toute ma famille ;
À ma chère épouse Lamia.*

Remerciements

ARRIVANT au terme de ce travail, je tiens à exprimer dans ces lignes ma reconnaissance à toutes les personnes qui ont participé d'une manière ou d'une autre à son aboutissement.

En premier lieu, je tiens à exprimer ma profonde gratitude au Professeur M^r. A. AZIZ CHAGHI, de l'Université de Batna, pour m'avoir confié et dirigé cette thèse, et qui n'a jamais manqué de me conseiller et de m'orienter tout au long de sa préparation. Qu'il trouve ici l'expression de mon respect et de ma profonde reconnaissance.

Je remercie le Professeur M^r. RACHID ABDESSEMED, de l'Université de Batna pour m'avoir fait l'honneur d'accepter de présider ma soutenance. Je tiens également à remercier le Professeur M^r. HOCINE BENALLA de l'Université de Constantine et le Professeur M^r. AMOR GUETTAFI de l'Université de Batna, tout comme M^r. DJAMEL AOUZELLAG et M^r. KACI GHEDAMSI, Maîtres de Conférences à l'Université de Bejaia, pour avoir accepté de juger mon travail ainsi que pour leurs critiques et recommandations qui m'ont permis d'apporter un plus au manuscrit final.

Je voudrais exprimer ma profonde reconnaissance à mes parents qui ont tellement souffert dans leurs vies, rien que pour offrir à leurs enfants de l'éducation et de l'avenir. Cette thèse est leurs sont dédiée particulièrement. Je ne pourrais oublier de remercier chaleureusement mon soutien et épouse LAMIA, pour avoir toujours été à mes cotés dans les moments de stress.

Mes remerciements vont aussi à mes amis et collègues HOCINE AMIMEUR et EL-KHEIR MERABET, avec lesquels j'ai partagé beaucoup de moments, et je tiens à les féliciter ici pour avoir eux aussi soutenu leurs thèses.

Je ne pourrais terminer cet espace sans avoir une pensée à la mémoire de mes collègues SALIM KHALED et AHMED HAMDY de l'Institut de Génie Electrique et d'Electronique, Université de Boumerdès, qui nous ont quitté respectivement en Juin et Décembre 2011. Que leurs âmes soient au paradis !

Remerciements

Résumé et Mots Clés

Résumé

LE travail présenté dans cette thèse s'inscrit dans l'étude et la commande du filtre actif triphasé shunt à quatre fils, et plus particulièrement le filtre actif à base d'onduleur de tension de triphasé à trois bras communément dit Three-Leg Split-Capacitor (TLSC). Les trois étapes essentielles dans le contrôle d'une telle structure, à savoir, l'identification des courants harmoniques, le contrôle des courants injectés par l'onduleur et le contrôle de la tension dans le bus continu sont analysés en détail. Dans la partie identification, nous avons développé la méthode synchrone avec un système PLL proposé, qui permet d'identifier avec bonne précision la séquence directe fondamentale des tensions perturbées. Concernant les courants injectés par le filtre actif, le contrôle par mode de glissement développé par l'approche de la géométrie différentielle a été adopté avec des performances nettement améliorées par rapport au contrôle à base d'intégrateurs. Dans le dernier volet de cette thèse, nous avons traité le problème du contrôle des tensions dans le bus continu, et particulièrement le phénomène des déséquilibres entre les deux tensions. A cet effet, un contrôle par logique floue a été proposé comme alternative à la solution proportionnel et intégral, habituellement utilisée à cet effet. Des performances satisfaisantes ont été obtenues grâce au contrôle flou, et une amélioration nette du contrôle globale du filtre actif a été observé.

Mots Clés

Filtre actif shunt à quatre fils à structure TLSC, identification des courants harmoniques, commande par mode de glissement, contrôle de la tension du bus continu, dépollution harmonique.

Symboles et Abréviations

Symboles

h	Rang d'harmonique
ω_h	Pulsation de l'harmonique du rang h
i_h	Courant instantané de l'harmonique du rang h
i_h^*	Conjugué de i_h
I_h	Valeur efficace du courant harmonique du rang h
v_h	Tension instantanée de l'harmonique du rang h
V_h	Valeur efficace de la tension harmonique du rang h
V_1, I_1	Valeurs efficaces fondamentales de la tension et du courant
ϕ_h	Phase entre la tension et le courant harmonique du rang h
THD	Taux de distorsion harmonique total
IHD	Taux de distorsion harmonique individuel
THD_v	Taux de distorsion harmonique en tension
THD_i	Taux de distorsion harmonique en courant
P	Puissance active moyenne
Q	Puissance réactive
D	Puissance de distorsion
S	Puissance apparente
FP	Facteur de puissance
V_h^+, V_h^- et V_h^0	Valeurs efficaces des composantes directe, inverse et homopolaire de la tension harmonique du rang h
I_h^+, I_h^- et I_h^0	Valeurs efficaces des composantes directe, inverse et homopolaire du courant harmonique du rang h
θ_h^+, θ_h^- et θ_h^0	Déphasages des composantes directe, inverse et homopolaire de la tension harmonique du rang h
δ_h^+, δ_h^- et δ_h^0	Déphasages des composantes directe, inverse et homopolaire du courant harmonique du rang h
p, q et p_0	Puissances instantanées réelle, imaginaire et homopolaire
$\bar{p}, \bar{q}, \bar{p}_0$	Valeurs moyennes des puissances réelle, imaginaire et homopolaire instantanées

Symboles et Abréviations

$\tilde{p}, \tilde{q}, \tilde{p}_0$	Valeurs oscillatoires des puissances réelle, imaginaire et homopolaire instantanées
L_c et r_c	Inductance et résistance du filtre passif de sortie
C_1 et C_2	Capacités du bus continu
L_{cmin}	Inductance minimale
ΔI_{max}	Ondulation maximale de courant
i_{La}, i_{Lb} et i_{Lc}	Courants instantanés de la charge dans les phases a, b et c
i_{Ln}	Courant instantané de charge dans le neutre
i_{ca}, i_{cb} et i_{cc}	Courants instantanés de compensation dans les phases a, b et c
i_{cn}	Courant instantané de compensation dans le neutre
i_{sa}, i_{sb} et i_{sc}	Courants instantanés de la source dans les phases a, b et c
i_{sn}	Courant instantané de la source dans le neutre
v_a, v_b et v_c	Tensions instantanées du réseau pour les phases a, b et c
v_{a0}, v_{b0} et v_{c0}	Tensions instantanées générées par l'onduleur pour les phases a, b et c par rapport à la borne négative du bus continu
$v_{an'}, v_{bn'}$ et $v_{cn'}$	Tensions instantanées générées par l'onduleur pour les phases a, b et c par rapport au point milieu du bus continu
v_{ca}, v_{cb} et v_{cc}	Tensions instantanées générées par l'onduleur pour les phases a, b et c par rapport au neutre du réseau
$v_{c\alpha}$ et $v_{c\beta}$	Projection des tension instantanées générées par l'onduleur sur les axes α et β
S	Interrupteur
d	Fonction de commutation $\in \{0, 1\}$
u	Fonction de commutation $\in \{-1, 1\}$
i_{C1} et i_{C2}	Courants dans les capacités C_1 et C_2
V_{C1} et V_{C2}	Tensions aux bornes de C_1 et C_2
V_{dc}	Tension absolue dans le bus continu
ΔV_{dc}	Différence de tension dans le bus continu
$C_{\alpha\beta 0}$	Matrice de passage du système d'axes abc vers le système d'axes $\alpha\beta 0$
$C_{\alpha\beta 0}^{-1}$	Matrice de passage du système d'axes $\alpha\beta 0$ vers le système d'axes abc
i_α, i_β et i_0	Projections des courants instantanés sur les axes α, β et 0
v_α, v_β et v_0	Projections des tensions instantanées du réseau sur les axes α, β et 0
$p_{3\varphi}$	Puissance instantanée triphasée
$i_{\alpha p}$ et $i_{\beta p}$	Courants actifs instantanés sur les axes α et β
$i_{\alpha q}$ et $i_{\beta q}$	Courants réactifs instantanés sur les axes α et β
i_{ca}^*, i_{cb}^* et i_{cc}^*	Courants instantanés de références sur les axes a, b et c
$i_{c\alpha}^*, i_{c\beta}^*$ et i_{c0}^*	Courants instantanés de références sur les axes α, β et 0
p_L, q_L et p_{L0}	Puissances instantanées réelle, imaginaire et homopolaire de la charge
$\bar{p}_L, \bar{q}_L$ et $\bar{p}_{L0}$	Valeurs moyennes des puissances réelle, imaginaire et homopolaire instantanées de la charge
$\tilde{p}_L, \tilde{q}_L$ et $\tilde{p}_{L0}$	Valeurs oscillatoires des puissances réelle, imaginaire et homopolaire instantanées de la charge
p_{loss}	Puissance de compensation des pertes dans le filtre actif
$v_{\alpha\beta 0}$	Vecteur de tensions instantanées du réseau dans le système d'axe $\alpha\beta 0$
v_{up}, v_{uq} et v_{ur}	Vecteurs unité sur les axes p, q et r
v_p, v_q et v_r	Projections du vecteur $v_{\alpha\beta 0}$ sur les axes p, q et r
v_p, v_q et v_r	Projections des tensions instantanées du réseau sur les axes p, q et r
$i_{\alpha\beta 0}$	Vecteur de courants instantanées dans le système d'axe $\alpha\beta 0$

Symboles et Abréviations

i_p, i_q et i_r	Projections du vecteur $i_{\alpha\beta 0}$ sur les axes p, q et r
i_p, i_q et i_r	Projection des courants instantanés sur les axes p, q et r
T	Matrice de passage du système d'axes $\alpha\beta 0$ vers le système d'axes pqr
T^{-1}	Matrice de passage du système d'axes pqr vers système d'axes $\alpha\beta 0$
p	Puissance active instantanée sur l'axe p
p_q et p_r	Puissances réactives instantanées sur les axes r et q
i_{Lp}, i_{Lq} et i_{Lr}	Projections des courants instantanés de la charge sur les axes p, q et r
$\bar{i}_{Lp}, \bar{i}_{Lq}$ et $\bar{i}_{Lr}$	Valeurs moyennes des courants instantanés de la charge sur les axes p, q et r
$\tilde{i}_{Lp}, \tilde{i}_{Lq}$ et $\tilde{i}_{Lr}$	Valeurs oscillatoires des courants instantanés de la charge sur les axes p, q et r
i_{cp}^*, i_{cq}^* et i_{cr}^*	Courants de références instantanés sur les axes p, q et r
I_{loss}	Courant de compensation des pertes dans le filtre actif
$\hat{\theta}_d$	Phase instantanée de la tension directe fondamentale identifiée par la PLL
$P(\hat{\theta}_d)$	Matrice de passage du système d'axes fixes $\alpha\beta$ vers le système d'axes tournant dq
$P(\hat{\theta}_d)^{-1}$	Matrice de passage du système d'axes tournant dq vers le système d'axes fixes $\alpha\beta$
i_{Ld}, i_{Lq}	Projections des courants instantanés de la charge sur les axes tournants d et q
$\bar{i}_{Ld}, \bar{i}_{Lq}$	Courants moyens instantanés de la charge sur les axes d et q
$\tilde{i}_{Ld}, \tilde{i}_{Lq}$	Courants oscillatoires instantanés de la charge sur les axes d et q
i_{cd}^*, i_{cq}^*	Courants de référence instantanés sur les axes d et q
V_{md}	Amplitude de la tension directe fondamentale
θ_d	Phase instantanée de la tension directe fondamentale
v_d et v_q	Projections des tensions instantanées sur les axes tournants d et q
$\bar{v}_d$	Tension directe fondamentale instantanée
$v_{\alpha d}, v_{\beta d}$	Projections de la tension directe fondamentale sur les axes α et β
v_{ad}, v_{bd} et v_{cd}	Projections de la tension directe fondamentale sur les axes a, b et c
$\tilde{\theta}$	Erreur de phase
$\tilde{\theta}_{max}$	Erreur de phase maximale
$C(s)$	Fonction de transfert du correcteur
$G(s)$	Fonction de transfert de l'onduleur
V_p	Amplitude de la porteuse triangulaire
τ	Retard de calcul
$H(s)$	Fonction de transfert du filtre L
$C_{PI}(s)$	Fonction de transfert du correcteur PI
k_p, k_i	Gains proportionnel et intégral du correcteur PI
H_{BF}	Fonction de transfert en boucle fermée
$ H_{BF} $	Gain en module en boucle fermée
$\langle H_{BF} \rangle$	Gain de phase en boucle fermée
$C_R(s)$	Fonction de transfert du correcteur résonant
u_{min}, u_{max}	Valeurs limites minimale et maximale de la commande discrète
$\sigma(x)$	Loi de commutation
x	Vecteur d'état
$f(x), g(x)$	Champs de vecteurs
S	Surface de glissement
$u_{eq}(x)$	Commande équivalente

Symboles et Abréviations

$\dot{\sigma}(x)$	Dérivée temporelle de la loi de commutation
$l_f \sigma(x)$	Dérivée directionnelle de la fonction $\sigma(x)$ suivant le champ de vecteurs $f(x)$
$l_g \sigma(x)$	Dérivée directionnelle de $\sigma(x)$ suivant le champ de vecteurs $g(x)$
I	Matrice identité
$M(x)$	Matrice de projection
$G(x)$	Matrice d'entrée
u	Vecteur de commande
$g_j^c(x)$	$j^{\text{ème}}$ colonne dans $G(x)$
$g_j^l(x)$	$j^{\text{ème}}$ ligne dans $G(x)$
$\sigma(x)$	Vecteur des fonctions de commutation
$u_{eq}(x)$	Vecteur de commande équivalente
$\dot{\sigma}(x)$	Dérivée temporelle du vecteur des fonctions de commutation
$l_f \sigma(x)$	Vecteur des dérivées directionnelles de $\sigma(x)$ suivant le champ de vecteurs $f(x)$
$L_G \sigma(x)$	Matrice des dérivées directionnelles de $\sigma(x)$ suivant les champs de vecteurs $g_j^c(x)$
ω_c	Pulsation de coupure
ξ	Coefficient d'amortissement
$u_{eq}(x)_j$	$j^{\text{ème}}$ élément du vecteur de commande équivalente
u_j	$j^{\text{ème}}$ élément du vecteur de commande
$\dot{x}$	Dérivée temporelle du vecteur d'état
V	Fonction de Lyapunov
$\dot{V}$	Dérivée temporelle de la fonction de Lyapunov
$l_f \sigma(x)_j$	$j^{\text{ème}}$ élément du vecteur $l_f \sigma(x)$
$l_G \sigma(x)_j^l$	$j^{\text{ème}}$ ligne de la matrice $L_G \sigma(x)$
$l_G \sigma(x)_j^c$	$j^{\text{ème}}$ colonne de la matrice $L_G \sigma(x)$
$\Delta \sigma_h^*$	Demi largeur d'hystérésis fixe
$\Delta \sigma_h$	Demi largeur d'hystérésis variable
t_{on}, t_{off}	Temps d'enclenchement et de déclenchement
f_s^*	Fréquence de commutation de référence
I_{dc}	Courant de compensation de compensation du déséquilibre dans le bus continu
$(i_{ca}^*)', (i_{cb}^*)', (i_{cc}^*)'$	Courants de références instantanés corrigés par le courant I_{dc}
A	Ensemble
U	Univers de discours
$\mu_A(x)$	Fonction d'appartenance
NON	Opérateur de Négation
ET	Opérateur de Conjonction
OU	Opérateur de Disjonction
er, der	Erreur et variation d'erreur
K_{dc}	Gain du contrôleur proportionnel P
K	Gain d'entrée du contrôleur flou
G_{FLC}	Gain d'entrée du contrôleur flou

Abréviations

FPB	Filtre passe bas
PLL	Phase Locked Loop, ou boucle à verrouillage de phase
TLSC	Three-Leg Split-Capacitor
FLFB	Four-Leg Four-Bridge
MLI	Modulation de la largeur d'impulsion
SMC	Sliding Mode Control, ou contrôle par mode de glissement
VSC	Variable Structure Control, ou contrôle à structure variable
PI	Correcteur Proportionnel Intégral
P	Correcteur Proportionnel
FLC	Fuzzy Logic Controller, ou Contrôleur par logique floue
RMS	Root Mean Square, (Valeur efficace)

Table des matières

Dédicace	i
Remerciements	iii
Résumé et Mots Clés	v
Symboles et Abréviations	vii
Table des matières	xiii
Table des figures	xvii
Liste de tableaux	xxv
Introduction générale	1
1 QUALITÉ DE L'ÉNERGIE ÉLECTRIQUE ET FILTRAGE ACTIF	5
1.1 Qualité de l'énergie électrique	5
1.2 Perturbations	6
1.2.1 Creux de tension	6
1.2.2 Fluctuation de l'amplitude de la tension	7
1.2.3 Déséquilibres des systèmes triphasés	7
1.2.4 Fluctuation de fréquence	9
1.2.5 Harmoniques et interharmoniques	9
1.3 Distorsions harmoniques	9
1.3.1 Origines des distorsions harmoniques	9
1.3.2 Effets des perturbations harmoniques	10
1.4 Analyse des systèmes électriques perturbés	15
1.4.1 Décomposition en composantes harmoniques	16
1.4.2 Décomposition en composantes symétriques	17
1.4.3 Séquences harmoniques	17
1.4.4 Théorie énergétique	18

Table des matières

1.5	Normes	21
1.6	Solutions de dépollution harmonique	21
1.6.1	Filtrage passif	23
1.7	Filtrage actif	25
1.7.1	Principe de filtrage actif	25
1.7.2	Classification des filtres actifs	25
1.7.3	Filtrage hybride	26
1.8	Filtres actif triphasés à quatre fils	28
1.9	Conclusion	30
2	ETUDE ET MODÉLISATION DU FILTRE ACTIF À QUATRE FILS	33
2.1	Configuration du filtre actif à structure TLSC	33
2.1.1	Circuit de stockage capacitif	34
2.1.2	Filtre de raccordement au réseau	35
2.2	Modélisation du filtre actif à quatre fils	36
2.2.1	Fonctionnement de l'onduleur de tension	36
2.2.2	Modélisation de l'onduleur de tension	37
2.2.3	Modélisation de l'onduleur de tension muni d'un filtre L com- mandé en courant	40
2.3	Introduction au contrôle du filtre actif	43
2.4	Conclusion	43
3	IDENTIFICATION DES COURANTS HARMONIQUES	45
3.1	Principe d'identification des perturbations harmoniques	45
3.1.1	Identification dans le domaine fréquentiel	46
3.1.2	Identification dans le domaine temporel	46
3.2	Théorie des puissances instantanées pq	47
3.2.1	Principe de la théorie pq	47
3.2.2	Application au filtrage actif dans un système à trois fils	49
3.2.3	Application au filtrage actif dans un système à quatre fils	51
3.3	Théorie des puissances instantanées dans le référentiel pqr	54
3.3.1	Passage d'un système d'axe $\alpha\beta 0$ au système d'axe pqr	55
3.3.2	Puissances instantanées sur les axes pqr	57
3.3.3	Applications au filtrage actif dans un système à quatre fils	57
3.4	Méthode des courants dans le référentiel synchrone	60
3.5	Fonctionnement sous tensions perturbées	62
3.5.1	Sous tensions déséquilibrées	62
3.5.2	Sous tensions harmoniques	63
3.5.3	Amélioration de l'identification sous tensions perturbées	64
3.5.4	Conclusions sur les différentes méthodes	70
3.6	Identification des composantes fondamentales des tensions	73
3.6.1	Système d'identification à base d'une PLL	73
3.6.2	Méthode proposée pour l'identification de l'amplitude et la phase de la séquence directe fondamentale	74
3.6.3	Analyse et comparaison des performances des deux PLL	75
3.7	Conclusion	79

4	CONTRÔLE DES COURANTS INJECTÉS PAR LE FILTRE ACTIF	83
4.1	Principe de contrôle des courants	84
4.2	Stratégies de contrôle des courants	84
4.3	Contrôle à fréquence fixe	86
4.3.1	Commande rapprochée de l'onduleur	86
4.3.2	Commande par Modulation de la Largeur d'Impulsion	86
4.3.3	Commande par Modulation Vectorielle	87
4.3.4	Structure de la boucle de contrôle	88
4.3.5	Correcteurs linéaires	89
4.3.6	Correcteurs multi-fréquentiels	91
4.3.7	Résultats de simulation	97
4.3.8	Conclusion	101
4.4	Contrôle par mode de glissement	101
4.4.1	Systèmes à structure variable	103
4.4.2	Principe de contrôle par mode de glissement-Approche par géométrie différentielle	104
4.4.3	Système multi-commutateurs	108
4.4.4	Résultats de simulation	116
4.4.5	Fréquence de commutation	117
4.4.6	Formulation du problème de mode de glissement réel	118
4.4.7	Loi de commutation avec hystérésis	119
4.4.8	Résultats de simulation	121
4.5	Conclusion	126
5	CONTRÔLE DU BUS CONTINU	131
5.1	Régulation du niveau de tension	132
5.2	Compensation du déséquilibre dans le bus continu	132
5.2.1	Sources du déséquilibre dans le bus continu	132
5.2.2	Solutions pour la compensation du déséquilibre	135
5.2.3	Solution proposée	136
5.3	Rappels sur la théorie de la logique floue	136
5.3.1	Ensembles flous	137
5.3.2	Fonctions d'appartenances	137
5.3.3	Variables linguistiques	137
5.3.4	Opérateurs de la logique floue	138
5.4	Structure d'une commande floue	138
5.4.1	Fuzzification	139
5.4.2	Base de règle	139
5.4.3	Défuzzification	140
5.5	Mise en œuvre du contrôle flou pour le bus continu	141
5.6	Résultats de simulation	144
5.6.1	Comparaison entre les contrôles PI+P et logique floue	144
5.6.2	Performances du contrôle proposé sous charge très polluée	146
5.7	Conclusion	154
	Conclusion générale	157

Table des matières

Bibliographie	160
Abstract	172

Table des figures

1.1	Les perturbations les plus répondues sur l'onde électrique.	8
1.2	Phénomène de résonance provoqué par des courants harmoniques. . . .	12
1.3	Modélisation d'une charge non linéaire.	13
1.4	Division des harmoniques dans une bifurcation.	13
1.5	Effet des Harmoniques sur le facteur de puissance et les pertes par effet Joule	15
1.6	Décomposition en composantes harmoniques.	16
1.7	Décomposition d'un système déséquilibré en composantes symétriques ; positive (+), négative (-) et homopolaire (0).	16
1.8	Courant élevé dans le neutre à cause de l'harmonique 3.	18
1.9	Isolation des harmoniques par couplages spéciaux de transformateurs ; (a) Isolation du 5 ^{ème} et 7 ^{ème} harmoniques, (b) Isolation des harmoniques homopolaires.	23
1.10	Filtres passifs : (a) filtre résonant, (b) filtre amorti de 1 ^{er} ordre, (c) filtre amorti de 2 ^{ème} ordre, (d) filtre amorti de 3 ^{ème} ordre.	24
1.11	Exemple pratique de combinaison de filtres passifs résonants et amortis.	25
1.12	Différentes topologies de filtrage actif.	27
1.13	Filtres hybrides.	28
1.14	Convertisseur de puissance applicables pour l'implémentation des filtres actifs triphasés ; (a) onduleur de tension, (b) onduleur de courant.	29
1.15	Différentes structures d'onduleur de tension pour l'implémentation de filtre actif à quatre fils.	30
1.16	Filtre actif shunt à base d'onduleur de tension de type FLSC.	31
2.1	Structure du filtre actif à quatre fils avec onduleur de tension à trois bras	34
2.2	Schéma équivalent d'un onduleur de tension triphasé à quatre fils. . . .	36
2.3	Les huit possible états de commutation des interrupteurs.	39
2.4	Représentation vectorielle des tensions générées par l'onduleur.	40
2.5	Un bras k avec filtre L , Modèle équivalent par la nouvelle fonction de commutation u	41
2.6	Contrôle du filtre actif	43

Table des figures

3.1	Méthodes d'identifications d'harmoniques dans les domaines temporel et fréquentiel.	46
3.2	Représentation graphique de la transformation $abc-\alpha\beta$	48
3.3	Ecoulement des puissances instantanées dans un système à trois fils. . .	49
3.4	Ecoulement des puissance dans un système à trois fils après compensation des puissances indésirables (cas idéal).	50
3.5	Ecoulement des puissances instantanées dans un système à quatre fils. .	51
3.6	Ecoulement des puissance dans un système à quate fils après compensation des puissances indésirables (cas idéal).	51
3.7	Schéma bloc de l'algorithme de contrôle d'un filtre actif à quatre fils à base de la théorie des puissances instantanées $pq0$	53
3.8	Réponse fréquentielle et temporelle du filtre basse bas (FPB).	53
3.9	Courants triphasés et dans le neutre avant filtrage.	54
3.10	Performances de filtrage harmoniques des courants et des puissances par la méthode des puissances instantanées $pq0$ sous tensions saines. . .	55
3.11	Diagramme des puissances dans le référentiel pqr	57
3.12	Schéma bloc de l'algorithme de contrôle d'un filtre actif à quatre fils à base de la théorie pqr	58
3.13	Performances de la methode pqr sous tensions saines.	59
3.14	Effet de rotation du repère sur le spectre.	60
3.15	Algorithme de contrôle d'une filtre actif à quatre fils par les courants dans le référentiel synchrone.	61
3.16	Performances de la methode synchrone sous tensions saines.	63
3.17	Courants triphasés pour les différentes méthodes après filtrages sous tensions déséquilibrées.	64
3.18	Erreurs d'identification par les différentes méthodes sous tensions déséquilibrées.	65
3.19	Puissance active instantanée après filtrage sous tensions déséquilibrées. .	65
3.20	Courants triphasés pour les différentes méthodes après filtrages sous tensions harmoniques.	66
3.21	Erreurs d'identification par les différentes méthodes sous tensions harmoniques.	67
3.22	Puissance active instantanée après filtrage sous tensions harmoniques. .	67
3.23	Schéma bloc dela méthode des puissances instantanées modifié par l'identification de la séquence directe fondamentale des tension.	68
3.24	Schéma bloc dela méthode pqr modifié par l'identification de la séquence directe fondamentale des tension.	69
3.25	Algorithme de contrôle par les courants dans le référentiel synchrone pour des courants de source sinusoïdaux.	69
3.26	Puissances instantanées après filtrage par les différentes méthodes sous tensions déséquilibrées avec identification de la séquence directe fondamentale des tensions.	71
3.27	Puissances instantanées après filtrage par les différentes méthodes sous tensions harmoniques avec identification de la séquence directe fondamentale des tensions.	72
3.28	Algorithme d'identification de la séquence directe de la tension.	74

Table des figures

3.29	Algorithme proposé pour l'identification de la séquence directe de la tension.	75
3.30	Diagramme vectoriel d'une tension perturbée par une séquence inverse.	76
3.31	Effet de la tension $\bar{v}_q$ sur l'erreur de phase.	76
3.32	Modèle lineaire de la PLL.	77
3.33	Erreur de phase causée par une séquence inverse ($-2\omega_1$).	77
3.34	Erreur de phase à la sortie de la PLL.	77
3.35	Identification de l'amplitude de la séquence directe fondamentale par les deux PLL pour différentes fréquences de coupure du filtre passe bas (FPB 1).	78
3.36	Identification de la séquence directe fondamentale (amplitude et phase) par les deux PLL sur des tension perturbées par l'harmonique 5.	80
4.1	Principe de commande en courant du filtre actif.	84
4.2	Classification des techniques de commande en courant.	85
4.3	Commande en courant à fréquence fixe.	85
4.4	Commande en courant à fréquence variable.	86
4.5	Principe de la MLI intersective.	87
4.6	Structure de la boucle de régulation du courant.	89
4.7	Réponse fréquentielle en boucle fermé en fonction de la fréquence de coupure et du retard τ	91
4.8	Effet de la bande passante et le retard de calcul τ sur la poursuite des références harmoniques, illustration pour l'harmonique 5 (à gauche), et l'harmonique 13 (à droite).	92
4.9	Contrôle PI en repère tournant.	93
4.10	Translation des fréquences dans un repère tournant.	94
4.11	Contrôle PI en repères tournants multiples.	94
4.12	Correcteur multi résonant en repère fixe.	95
4.13	Correcteur multi résonant en repère fixe.	96
4.14	Courants triphasés et dans le neutre avant et après filtrage actif.	98
4.15	Spectres harmoniques des courants de phase avant et après filtrage actif.	99
4.16	Résultats de simulation avec variation de charge à $t = 0.2$ s.	100
4.17	Puissances instantanées et spectre harmonique de la puissance active sans et avec filtrage.	101
4.18	Tensions du bus continu.	102
4.19	Configuration d'un système à structure variable.	103
4.20	Mode de glissement réel : la trajectoire se situe dans une fourchette autour de la surface de commutation	105
4.21	Régime glissant, commutation des champs de vecteurs sur la surface de commutation.	107
4.22	Commande équivalente et commande réelle (discontinue).	108
4.23	Régime glissant réel et idéal.	109
4.24	Schéma bloc de contrôle de courant par mode de glissement.	112
4.25	Courants triphasés et dans le neutre avant et après filtrage actif avec contrôle par mode de glissement.	113

Table des figures

4.26	Spectres harmoniques des courants de phase avant et après filtrage actif.	114
4.27	Résultats de simulation avec variation de charge à $t = 0.2$ s.	115
4.28	Puissances instantanées et spectre harmonique de la puissance active sans et avec filtrage.	116
4.29	Techniques de limitation de la fréquence de commutation, (mode de glissement réel).	118
4.30	Loi de commutation avec hystérésis.	119
4.31	Schéma bloc de contrôle de courant par mode de glissement à fréquence de commutation fixe.	120
4.32	Courants de phases et dans le neutre sans et avec filtrage avec variation de charge.	122
4.33	Spectres harmoniques des courants de phase sans et avec filtrage actif avant la variation de charge.	123
4.34	Spectres harmoniques des courants de phase sans et avec filtrage actif après la variation de charge.	124
4.35	Fréquences de commutations instantanées pour mode de glissement à fréquences libre et fixe $12.5kHz$	125
4.36	Fréquences de commutations instantanées pour mode de glissement à fréquences libre et fixe 20 kHz.	126
4.37	Courant de phase a avec contrôle par mode de glissement à fréquence de commutation libre et fixe.	127
5.1	Boucle de régulation de tension absolue.	132
5.2	Courant du neutre dans une structure TLSC (illustration pour un seul bras).	133
5.3	Contrôle du bus continu ; PI pour V_{dc} et P pour ΔV_{dc}	136
5.4	Quelques différentes formes de fonctions d'appartenance.	138
5.5	Schéma bloc d'un contrôleur flou.	139
5.6	Représentation graphique de l'inférence floue par méthodes max-prod et min-max.	140
5.7	Défuzzification par moyenne des maximums et centre de gravité.	141
5.8	Fuzzification des variables d'entrée et de sortie pour FLC1.	142
5.9	Surface caractéristique de FLC1.	143
5.10	Fuzzification des variables d'entrée et de sortie pour FLC2.	143
5.11	Surface caractéristique de FLC2.	144
5.12	Schéma bloc complet de contrôle du filtre actif, mise en évidence du contrôle du bus continu.	145
5.13	Courants de phases et dans le neutre sans filtrage actif.	146
5.14	Courants de phases et dans le neutre sans filtrage actif.	147
5.15	Courant de compensation I_{dc} par contrôle PI+P et par logique floue.	148
5.16	Courants de phases et dans le neutre avec filtrage actif, contrôle PI+P, $K_{dc} = 0.1$	150
5.17	Courants de phases et dans le neutre avec filtrage actif, contrôle PI+P, $K_{dc} = 0.5$	150
5.18	Courants de phases et dans le neutre avec filtrage actif, contrôle PI+P, $K_{dc} = 0.5$	151

Table des figures

5.19 Courants de phases et dans le neutre avec filtrage actif, contrôle par logique floue.	151
5.20 Performances du contrôle pour le filtrage des courants, charge très déséquilibrée.	152
5.21 Contrôle des tension dans le bus continu, charge très déséquilibrée. . . .	153
5.22 Performances du contrôle pour le filtrage des courants, charge très polluée.	154
5.23 Contrôle des tension dans le bus continu, charge très polluée.	155

Table des figures

Liste des tableaux

1.1	Niveaux de compatibilité pour les tensions harmoniques individuelles sur les réseaux publics basse tension (norme IEC 61000-2-2).	22
1.2	Limites des émissions des courants harmoniques (norme IEC 61000-3-2).	22
1.3	Limites des émissions des courants harmoniques selon la norme IEC 61000-3-4.	22
2.1	Tensions générées par l'onduleur de tension avec neutre raccordé au point milieu du bus.	38
3.1	Récapitulatif des taux de distorsions harmoniques des courants filtrés par les différentes méthodes sous tensions déséquilibrées et tensions harmoniques.	68
4.1	Résumé des résultats numériques sur les courants obtenus par PI contrôle et mode de glissement.	117
4.2	Résumé des résultats numériques sur les puissances obtenus par PI contrôle et mode de glissement.	117
4.3	Les taux de distorsions harmoniques et valeurs efficaces des courants fondamentaux avant et après filtrage avec mode de glissement à fréquence de commutation fixe.	121
4.4	THD en courant pour la phase <i>a</i> par mode de glissement à fréquence libre et à fréquence fixe.	125
5.1	Variation de la tension du bus continu en fonction du courant injecté côté alternatif (illustration pour un seul bras).	133
5.2	Base de règle pour FLC1.	143
5.3	Résultats détaillés obtenus avec le contrôle proportionnel intégral et par logique floue.	149
5.4	Taux de distorsions harmoniques et de déséquilibres obtenus avec le contrôle par logique floue sous charge fortement polluée.	153

Introduction générale

LA pollution harmonique est l'une des préoccupations principales des spécialistes dans le domaine du génie électrique ces trente dernières années. Si au début de leur apparition, les harmoniques étaient essentiellement causés par la saturation des circuits magnétiques (dans les transformateurs notamment), aujourd'hui c'est plutôt les charges non linéaires à base d'électronique de puissance qui en sont la cause principale. En effet, de nos jours, on trouve les systèmes à base d'électronique de puissance dans la production d'énergie, comme l'excitation des alternateurs, le couplage au réseau des sources de productions décentralisées à travers une interface d'électronique de puissance. Dans la distribution d'énergie, on trouve des systèmes de compensation et d'optimisation de puissance, comme les systèmes FACTS par exemple. Finalement, chez le récepteur final, les charges sont alimentées à travers des redresseurs, gradateurs,...etc. Il ne faut surtout pas cerner le problème de la pollution harmonique autour des charges industrielles, car quelques charges domestiques monophasées comme le matériel informatique, téléviseur, climatisation ou l'éclairage fluorescent sont plus polluantes [Gr93]. Ces charges non linéaires absorbent des courants non sinusoïdaux, et par conséquent engendrent des harmoniques dont la circulation dans le réseau cause une dégradation de l'onde de tension et augmente les pertes de puissance, sans oublier la perturbation au fonctionnement normal de certains équipements, voir même le risque de destruction.

Pour garantir les normes de qualité (CEI-61000, IEEE-519), le filtrage actif d'harmoniques, et en particulier le filtrage shunt a prouvé son efficacité comme une alternative aux solutions traditionnelles basées sur les filtres passifs, en raison notamment de la bande passante et la flexibilité. Au cours des dernières années, plusieurs travaux ont été réalisés et sanctionnés par des réalisations pratiques de tels systèmes, mais la majorité des cas pour des systèmes triphasés à trois fils (sans distribution du fil neutre) [Ak05], or, il se trouve que dans les réseaux basse tension, le fil neutre est souvent distribué, ce qui fait apparaître des composantes homopolaires (harmonique 3 et ces multiples impaires), notamment à cause des charge non linéaires monophasées. A cet effet, le filtre actif à quatre fils est plus adéquat, du fait de la distribution du quatrième fil, qui permet de compenser le courant du neutre.

Deux solutions peuvent être envisagées pour la création du quatrième fils. La

première consiste à utiliser un onduleur à quatre bras, et la seconde utilise un onduleur à trois bras conventionnel mais avec un bus continu dont le point milieu sert de point neutre connecté au neutre du réseau. Si la première structure est la plus utilisée dans la littérature parce qu'elle offre la meilleure optimisation du bus continu, la seconde structure est plus préférable de point de vue économique car elle réduit le nombre de semi-conducteurs.

Le présent travail traite avec la dépollution harmonique par un filtre actif à quatre fils, et plus spécialement, le filtre à quatre fils à base d'un onduleur à trois bras (Three-Leg Split-Capacitor, TLSC). Ce travail a pour objectif, la mise en œuvre et la contribution au contrôle de ce type de structure appliquée au filtrage actif dans les réseaux de distribution à quatre fils.

Le contrôle-commande du filtre actif est souvent déterminant pour l'objectif de compensation de tous les harmoniques indésirables. Ce contrôle comporte trois parties essentielles, à savoir, l'identification des perturbations harmoniques qui consiste en la séparation des harmoniques dans les courants absorbés par la charge non linéaire, la régulation de la tension continue aux bornes du bus continu de l'onduleur, et le contrôle des courants injectés dans le réseau. La qualité de filtrage sera déterminée ainsi par la qualité de contrôle de ces trois paramètres qui fera l'objet de notre préoccupation principale dans cette thèse.

La présentation de ce manuscrit est étalée sur cinq chapitres :

D'abord, et après cette introduction, le premier chapitre sera consacré au recensement des perturbations qui peuvent apparaître dans un réseau électrique basse tension, leurs causes et leurs conséquences ainsi que les normes visant à diminuer leurs proliférations. Nous rappelons aussi les solutions de dépollution existantes, tant traditionnelles que modernes. Nous finirons ce premier chapitre par une introduction du filtrage actif à quatre fils.

Le deuxième chapitre sera consacré à l'étude et la modélisation du filtre actif à quatre fils basé sur un onduleur de tension à trois bras.

Dans le troisième chapitre nous entamerons la première partie du contrôle du filtre actif, qui est l'identification des harmoniques. Nous présenterons dans ce chapitre trois méthodes principales, qui sont la méthode des puissances instantanées, la méthode des courants dans le référentiel pqr et la méthode des courants dans le repère synchrone que nous avons modifiée. Nous avons introduit pour cette partie de contrôle un système à base d'une PLL pour l'identification de la séquence directe fondamentale des tensions, indispensable pour l'identification des courants harmoniques.

Le quatrième chapitre aura comme objectif, l'étude du contrôle des courants injectés par le filtre actif dans le réseau, pour éliminer les harmoniques générés par la charge non linéaire. Pour cela, nous avons comparé entre deux méthodes de contrôle. Un contrôle proportionnel intégral, et un contrôle par mode de glissement que nous avons développé comme alternative.

Dans le cinquième et dernier chapitre, nous aborderons le principal handicap de l'utilisation de la structure à trois bras (TLSC) au filtrage actif, qui est la difficulté du contrôle de la tension du bus continu, notamment à cause des déséquilibres entre les tensions aux bornes des deux capacités qui forment ce bus. Nous montrerons que l'objectif du filtrage actif, i.e., garantir des courants sinusoïdaux et équilibrés ne peut être achevé qu'avec un contrôle efficace des tensions dans le bus continu. Nous, introdui-

rons dans ce chapitre, une solution à base de logique floue pour l'amélioration du contrôle du bus continu comme alternative à la méthode proportionnelle et intégrale usuellement utilisée.

Enfin, notre travail sera clôturé par une conclusion générale.

CHAPITRE 1

QUALITÉ DE L'ÉNERGIE ÉLECTRIQUE ET FILTRAGE ACTIF

L'OBJECTIF fondamental des réseaux électriques est de fournir aux clients de l'énergie électrique avec une parfaite continuité, sous une forme de tension sinusoïdale, avec des valeurs d'amplitude et de fréquence préétablies. Cependant cet objectif semble idéal et n'est jamais facile à assurer, car le réseau électrique aujourd'hui est appelé à fonctionner sous un environnement de plus en plus agressif, et par conséquent, il doit faire face à de nombreux types de perturbations qui peuvent être d'origine interne comme l'évolution et la complexité du réseau et des charges qui lui sont connectées, ou externe liées aux phénomènes des changements climatiques.

Ainsi, afin d'assurer l'objectif d'une énergie de qualité, il est impératif de comprendre les caractéristiques, les origines et les effets des différentes perturbations afin de chercher les remèdes adéquats.

Nous commencerons ce chapitre par un exposé des principales perturbations affectant la qualité de l'onde électrique, notamment les harmoniques pour les quelles on s'intéressera particulièrement. Nous parlerons également de leurs origines, de leurs effets et des normes en vigueur. Nous discuterons ensuite différentes solutions envisagées pour pallier aux problèmes liés aux perturbations harmoniques, en particulier le filtrage actif.

1.1 Qualité de l'énergie électrique

La qualité de l'énergie électrique est étroitement liée à la qualité de l'onde de tension, laquelle est caractérisée par les paramètres suivants :

- Forme d'onde parfaitement sinusoïdale ; pas de distorsions, de pic, de creux et amplitude dans les limites tolérables ;
- Equilibre et symétrie parfaite des phases en amplitude et en phase ;
- Stabilité de la fréquence.

1.2 Perturbations

Les perturbations sont tous les phénomènes internes ou externes au réseau, ayant un pouvoir de modifier d'une manière transitoire ou permanent l'onde de tension. Par extension, on doit prendre comme perturbations aussi les phénomènes pouvant modifier l'onde de courant, du fait qu'elles sont souvent mutuellement influencées. Ces perturbations peuvent être classées selon deux critères, à savoir, selon la durée de persistance, et on a alors :

- *Des perturbations périodiques* (qui durent dans le temps), comme les distorsions harmoniques, chutes de tension dues au flux de puissance réactive dans le réseau, et les déséquilibres ;
- *Des perturbations apériodiques*, où l'en a principalement l'ensemble des phénomènes fugitifs souvent très difficiles à prévoir comme les creux de tension et les surtensions transitoires.

On peut définir aussi les perturbations selon leurs manifestations, ou bien leurs conséquences sur les grandeurs électriques, alors, on a trois familles principales [Du04] :

- Perturbations sur l'amplitude de la tension ;
- Déséquilibres des systèmes triphasés ;
- Les distorsions harmoniques.

S'agissant de l'amplitude de tension, il y a essentiellement deux perturbations très répandues : les creux et les fluctuations.

1.2.1 Creux de tension

On appelle creux de tension (voltage sag), une diminution brutale de l'amplitude de la tension à une valeur située entre 1 et 90% de sa valeur nominale, et ce, pendant une durée allant d'un demi cycle à 30 cycles [IE95]. Un creux de tension est caractérisé par une profondeur ΔV et une durée ΔT (figure 1.1(a)). Par ailleurs, on peut noter qu'une coupure brève n'est qu'un cas particulier du creux de tension, sa profondeur est supérieure à 90%.

Origines

Les principales causes des creux de tensions sont les perturbations dues à l'exploitation des réseaux, comme la mise sous tension des gros transformateurs, les court circuits, enclenchement des condensateurs, simple démarrage des gros moteurs...etc.

Effets

Les creux de tension ont comme effets, la perturbation des couples dans les machines tournantes, déclenchement des contacteurs, pannes intempestives...etc.

1.2.2 Fluctuation de l'amplitude de la tension

Les fluctuations de tensions sont des variations de basses fréquences de la valeur efficace de la tension [IE95] (figure 1.1(b)). Ces variations ont une amplitude modérée (généralement 10%), mais peuvent se produire plusieurs fois par seconde, et peuvent être cycliques ou aléatoires. L'exemple le plus connu pour ce type de perturbation est le phénomène de *Flicker* [Ow94].

Origines

Les fluctuations de tension sont causées principalement par les charges dont l'appel en courant varie rapidement et d'une manière continue. Les exemples les plus connus sont les machines à souder et surtout les fours à arc [Me95].

Effets

Les variations de la valeur efficace de tension peut avoir des effets indésirables sur le couple et la vitesse des machines tournantes, mais l'effet gênant le plus important des fluctuations de tension est l'inconfort physiologique sur la vision, suite au changement de luminosité de l'éclairage (dit Flicker).

1.2.3 Déséquilibres des systèmes triphasés

On dit qu'il y a un déséquilibre dans le système de tensions ou de courants triphasés, lorsqu'on enregistre en régime permanent, des asymétries d'amplitudes et/ou de phases comme le montre la figure 1.1(c).

Origines

Les déséquilibres sont essentiellement causés par les asymétries d'impédances des lignes du réseau, asymétrie des impédances des charges, et aussi par des courts circuits monophasés ou biphasés.

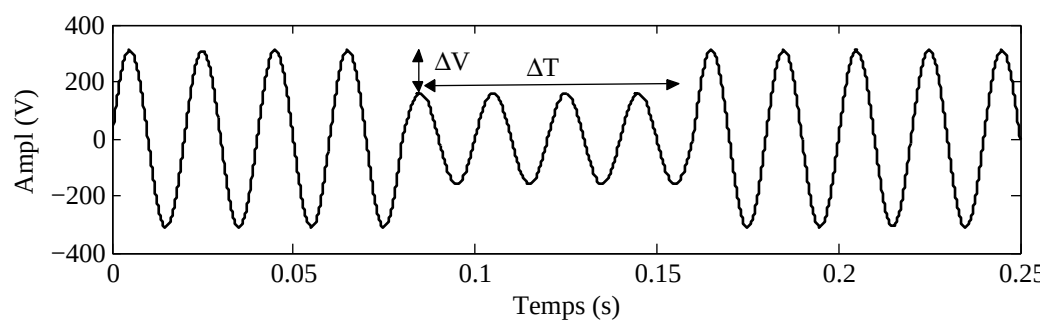
Effets

Les principaux effets de ce type de perturbation sont les échauffements des machines tournantes à cause des couples inverses.

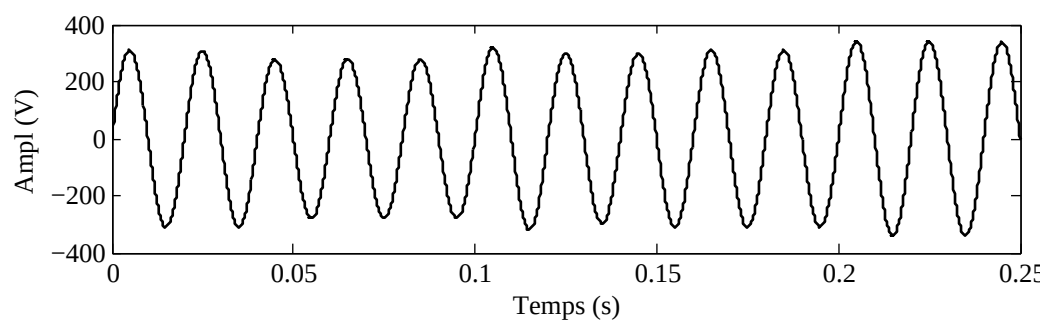
Caractérisation

Le déséquilibre est parfois caractérisé par le taux de déviation maximale de la valeur moyenne des tensions ou courants triphasés. Mais cette perturbation est plus rigoureusement définie par la méthode des composantes symétriques [IEC01]. Les taux des séquences inverse et homopolaire par rapport à la séquence positive, sont utilisés pour mesurer la sévérité d'un déséquilibre.

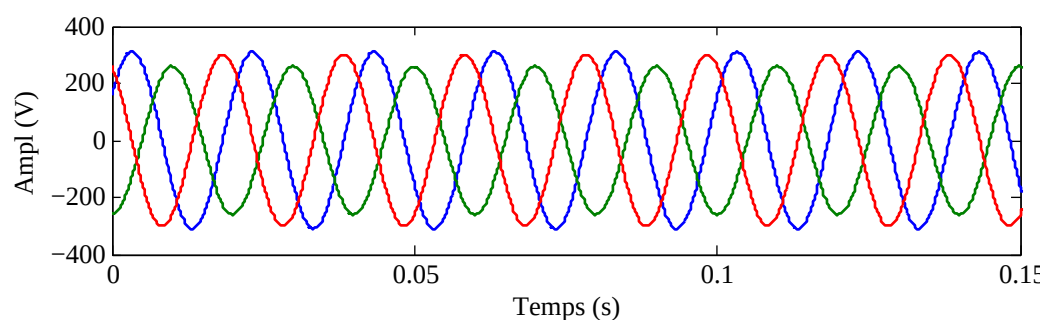
$$\tau_{V-} = \frac{V^-}{V^+}, \quad \tau_{V^0} = \frac{V^0}{V^+} \quad (1.1)$$



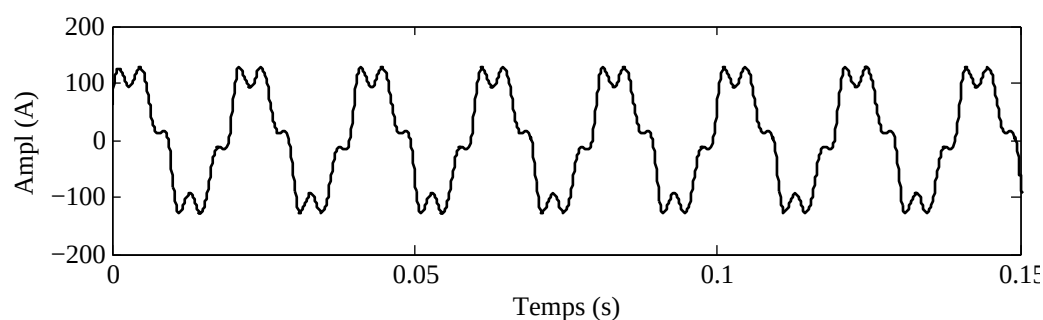
(a) Creux de tension.



(b) Fluctuation d'amplitude de la tension.



(c) Déséquilibre des tensions triphasées.



(d) Distorsions harmoniques.

FIGURE 1.1 – Les perturbations les plus répandues sur l'onde électrique.

1.2.4 Fluctuation de fréquence

Les fluctuations de fréquence sont caractérisées par des variations de la valeur nominale de la fréquence fondamentale du réseau (50 ou 60 Hz), résultant des variations de vitesse des alternateurs, suite à un déséquilibre entre charges et puissances mises en jeu par les centrales, ou encore suite au démarrage ou à l'arrêt d'une charge importante. Elles se manifestent par des perturbations sur les vitesses et les couples des machines synchrones et asynchrones, et parfois par l'arrêt entier des systèmes.

A noter que ce type de perturbation concerne en premier lieu le réseau de transport et de répartition d'énergie, par conséquent, dans les études des perturbations dans les réseaux de distribution auxquelles on s'intéresse dans ce travail, cette perturbation est rarement tenue en compte.

1.2.5 Harmoniques et interharmoniques

Les *harmoniques* sont des ondes sinusoïdales, (de tensions ou de courant), ayant des fréquences multiples entières de la fréquence fondamentale, (usuellement 50 ou 60 Hz) [IEC90] [Arr97] [Du04]. De la superposition de ces ondes sur l'onde fondamentale, il en résulte une déformation de cette dernière. Cette déformation est dite *distorsion harmonique*.

Les *interharmoniques* sont des ondes également sinusoïdales, mais de fréquences non multiples entières de la fréquence fondamentale [IEC90] [Arr97] [IE97] [Du99] [Du04]. Ils sont aussi responsables de distorsions harmoniques, et leurs apparitions sont aujourd'hui en augmentation. Les principales sources des interharmoniques sont les convertisseurs statiques de fréquence, les fours à induction, les fours à arc [Du99]...etc.

Les perturbations harmoniques feront l'objet de la section suivante et seront au cœur de nos préoccupations tout au long de ce travail.

1.3 Distorsions harmoniques

On appelle distorsion harmonique toute déviation en régime permanent, de la forme sinusoïdale idéale de l'onde tension ou de courant (figure 1.1(d)).

1.3.1 Origines des distorsions harmoniques

Bien qu'elle n'est pas la seule raison, les charges non linéaires sont la principale source de pollution harmonique. Une charge non linéaire est une charge dont le courant n'est pas proportionnellement variable avec la tension, comme les éléments d'électronique de puissance de base (diode, thyristors,...etc.), des résistances non linéaires, des transformateurs saturés...etc.

Au début de leur apparition, les distorsions harmoniques étaient plutôt causées par la saturation des transformateurs ; Le courant de magnétisation absorbé par un transformateur opérant dans la région de saturation est non sinusoïdale, et contient en générale tous les harmoniques impaires, à commencer par le troisième. Néanmoins, ce

courant de magnétisation reste faible devant le courant débité par le transformateur en charge, c'est pourquoi, les effets de ce courant (de magnétisation) sont négligeables à plein charge.

Aujourd'hui c'est les systèmes à base d'électronique de puissance qui en est la cause principale. Ces systèmes sont à base de convertisseurs (AC-DC, DC-AC,...etc.) [Ri86] [Ph94] [Ac02] [Du04], qui utilisent des semi conducteurs non contrôlables (diodes) ou contrôlables (thyristors, transistors). Le degré de pollution harmonique générée dépend en partie du type du semi conducteur utilisé, qui dépend à son tour des caractéristiques de la charge (puissance, tension, courant). En générale pour les grandes puissances, c'est les thyristors GTO qui sont utilisés, alors que les transistors (IGBT notamment) sont utilisés pour les puissances moyennes. Ce dernier permet en générale de réduire les harmoniques de commutation grâce à sa fréquence élevée, mais les thyristors et les diodes restent les semi-conducteurs les plus polluants. Ces systèmes à base d'électronique de puissance remplissent diverses tâches, et permettent une meilleure flexibilité, meilleur rendement du système électro-énergétique, c'est pourquoi de nos jours on les trouve presque partout :

- *Dans la production d'énergie* : Excitation et équipements associés au contrôle des alternateurs, conversion et intégration des sources d'énergie renouvelable (éolienne, photovoltaïque,...etc.) dans le réseau de distribution ;
- *Transmission et distribution d'énergie* : Transport en courant continu (HDVC), compensation et contrôle des écoulements des puissances par les éléments FACTS (STATCOM, SVC, UPFC,...etc.). Ces systèmes utilisent des thyristors de fortes puissances qui sont en général d'importantes sources d'harmoniques ;
- *Alimentation des charges industrielles* : Pratiquement toutes les charges industrielles sont interfacées avec l'homme par des convertisseurs d'électronique de puissance ; Convertisseurs de courant (AC/DC), convertisseurs de fréquence, variateurs de vitesse...etc.
- *Alimentation des charges domestiques* : Aujourd'hui, on trouve de plus en plus de charges à usage domestique alimentées par l'électronique de puissance, (matériel informatique, téléviseurs,...etc.). Ces charges, bien que leurs puissances soient incomparables avec celles des charges industrielles, les distorsions harmoniques qu'elles causent peuvent être plus sévères, sans oublier autant qu'elles sont la principale raisons des déséquilibres, et de l'apparition des composantes de séquence homopolaire du fait qu'elles sont généralement monophasées.

1.3.2 Effets des perturbations harmoniques

Bien que la susceptibilité des différents appareils soit diversifiée à l'égard des harmoniques, on distingue essentiellement deux sortes d'effets [Re97].

Effets instantanés

Les effets instantanés apparaissent immédiatement sur les équipements ;

- *Systèmes électroniques et électromécaniques* : On peut citer parmi les effets, le dérangement des commutations des thyristors lorsque les grandeurs harmoniques déplacent le passage à zéro de la tension, l'augmentation de la marge

d'erreur des appareils de mesures, ou encore le déclenchement intempestif des relais de protection.

- *Effets électrodynamiques* : la présence d'harmoniques entraîne des vibrations et des bruits dans les appareils électromagnétiques. Des couples mécaniques parasites dus aux champs tournants harmoniques, donnant des vibrations dans les machines tournantes.
- *Télécommunication* : bruit dans les réseaux de télécommunication et nuisance à la qualité de l'image (téléviseur) et du son.

Effets à terme

Ils se manifestent après une exposition plus ou moins longue à la perturbation harmonique. L'effet à terme le plus important est de nature thermique, qui se traduit par l'échauffement conduisant à une fatigue prématurée du matériel, des lignes et amènent un déclassement des équipements.

- *Echauffement des câbles et des équipements* : Ces effets peuvent être à moyen terme (de quelques secondes à quelques heures), ou à long terme, (de quelques heures à quelques années), et concernent les câbles qui peuvent être le siège du suréchauffement du neutre et les matériels bobinés, comme les transformateurs ou les moteurs.
- *Echauffement des condensateurs* : L'échauffement est causé par les pertes dues au phénomène d'hystérésis dans le diélectrique. Les condensateurs sont donc sensibles aux surcharges, qu'elles soient dues à une tension fondamentale trop élevée, ou à la présence d'harmoniques. Ces échauffements peuvent conduire au claquage.
- *Echauffements dus aux pertes supplémentaires des machines et des transformateurs* : Echauffements causés par les pertes dans les stators des machines et principalement dans leurs circuits rotoriques, (cages, amortisseurs, circuits magnétiques), à cause des différences importantes de vitesse entre les champs tournants inducteurs harmoniques et le rotor. Les harmoniques génèrent aussi des pertes supplémentaires dans les transformateurs, par effet Joule dans les enroulements, accentuées par l'effet de peau et des pertes par hystérésis et courants de Foucault dans les circuits magnétiques.

Résonance

Les harmoniques peuvent être responsables de phénomène de résonance entre les impédances de différentes parties du réseau. L'exemple le plus répandu est celui d'un banc de capacités de compensation de puissance réactive et l'impédance du réseau amont. Supposons l'exemple illustré sur la figure 1.2(a) [Ac02]. La charge non linéaire est une source de courants harmoniques comme le montre le schéma équivalent sur la figure 1.2(b). Un harmonique de rang h se divisera au jeu de barre selon la loi du diviseur de courant :

$$I_{ch} = \frac{Z_s}{Z_s + Z_c} I_h = \rho_c I_h \quad (1.2)$$

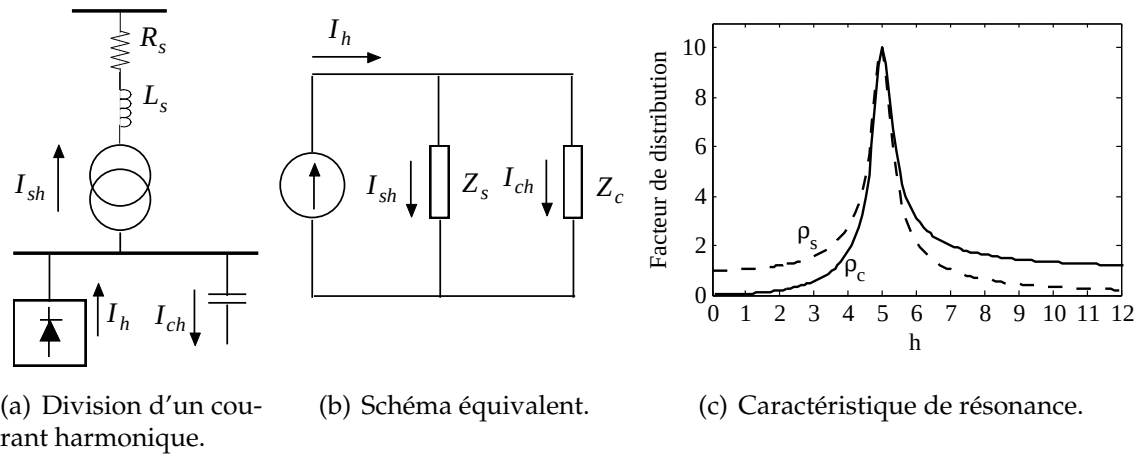


FIGURE 1.2 – Phénomène de résonance provoqué par des courants harmoniques.

$$I_{sh} = \frac{Z_c}{Z_s + Z_c} I_h = \rho_s I_h \quad (1.3)$$

Z_s représente l'impédance de source, Z_c , l'impédance des capacités, et I_h , le courant harmonique. D'après ces équations, une résonance parallèle aura lieu si pour une fréquence donnée, on a $Z_s + Z_c \rightarrow 0$. On l'illustre par l'exemple suivant [Ac02] : Tension au jeu de barre 13.8kV, puissance de court circuit 476 MVA, puissance des capacités 19.04 MVar, $X_s/R_s = 10$. Les réactances de source et de la capacité à la fréquence de rang h seront donc : $X_s = (13.8^2 h)/476 = 0.4h$, $X_c = 13.8^2/(19.04h) = 10/h$, la résistance $R_s = X_s/10 = 0.04h$. Ce qui donnera les facteurs de distribution ρ_c et ρ_s comme suit :

$$\rho_c = \frac{0.04 + j0.4}{0.04 + j(0.4 - 10/h^2)} \quad (1.4)$$

$$\rho_s = -\frac{j10}{0.04h^2 - j(10 - 0.4h^2)} \quad (1.5)$$

Sur la figure 1.2(c), ces facteurs de distribution de courant harmonique sont représentés en fonction du rang h . On remarque qu'il y a bien une résonance parallèle entre la capacité et la source au cinquième harmonique.

Caractérisation des distorsions harmoniques

La décomposition en série de Fourier du courant absorbé par une charge non linéaire, peut modéliser cette dernière comme une addition de plusieurs sources de courant, (une pour chaque composante fréquentielle), mises en parallèle comme schématisé sur la figure 1.3.

$$i = i_0 + i_1 + \dots + i_{h_{max}} \quad (1.6)$$

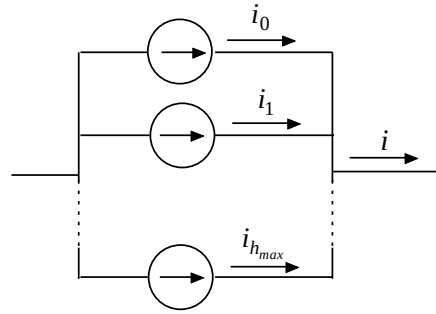


FIGURE 1.3 – Modélisation d'une charge non linéaire.

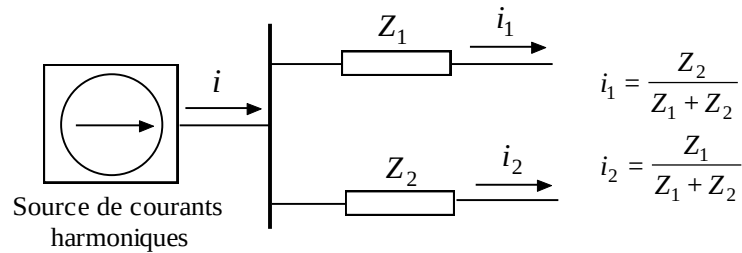


FIGURE 1.4 – Division des harmoniques dans une bifurcation.

Une distorsion harmonique est souvent caractérisée par le *taux de distorsion harmonique total*, (Total Harmonic Distortion), défini comme suit :

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{h_{max}} (X)_h^2}}{X_1} \times 100\% \quad (1.7)$$

On peut définir aussi un *taux de distorsion harmonique individuel*, (Individual Harmonic Distortion), qui tient compte de la distorsion engendré par une fréquence harmonique donnée. Ce taux est donné par :

$$IHD = \frac{X_h}{X_1} \times 100\% \quad (1.8)$$

X représente l'amplitude de courant ou de tension. h_{max} étant habituellement pris égal à 40 correspondant à l'harmonique de fréquence 2 kHz.

Il va de soit que la répartition spectrale complète généralement l'information sur le THD .

Propagation des harmoniques

Les harmoniques sont dans la plupart des cas d'origine de courant, mais ces harmoniques, une fois injectés par les charges non-linéaires, se propagent à travers le réseau suivant la loi du diviseur de courant (figure 1.4).

Sachant que le courant et la tension sont couplés à travers la notion d'impédance, alors il se trouve que la tension est affectée à son tours par les distorsions harmoniques, plus ou moins sévères selon l'impédance du réseau. Alors s'il y a des charges

saines connectées approximativement, elles absorberaient des courants sous des tensions perturbées. La propagation des différentes séquences harmoniques dépendra des impédances directe, inverse est homopolaire du réseau. Ces impédances symétriques sont généralement égales pour les séquences directe et inverse, mais la séquence homopolaire dépend de plusieurs facteurs comme le régime du neutre, le couplage et les circuits magnétiques des transformateurs.

Facteur de puissance et pertes par effet Joule

Le facteur de puissance est défini comme le rapport entre la puissance active P et la puissance apparente S :

$$FP = \frac{P}{S} \quad (1.9)$$

En situation sinusoïdale, ceci est parfois appelé *facteur de déplacement*, qui est tout simplement égal au cosinus de l'angle entre la tension v et le courant i . Cependant, lorsque la tension et/ou le courant sont/est non sinusoïdal(aux), le facteur de puissance n'est plus le cosinus de l'angle entre v et i . Dans ce cas le *vrai facteur de puissance* est toujours donné par (1.9) en tenant compte de la contribution des harmoniques à la puissance active P . Il est à noter que le vrai facteur de puissance est souvent détérioré par rapport au facteur de déplacement [Gr93]. En effet, supposons une tension et un courant harmoniques qu'on peut exprimer en série de Fourier comme suit :

$$v = \sum_{h=1}^{h_{max}} \sqrt{2} V_h \sin(h\omega_1 t + \theta_h), \quad i = \sum_{h=1}^{h_{max}} \sqrt{2} I_h \sin(h\omega_1 t + \delta_h) \quad (1.10)$$

Alors, les valeurs efficaces de tension et de courant seront :

$$V = \sqrt{\sum_{h=1}^{h_{max}} V_h^2}, \quad I = \sqrt{\sum_{h=1}^{h_{max}} I_h^2} \quad (1.11)$$

La puissance moyenne, quant à elle sera donnée par :

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v i \, dt = \sum_{h=1}^{h_{max}} V_h I_h \cos(\phi_h) \quad \text{où} \quad \phi_h = \theta_h - \delta_h \quad (1.12)$$

Les taux de distortions en tension et en courant s'écrivent selon (1.7) comme :

$$THD_v = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{h_{max}} V_h^2}}{V_1} \times 100\% \quad (1.13)$$

$$THD_i = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{h_{max}} I_h^2}}{I_1} \times 100\% \quad (1.14)$$

Ainsi, les valeurs efficaces peuvent être exprimées, tenant compte des équations (1.13) et (1.14) comme suit :

$$V = V_1 \sqrt{1 + (THD_v/100)^2} \quad (1.15)$$

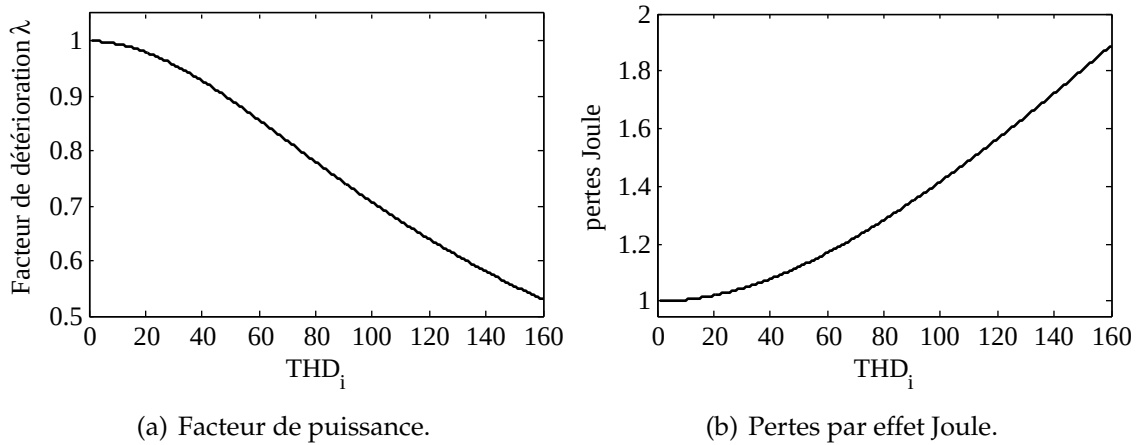


FIGURE 1.5 – Effet des Harmoniques sur le facteur de puissance et les pertes par effet Joule

$$I = I_1 \sqrt{1 + (THD_i/100)^2} \quad (1.16)$$

Le facteur de puissance peut être exprimé alors sous la forme suivante :

$$FP = \frac{P}{V_1 I_1} \times \frac{1}{\sqrt{[1 + (THD_v/100)^2] \cdot [1 + (THD_i/100)^2]}} = \frac{P}{V_1 I_1} \times \lambda \quad (1.17)$$

L'équation (1.17) montre que le facteur de puissance en présence d'harmonique est dégradé par un coefficient dépendant des taux de distorsion en tension et en courant. Si on suppose une tension sinusoïdale, alors la puissance active serait portée uniquement à travers les fondamentaux, alors (1.17) peut être réécrite comme suit :

$$FP = \frac{V_1 I_1 \cos(\phi_1)}{V_1 I_1} \times \frac{1}{\sqrt{1 + (THD_i/100)^2}} = \lambda \cos(\phi_1) \quad (1.18)$$

Admettant un facteur de déplacement $\cos(\phi_1)$ unitaire, La figure 1.5(a) illustre sa dégradation par le facteur λ en fonction du taux de distorsion harmonique du courant.

D'autre part, on peut facilement vérifier que les pertes par effets Joules peuvent être déduites comme suit :

$$p_j = RI^2 = RI_1^2(1 + (THD_i/100)^2) \quad (1.19)$$

Si on admet que les pertes Joule dues au fondamental sont 1 pu, alors l'effet des harmoniques est d'augmenter ces pertes comme le montre la figure 1.5(b).

1.4 Analyse des systèmes électriques perturbés

La théorie classique de l'énergie électrique ne tient compte que des systèmes électriques basés sur des signaux sinusoïdaux et équilibrés. Cependant les signaux

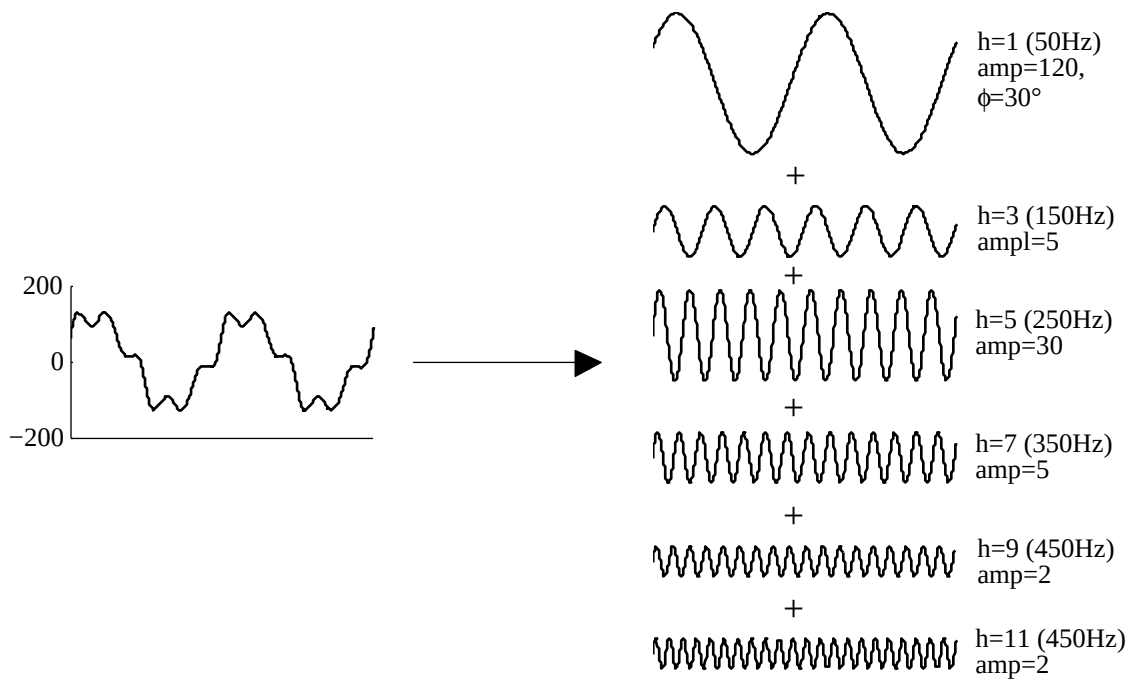


FIGURE 1.6 – Décomposition en composantes harmoniques.

électriques présents sur les réseaux et en particulier les courants sont souvent perturbés et ils ne sont pas parfaitement sinusoïdaux ni équilibrés.

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

1.4.1 Décomposition en composantes harmoniques

Le concept d'harmonique a été introduit par Joseph Fourier, en démontrant que tout signal périodique non sinusoïdal peut être représenté par une somme ou série des

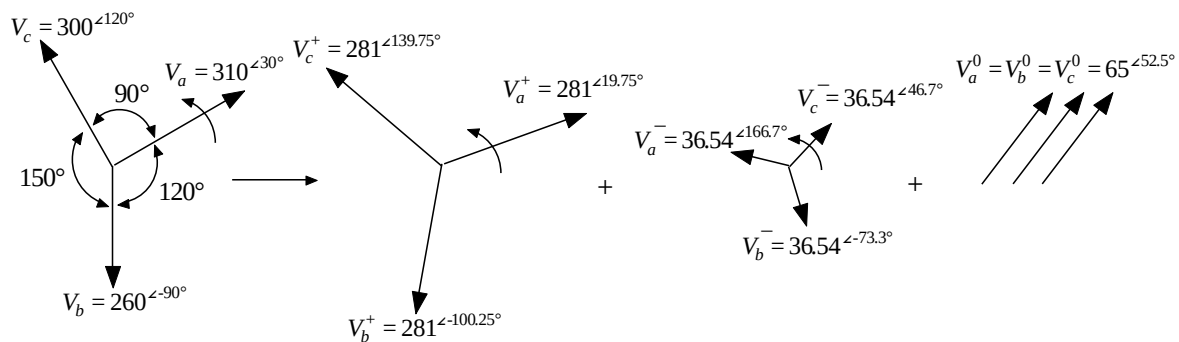


FIGURE 1.7 – Décomposition d'un système déséquilibré en composantes symétriques ; positive (+), négative (-) et homopolaire (0).

sinusoïdes de fréquences discrètes. La composante zéro 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.

La figure 1.6 illustre la décomposition du courant non sinusoïdal de la figure 1.1(d) en composante fondamentale et composantes harmoniques.

1.4.2 Décomposition en composantes symétriques

L'outil principal pour l'analyse des circuits déséquilibres est la *théorie des composantes symétriques* introduite par Charles Fourtiscue, qui stipule que tout système déséquilibré peut être décomposé en trois composantes équilibrées : *composante directe*, (positive-sequence), qui tourne dans le même sens que le système original, *composante inverse*, (negative-sequence), tournant dans le sens inverse, et *composante homopolaire* (zero-sequence), données par :

$$\begin{bmatrix} X_a^+ \\ X_a^- \\ X_a^0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad \text{avec} \quad a = e^{j2\pi/3} = 1^{\angle 120^\circ} \quad (1.20)$$

X_a , X_b et X_c représentent les courants ou les tensions triphasés, X_a^+ , X_a^- et X_a^0 sont les composantes directe, inverse et homopolaire. La figure 1.7 montre la décomposition en composantes symétriques des tensions triphasées déséquilibrées de la figure 1.1(c).

1.4.3 Séquences harmoniques

Une charge non linéaire triphasée absorbe des courants triphasés donnés par :

$$i_a = I_{a0} + \sum_{h=1}^{h_{max}} \sqrt{2} I_{ah} \sin(h\omega_1 t + \phi_{ah}) \quad (1.21)$$

$$i_b = I_{b0} + \sum_{h=1}^{h_{max}} \sqrt{2} I_{bh} \sin\left(h(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3}) + \phi_{bh}\right) \quad (1.22)$$

$$i_c = I_{c0} + \sum_{h=1}^{h_{max}} \sqrt{2} I_{ch} \sin\left(h(\omega_1 t + \frac{2\pi}{3}) + \phi_{ch}\right) \quad (1.23)$$

Il n'est pas difficile de vérifier que chaque rang harmonique forme un système direct, inverse ou homopolaire. Pour $h = 1$ le système est direct, (le système formé tourne dans le sens $a - b - c$). Pour $h = 2$, le système est inverse car le sens de rotation est $c - a - b$, et pour $h = 3$, les courants sont en phase, ce qui forme un système homopolaire. De façon générale, si on tient compte uniquement des harmoniques impairs, (les harmoniques pairs sont très rares), alors, les séquences harmoniques peuvent être résumées comme suit :

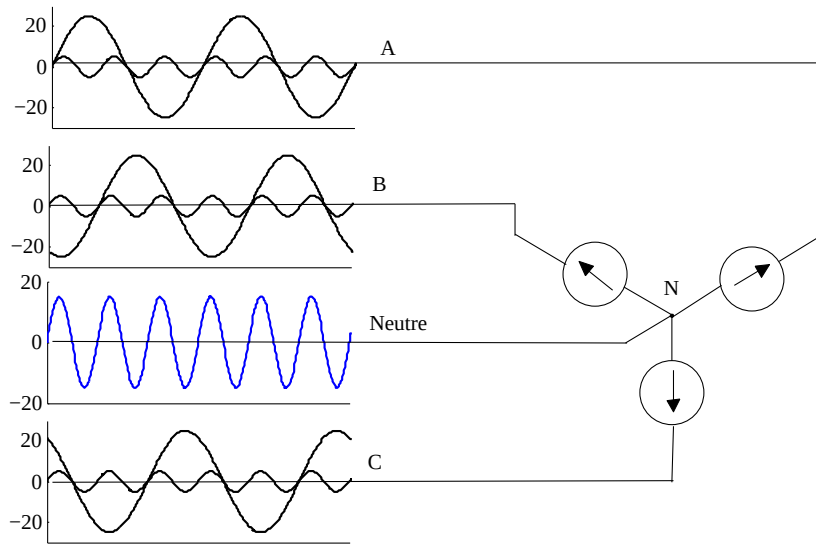


FIGURE 1.8 – Courant élevé dans le neutre à cause de l'harmonique 3.

- Les rangs donnés par $6h + 1$, i.e., 1, 7, 13, ... forment des systèmes directs ;
- Les rangs donnés par $6h + 5$, i.e., 5, 11, 17, ... forment des systèmes inverses ;
- Les rangs donnés par $6h + 3$, i.e., 3, 9, 15, ... forment des systèmes homopolaires.

Particularité des harmoniques de séquence homopolaire

Les harmoniques de séquence homopolaire, (Les harmoniques impaires multiples de trois, i.e., 3, 9, 15, ...etc.), ont un comportement différents des harmoniques de séquences positive et négative, du fait qu'ils sont en phase. En effet, supposant une charge parfaitement équilibrée, couplée en étoile comme le montre la figure 1.8. Assumant que la charge en question absorbe un courant triphasé composé du fondamental et de l'harmonique 3. La somme des courants au point neutre N sera égale à trois fois le courant homopolaire dans chaque phase, du fait qu'ils sont en phase. Il en résulte un courant important que le fil neutre peut ne pas supporter.

1.4.4 Théorie énergétique

Les premiers essais de généralisation de la théorie énergétique sous distorsions harmoniques ont été introduits par Budeanu [Bu27]. Pour rappeler l'essentiel de cette théorie, soit la tension et le courant harmoniques de rang h donnés en forme complexe comme suit :

$$v_h = \sqrt{2}V_h e^{j(h\omega_1 t + \theta_h)}, \quad i_h = \sqrt{2}I_h e^{j(h\omega_1 t + \delta_h)}, \quad \text{où } \theta_h - \delta_h = \phi_h \quad (1.24)$$

La puissance réelle instantanée est définie comme suit :

$$p = \sum_{h=1}^{h_{max}} \sqrt{2}\Re\{v_h\}\sqrt{2}\Re\{i_h\} \quad (1.25)$$

Avec $\Re$ désigne la partie réelle. En remplaçant v_h et i_h par leurs expressions données en (1.24), on trouve l'expression de la puissance réelle instantanée p , dont l'intégration sur une période permet de calculer la valeur moyenne P , appelé par Budeanu *puissance active*, et donnée par :

$$P = \sum_{h=1}^{h_{max}} V_h I_h \cos(\phi_h) \quad (1.26)$$

La puissance imaginaire est définie par Budeanu comme la puissance qui est en quadrature avec la puissance réelle. Elle est donnée par :

$$q = \sum_{h=1}^{h_{max}} \sqrt{2}\Re\{v_h\}\sqrt{2}\Im\{i_h^*\} \quad (1.27)$$

Avec $\Im$ désigne la partie imaginaire, i_h^* , le conjugué de i_h . Comme la puissance réelle, la puissance imaginaire ait une valeur moyenne appelée *puissance réactive*, et elle est donnée après développement et intégration sur la période de (1.27) par :

$$Q = \sum_{h=1}^{h_{max}} V_h I_h \sin(\phi_h) \quad (1.28)$$

Budeanu introduit une nouvelle quantité D , dite *puissance de distorsion*, (distortion power), donnée par :

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2} \quad (1.29)$$

Cette puissance serait due au produit vectoriel entre les harmoniques de différentes fréquences.

Théorie énergétique généralisée

La définition de Budeanu introduit la notion de de puissance de distorsion, qui n'a pas de signification physique claire. D'autres analyses et définitions de la puissance électrique sous distorsions harmoniques existent [Fr31] [Em93] [De93] [Cz91] [Fe91]. Cependant, c'est la *théorie énergétique généralisée* introduite par Akagi et al [Ak83], qui permet une meilleure décomposition de tous les phénomènes perturbateurs, en tenant compte à la fois des distorsions harmoniques et des déséquilibres. L'auteur introduit trois types de puissances :

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

Ces puissances contiennent des parties *continues*, ou valeurs moyennes et des parties *oscillatoires* par rapport aux valeurs moyennes. Ces puissances résultent des produits entre harmoniques de diverses caractéristiques. Dans le cas de la puissance réelle

instantanée, la partie continue $\bar{p}$ correspond à la partie réelle de la somme des produits entre harmoniques de mêmes fréquences et de mêmes séquences.

$$\bar{p} = \sum_{h=1}^{h_{max}} 3V_h^+ I_h^+ \cos(\phi_h^+) + \sum_{h=1}^{h_{max}} 3V_h^- I_h^- \cos(\phi_h^-) \quad (1.30)$$

Tandis que la partie oscillatoire $\tilde{p}$, elle correspond à partie réelle de la somme des produits entre harmoniques de natures différentes, i.e., de fréquences et/ou de séquences différentes

$$\tilde{p} = \left\{ \begin{array}{l} \sum_{h=1}^{h_{max}} \left(-3V_h^+ I_h^- \cos(2\omega_h t + \theta_h^+ + \delta_h^-) - 3V_h^- I_h^+ \cos(2\omega_h t + \theta_h^- + \delta_h^+) \right) \\ + \sum_{k=1, k \neq h}^{k_{max}} \left(\sum_{h=1}^{h_{max}} 3V_k^+ I_h^+ \cos((\omega_k - \omega_h)t + \theta_k^+ - \delta_h^+) \right) \\ + \sum_{k=1, k \neq h}^{k_{max}} \left(\sum_{h=1}^{h_{max}} 3V_k^- I_h^- \cos((\omega_k - \omega_h)t + \theta_k^- - \delta_h^-) \right) \\ + \sum_{k=1, k \neq h}^{k_{max}} \left(\sum_{h=1}^{h_{max}} -3V_k^+ I_h^- \cos((\omega_k + \omega_h)t + \theta_k^+ - \delta_h^-) \right) \\ + \sum_{k=1, k \neq h}^{k_{max}} \left(\sum_{h=1}^{h_{max}} -3V_k^- I_h^+ \cos((\omega_k + \omega_h)t + \theta_k^- - \delta_h^+) \right) \end{array} \right. \quad (1.31)$$

La même analyse est applicable pour la puissance imaginaire instantanée q . Ainsi sa partie continue $\bar{q}$ sera :

$$\bar{q} = \sum_{h=1}^{h_{max}} -3V_h^+ I_h^+ \sin(\phi_h^+) + \sum_{h=1}^{h_{max}} 3V_h^- I_h^- \sin(\phi_h^-) \quad (1.32)$$

La partie oscillatoire $\tilde{q}$ aura comme expression :

$$\tilde{q} = \left\{ \begin{array}{l} \sum_{h=1}^{h_{max}} \left(3V_h^+ I_h^- \sin(2\omega_h t + \theta_h^+ + \delta_h^-) - 3V_h^- I_h^+ \sin(2\omega_h t + \theta_h^- + \delta_h^+) \right) \\ + \sum_{k=1, k \neq h}^{k_{max}} \left(\sum_{h=1}^{h_{max}} -3V_k^+ I_h^+ \sin((\omega_k - \omega_h)t + \theta_k^+ - \delta_h^+) \right) \\ + \sum_{k=1, k \neq h}^{k_{max}} \left(\sum_{h=1}^{h_{max}} 3V_k^- I_h^- \sin((\omega_k - \omega_h)t + \theta_k^- - \delta_h^-) \right) \\ + \sum_{k=1, k \neq h}^{k_{max}} \left(\sum_{h=1}^{h_{max}} 3V_k^+ I_h^- \sin((\omega_k + \omega_h)t + \theta_k^+ + \delta_h^-) \right) \\ + \sum_{k=1, k \neq h}^{k_{max}} \left(\sum_{h=1}^{h_{max}} -3V_k^- I_h^+ \sin((\omega_k + \omega_h)t + \theta_k^- + \delta_h^+) \right) \end{array} \right. \quad (1.33)$$

Pour la puissance homopolaire, il n'y a pas de différence de séquence entre harmoniques, mais tout simplement une différence de fréquence. Ainsi pour la partie continue $\bar{p}_0$

$$\bar{p}_0 = \sum_{h=1}^{h_{max}} 3V_h^0 I_h^0 \cos(\theta_h^0 - \delta_h^0) \quad (1.34)$$

Et la partie oscillatoire $\tilde{p}_0$

$$\tilde{p}_0 = \left\{ \begin{array}{l} \sum_{h=1}^{h_{max}} -3V_h^0 I_h^0 \cos(2\omega_n t + \theta_h^0 + \theta_n^0) \\ + \sum_{k=1, k \neq h}^{k_{max}} \left(\sum_{h=1}^{h_{max}} 3V_k^0 I_h^0 \cos((\omega_k - \omega_h)t + \theta_k^0 - \delta_h^0) \right) \\ + \sum_{k=1, k \neq h}^{k_{max}} \left(\sum_{h=1}^{h_{max}} -3V_k^0 I_h^0 \cos((\omega_k + \omega_h)t + \theta_k^0 + \delta_h^0) \right) \end{array} \right. \quad (1.35)$$

1.5 Normes

Les normes limitant les distorsions harmoniques ont pour but de réduire leurs effets. Il y a deux organismes de normalisation dans ce domaine, qui sont IEEE, (Institute of Electrical and Electronics Engineers), et le IEC, (International Electrotechnical Committee). Le premier définit les normes de qualité dans la publication IEEE-519, *Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Power Systems* [IE92], tandis que le second organisme définit les normes de Compatibilité Electromagnétique, (*Electromagnetic Compatibility, EMC*), regroupées dans la publication IEC-61000. Ci-après, les trois normes IEC les plus importantes concernant les distorsions harmoniques [IEC93] [IEC98] [IEC00] :

IEC 61000-2-2 : Elle établit les niveaux de compatibilité des tensions harmoniques sur les réseaux publics basse tension et elle a pour but, la protection des équipements raccordés au réseau. Les niveaux de compatibilité des taux individuels, (par rapport fondamental) des tensions harmoniques sont résumés dans le tableau 1.1. Cette norme limite à 8% le THD jusqu'au 40^{ème} rang.

IEC 61000-3-2 et IEC 61000-3-4 : Ces deux normes définissent les limites des émissions des courants harmoniques pour les équipements raccordés au réseau basse tension, dont le courant par phase est respectivement inférieur ou égal et supérieur à 16 A. L'objectif de ces limites est de réduire l'impact des courants harmoniques sur la tension, afin de respecter les limites de compatibilité fixées par IEC 61000-2-2. Les limites de ces émissions sont résumées dans les tableaux 1.2 et 1.3 respectivement pour les deux normes IEC 61000-3-2 et 3-4. Pour cette dernière, les limites sont calculées en pourcent par rapport au fondamental.

Il y a aussi la norme IEC 61000-3-6 qui limite les émissions des courants harmoniques des équipements raccordés au réseau moyenne et haute tension, ainsi que les niveaux de compatibilité pour les tensions harmoniques individuelles. Cette norme fixe le THD limité à 6.5%.

1.6 Solutions de dépollution harmonique

L'amélioration de la qualité de l'énergie, et en particulier la dépollution harmonique a pour but de minimiser leurs impacts sur les charges et les équipements du réseau. Il y a deux stratégies principales pour la dépollution harmonique : *modification* et *compensation*.

Modification

La stratégie de modification consiste à modifier les caractéristiques des charges ou des sources, afin de réduire la génération des harmoniques et leur propagation dans le réseau. On peut citer les exemples suivants :

- Remplacement des sources polluantes classiques par des topologies à prélèvement sinusoïdal, comme les redresseurs MLI, les structures multi-niveaux [Si08];

Harmoniques impairs				Harmoniques pairs	
Mon multiple de 3		Multiple de 3		pairs	
Rang h	Taux max. admissible (%)	Rang h	Taux max. admissible (%)	Rang h	Taux max. admissible (%)
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	$0.2 + 1.3 \times 25/h$				

TABLE 1.1 – Niveaux de compatibilité pour les tensions harmoniques individuelles sur les réseaux publics basse tension (norme IEC 61000-2-2).

Harmoniques impairs		Harmoniques pairs	
Rang	Courant max.	Rang	Courant max.
h	admissible (A)	h	admissible (A)
3	2.30	2	1.08
5	1.14	4	0.43
7	0.77	6	0.3
9	0.40	$8 \leq h \leq 40$	$0.23 \times 8/h$
11	0.33		
13	0.21		
$15 \leq h \leq 39$	$0.15 \times 15/h$		

TABLE 1.2 – Limites des émissions des courants harmoniques (norme IEC 61000-3-2).

h	Taux max. admissible (%)	h	Taux max. admissible (%)
3	21.6	19	1.1
5	10.7	21	0.6
7	7.2	23	0.9
9	3.8	25	0.8
11	3.1	27	0.6
13	2	29	0.7
15	0.7	31	0.7
17	1.2	33	0.6

TABLE 1.3 – Limites des émissions des courants harmoniques selon la norme IEC 61000-3-4.

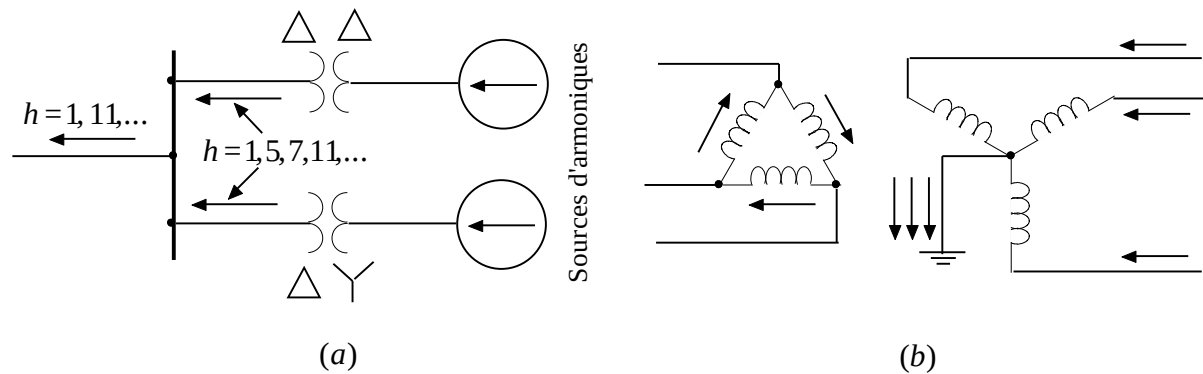


FIGURE 1.9 – Isolation des harmoniques par couplages spéciaux de transformateurs ; (a) Isolation du 5^{ème} et 7^{ème} harmoniques, (b) Isolation des harmoniques homopolaires.

- Le renforcement du réseau permet de réduire l'impédance totale en amont de la charge polluante, et ainsi de réduire l'impact des courants harmoniques sur les tensions et par conséquent protéger les charges saines ;
- Le mode de couplage des transformateurs peut servir à isoler certains harmoniques [Ma09]. On peut citer deux exemples intéressants illustrés sur la figure 1.9. Le premier peut servir de structure à prélèvement sinusoïdale vis-à-vis du réseau. En effet le 5^{ème} et le 7^{ème} harmoniques sont en général les plus persistants notamment dans les entraînements réglés. Avec ce montage, bien qu'ils circulent avant le jeu de barre, ils sont tout simplement annulés côté amont. Le deuxième exemple sur la figure montre l'influence du mode de couplage des transformateurs sur la circulation des courants homopolaires et par conséquent le courant du neutre : Le couplage Y- Δ (Δ côté amont) est capable de contenir les courants homopolaires dans le Δ sans qu'ils puissent sortir. On peut citer aussi le transformateur zigzag très utilisé pour le contrôle des courants homopolaires ;
- ...etc.

Compensation

Cette deuxième stratégie sert à mitiger ou éliminer les composantes indésirables déjà générées par les charges polluantes. Dans cette stratégie, on trouve comme exemples la compensation de la puissance réactive par les procédés classiques ou modernes, mais aussi est surtout le filtrage d'harmonique. Ce dernier est aujourd'hui considéré comme la solution la plus adéquate vue la prolifération accélérée des charges non linéaires. La solution traditionnelle pour cette stratégie est le filtrage passif, néanmoins il devient de plus en plus difficile d'adapter cette solution classique aux évolutions des charges et des exigences, ce qui a donné naissance à une solution moderne qui est le filtrage actif.

1.6.1 Filtrage passif

C'est la solution classique pour le filtrage des harmoniques. Son principe est de piéger les fréquences indésirables dans des systèmes à éléments passifs (RLC),

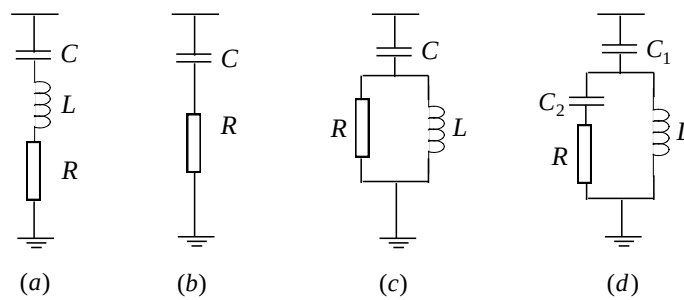


FIGURE 1.10 – Filtres passifs : (a) filtre résonant, (b) filtre amorti de 1^{er} ordre, (c) filtre amorti de 2^{ème} ordre, (d) filtre amorti de 3^{ème} ordre.

connectés en série ou en parallèle avec le réseau et formants des impédances très faibles vis-à-vis des fréquences à filtrer. Un filtre série, essentiellement utilisé pour le filtrage des harmoniques de tension, agit comme un isolateur, c'est-à-dire qu'il doit manifester une impédance assez élevée face aux harmoniques afin de les empêcher de se propager.

Le filtre shunt (parallèle) est plus approprié pour le filtrage des courants harmoniques. Placé en dérivation avec le réseau, il est capable de fournir de la puissance réactive à la fréquence fondamentale. Plusieurs filtres passifs existent [Du04] :

Filtre résonant

Le filtre résonant (figure 1.10) présente selon les valeurs accordées de L et C une résonance à la fréquence à éliminer, ainsi, en plus du fait qu'il faut prévoir un filtre pour chaque phase, il est aussi nécessaire un filtre pour chaque fréquence à filtrer. Bien que capable d'améliorer le facteur de puissance en plus du filtrage harmonique, le filtre résonant peut être à l'origine des phénomènes de résonance non souhaités avec les éléments du réseau, c'est pourquoi il est très recommandé de connaître le comportement du réseau-filtre passif en présence d'harmoniques.

Filtre amorti

Le filtre amorti peut réduire le risque de résonance non souhaitée, et permet de réduire considérablement la taille du filtre passif, en fonctionnant sur une large gamme de fréquence. On distingue trois types de filtre amorti ; le filtre de premier ordre, le filtre de deuxième ordre et le filtre de troisième ordre (figure 1.10). Le filtre de premier ordre est très peu utilisé car il exige une grande capacité et provoque des pertes de puissance élevées. Les filtres de deuxième et troisième ordres sont de meilleures performances.

En pratique, il est courant de mettre en œuvre des filtres résonants en parallèle avec un filtre amorti comme le montre la figure. Les filtres résonants sont accordés pour l'élimination des harmoniques basses fréquences comme le 5^{ème} et le 7^{ème}, alors que le filtre amorti s'en charge des harmoniques supérieurs.

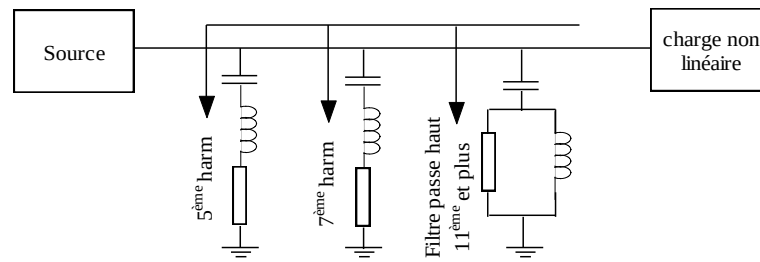


FIGURE 1.11 – Exemple pratique de combinaison de filtres passifs résonants et amortis.

1.7 Filtrage actif

Les solutions traditionnelles précédemment citées pour l'amélioration de la qualité de l'énergie, et particulièrement pour la dépollution harmonique peuvent avoir plus d'inconvénients que d'avantages, c'est pourquoi aujourd'hui le filtrage actif est la solution la plus souhaitable, surtout pour le filtrage harmonique.

Le principe de fonctionnement a été présenté au début des années 1970, et quelques années plus tard, un prototype à base d'onduleur utilisant des thyristors à commutation naturelle à vu le jour [Gy76] [Mo77]. Cependant, ce type de semi-conducteur a immédiatement posé le problème des harmoniques de commutation. Cette inconvénient a posé aussi le même problème lors de la mise en œuvre d'un compensateur de puissance réactive [Gr77]. C'est durant les années 1980 [Ak84] [Pe88], et surtout 1990 [Ak96] [Si99], que des progrès ont été réalisés grâce notamment à la technologie des semi-conducteurs, et en particulier à l'avènement des interrupteurs de puissance commandés en MLI comme le GTO et l'IGBT. De nos jours, les filtres actifs de puissance ont atteint une maturité technologique sans précédent. Ils sont utilisés pour la compensation des courants et tensions harmoniques, la compensation de la puissance réactive et la régulation de la tension, la compensation des déséquilibres des systèmes triphasés...etc. C'est pourquoi on parle ces dernières années de *conditionneur actif de puissance* (Active Power Conditioner) [Sa04] [Sa05].

1.7.1 Principe de filtrage actif

Le cœur d'un filtre actif est un convertisseur d'électronique de puissance, qui est en générale un onduleur connecté au réseau à travers des éléments passifs. Ce système commandé en courant ou en tension est alors capable de reproduire et d'injecter dans le réseau des composantes de tension ou de courant équivalentes, mais en opposition de phase aux composantes indésirables générées par les charges polluantes afin de les éliminer. Un filtre actif peut être raccordé au point de raccordement commun pour une compensation globale ou individuelle.

1.7.2 Classification des filtres actifs

On peut classer les filtres actifs selon plusieurs critères, comme sa configurations par rapport au réseau, le type d'onduleur qu'il utilise, le nombre de fils. Concernant la

configuration par rapport au réseau, on distingue le *filtre actif shunt*, *filtre actif série*, ou encore le *filtre universel*.

Filtrage shunt

La configuration la plus utilisée, et sans doute la plus intéressante pour la dépollution des courants harmoniques est le filtre actif shunt ou parallèle [Ch00]. La figure 1.2(a) montre le schéma de principe de ce type de filtre, où l'onduleur est connecté au réseau à travers un filtre inductif, et éventuellement un transformateur. Du côté continu, l'onduleur utilise une capacité comme source de tension. Le but de cette configuration est de découpler les perturbations provoquées par la charge polluante du réseau électrique amont. La charge polluante représentée par un redresseur alimentant une charge RL absorbe un courant i_L qui contient outre le fondamental, des composantes harmoniques que le filtre actif doit éliminer en les injectant en sens inverse dans le réseau un courant harmonique i_c , ainsi le courant de source i_s reste sinusoïdal et éventuellement en phase avec la tension.

Filtrage série

Cette configuration est utilisée pour garantir une onde de tension de qualité. Le schéma de principe de ce type de filtre est montré sur la figure 1.2(b), où l'onduleur de tension est cette fois-ci connecté au réseau à travers un filtre passif de type LC et un transformateur série. Le filtre actif doit injecter une certaine tension v_c à l'onde de tension v_L , perturbée par des distorsions harmoniques, déséquilibres [Ca94]...etc. Cette topologie peut jouer aussi le rôle d'un *restaurateur dynamique de tension* (Dynamic Voltage Restorer DVR) pour protéger la charge contre d'éventuels creux ou coupure de tension [Bh94].

Filtrage universel

Cette configuration dont le schéma de principe est sur la figure 1.12(c) est une combinaison d'un filtre actif shunt et d'un filtre actif série, qui est souvent connue sous le nom de *Conditionneur Universel de la qualité de l'énergie*, (Unified Power Quality Conditioner UPQC) [Ka98] [Ar98] [Fu98] [Pr02]. Cette structure permet d'aller chercher plusieurs fonctions simultanément, servant à améliorer la qualité de la tension (compensation d'harmoniques, de puissance réactive, régulation et stabilisation de tension, etc.). Le filtre série a pour principales fonctions d'isoler les harmoniques entre la source et la charge polluante, de compenser la puissance réactive et les tensions déséquilibrées. Le rôle du filtre shunt est d'absorber les courants harmoniques, de compenser la puissance réactive, de compenser les courants de séquence négative, et de faire la régulation de la capacité du bus continu entre les deux filtres actifs.

1.7.3 Filtrage hybride

Il est possible de combiner entre des filtres actifs et passifs [Fu90] [Ak95] [Pe98] [Fu00] [Pe01] [Wa01]. Cette solution dite hybride est préconisée dans le but de réduire

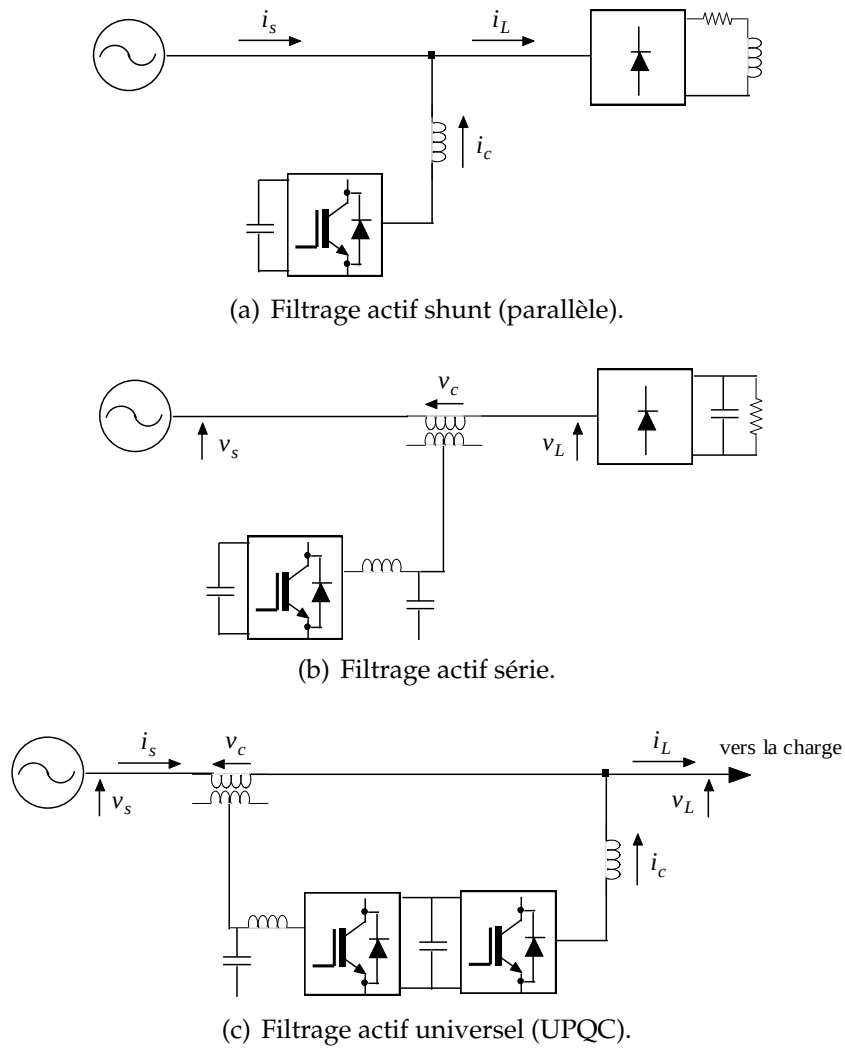
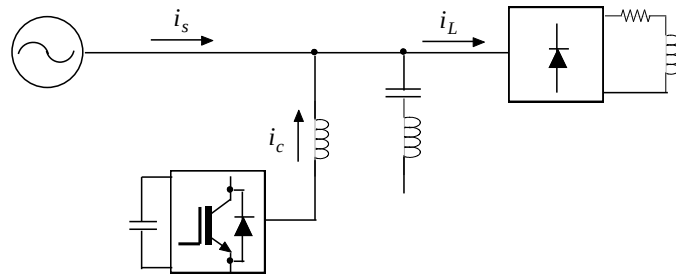


FIGURE 1.12 – Différentes topologies de filtrage actif.

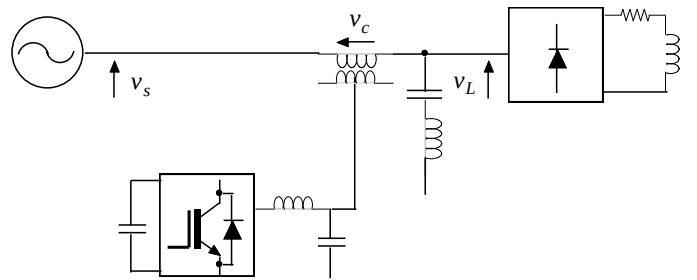
la taille et par conséquent le coût du filtrage. Dans le cas général, un ou des filtres passifs sont accordés pour la suppression des harmoniques les plus persistants, alors que le filtre actif peut s'en charger de l'évolution de la charge et des rangs harmoniques élevés. Plusieurs combinaisons de filtres hybrides peuvent être imaginées, néanmoins, peu de structure sont réalisées en pratique et parmi lesquelles les deux exemples suivant :

Filtre hybride shunt

Dans cette topologie (figure 1.13(a)), le filtre passif shunt sert à éliminer le rang le plus faible (le 5^{ème} par exemple), tandis que le filtre actif shunt est conçu pour les autres rangs élevés. Néanmoins, le filtre actif peut aussi protéger contre d'éventuelle résonance entre le filtre le filtre passif et l'impédance du réseau.



(a) Filtre hybride shunt.



(b) Filtre hybride série.

FIGURE 1.13 – Filtres hybrides.

Filtre hybride série

Le filtre hybride série est composé d'un filtre active série et d'un filtre passif shunt (figure 1.13(b)). Le filtre actif est utilisé pour éliminer les problèmes (comme la résonance et l'influence de l'impédance de source), engendrés par le filtre passif et améliorer les performances de compensation. Le filtre passif a pour rôle de dévier les courants harmoniques par sa capacité de modifier localement l'impédance du réseau.

Le convertisseur

Il y a deux types de convertisseurs pouvant servir de filtre actif : un onduleur de tension et un onduleur de courant (figure 1.14). Le premier utilise une source de tension continue représentée par une capacité alors que l'autre utilise une source de courant représentée par l'inductance. Cependant, en pratique, l'onduleur de tension est toujours le plus utilisé [Ak05], ceci pour son meilleur rendement mais aussi pour sa taille et par conséquent son prix.

1.8 Filtres actifs triphasés à quatre fils

Les filtres actifs triphasés à trois fils sont les premiers à connaître le succès, néanmoins, à partir des années 1990 un intérêt particulier a été porté sur les structures à quatre fils [Qu93] [Su97] [Ar97] [Si98] [Mi01] [Ro02] [Uc07], notamment pour la topologie shunt, et depuis, plusieurs travaux se sont sérieusement penchés sur cette solution qui serait plus intéressante pour les réseaux de distribution basse tension. En effet,

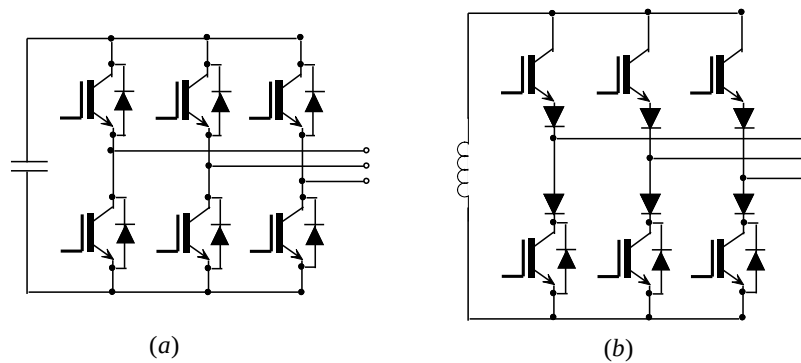


FIGURE 1.14 – Convertisseur de puissance applicables pour l’implémentation des filtres actifs triphasés ; (a) onduleur de tension, (b) onduleur de courant.

la plupart des charges connectées au réseau basse tension sont monophasées, utilisant le fil neutre (quatrième fil). Ce type de charge est généralement connu pour son courant très pollué en harmoniques, sans oublier les déséquilibres qui sont généralement inévitables et qui sont responsables de la surcharge du fil neutre.

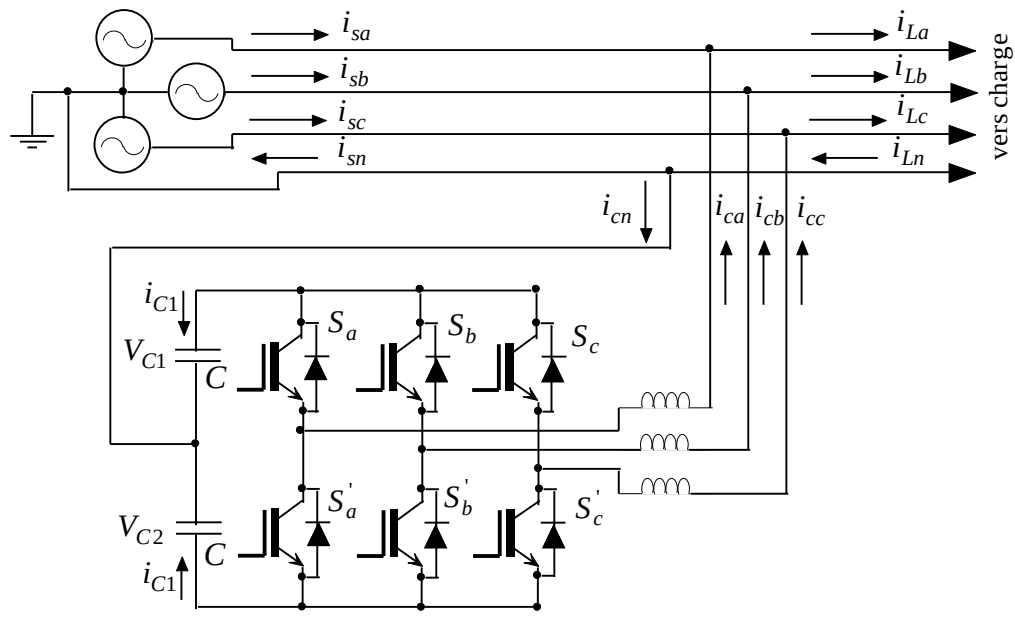
Le filtre actif triphasé à quatre fils offre les qualités d’un filtre à trois fils plus la mitigation ou l’élimination du courant dans le neutre. L’implémentation de cette topologie de filtre actif peut être réalisée en utilisant deux structures d’onduleur de tension :

- Onduleur à trois bras, dit TLSC-VSI (Three-Leg Split-Capacitor Voltage Source Inverter) ;
- Onduleur à quatre bras, dit FLFB-VSI (Four-Leg Full-Bridge Voltage Source Inverter).

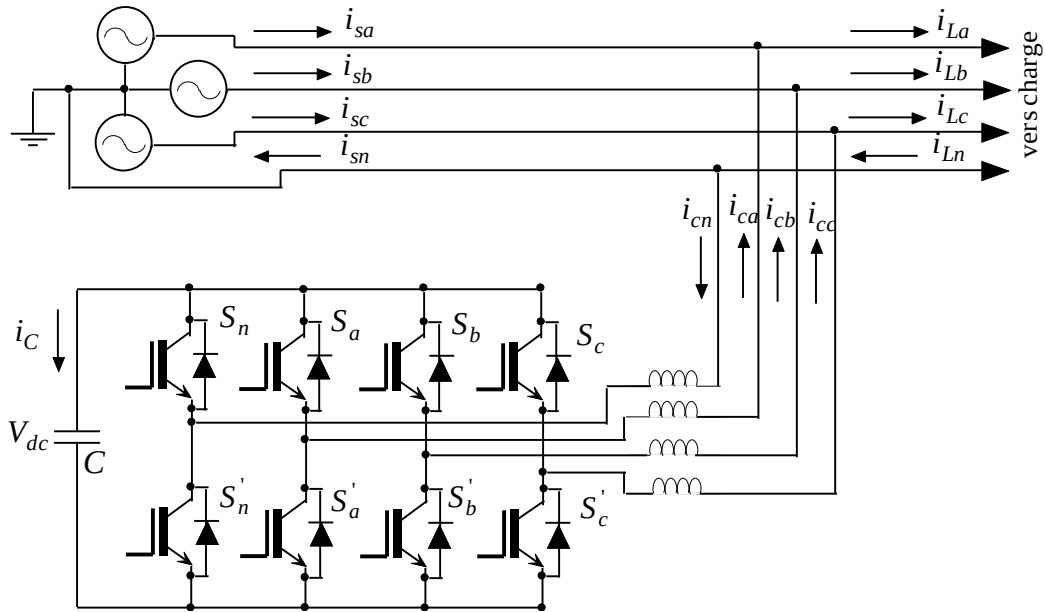
La première structure (TLSC), montrée sur la figure 1.15(a) est plus intéressante de point de vue économique, car elle utilise un onduleur triphasé conventionnel avec les six semi-conducteurs nécessaires. Cependant, elle a besoin d’un bus continu plus compliqué de point de vue contrôle par rapport à la structure FLFB. En effet, ce bus est formé par deux capacités en cascade, dont le point milieu est connecté au neutre du réseau. Cette connexion sert à compenser les courants homopolaires, mais le déséquilibre des tensions aux bornes des deux capacités pose un problème supplémentaire au contrôle du filtre actif.

La deuxième structure est montrée sur la figure 1.15(b). Le bus continu utilise une capacité et le fil neutre est connecté cette fois-ci à un quatrième bras. Cette structure simplifie le contrôle du bus continu au prix d’un quatrième bras. De point de vue performances, la structure à quatre bras permet une meilleure exploitation, et réduit sensiblement la taille du bus continu, contrairement à la structure à trois bras qui a souvent besoin d’un bus continu plus large et d’un niveau de tension plus élevé. Néanmoins, outre le nombre de semi-conducteurs réduit, la structure TLSC présente un grand avantage à cause de la nature découplée des trois phases, qui permet un contrôle plus simple.

Au début des années 2000 une nouvelle structure est proposée [Mi01] [Ro02]. Celle-ci combine entre les deux structures sus-citées. Cette structure dite à FLSC, (Four-leg Split-Capacitor) est illustrée sur la figure 1.16. Sensée avoir les avantages des deux topologies, néanmoins cette nouvelle structure semble plus complexe.



(a) Onduleur de tension type TLSC.



(b) Onduleur de tension type FLFB.

FIGURE 1.15 – Différentes structures d'onduleur de tension pour l'implémentation de filtre actif à quatre fils.

1.9 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons essayé de faire la lumière sur les principales perturbations qui peuvent prendre naissance dans les réseaux de distribution, leurs origines et leurs conséquences sur les équipements essentiels existant dans le réseau, et les installations industrielles. Nous avons vu que la dégradation de la qualité de l'énergie

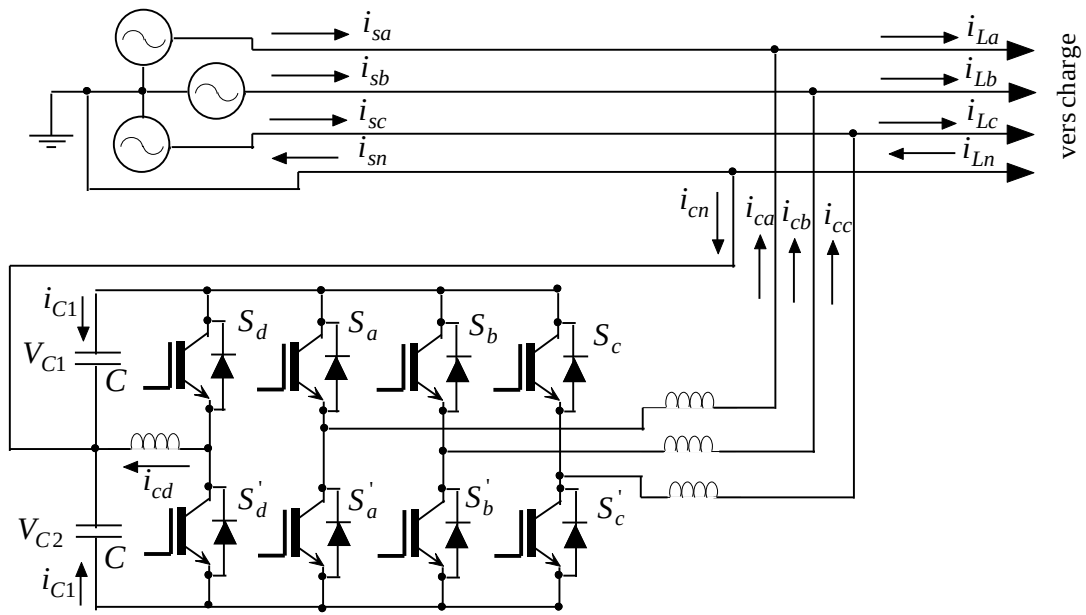


FIGURE 1.16 – Filtre actif shunt à base d'onduleur de tension de type FLSC.

peut conduire à une modification du comportement des performances ou même de la destruction des équipements et des procédés qui en dépendent avec des conséquences possibles sur la sécurité des personnes et des surcoûts économiques. Par ailleurs, l'analyse des causes principales de la dégradation de la qualité de l'énergie, nous laisse responsabiliser d'avantage l'utilisateur sur cette dégradation notamment les gros consommateurs industriels, surtout quant il s'agit des harmoniques de courant. Le distributeur a aussi sa part de responsabilité liée essentiellement à la maîtrise de gestion de son réseau. Cependant les perturbations ne doivent pas être subies comme une fatalité, car les solutions existent, et doivent être prise par chacun des deux partenaires afin de minimiser les effets des perturbations et de garantir une électricité de qualité. S'agissant de la pollution harmonique, le filtrage actif, vue ses qualités adaptatives, il est actuellement la solution la plus adéquate pour en remédier. Le prochain chapitre fera l'objet d'étude d'un cas particulier de ces filtres qui est le filtre actif à quatre fils.

CHAPITRE 2

ETUDE ET MODÉLISATION DU FILTRE ACTIF À QUATRE FILS

DANS ce chapitre nous entamerons l'étude d'un cas particulier des solutions de dépollution harmonique décrites précédemment, qui est le filtre actif shunt à quatre fils basé sur un onduleur de tension à trois bras (TLSC).

Ce chapitre descriptif a pour objet, la présentation la structure et le principe de fonctionnement du filtre actif dans un premier lieu, où nous ferons également le point sur quelques aspects liés au dimensionnement du circuit de stockage et le filtre passif de sortie.

La modélisation de l'onduleur de tension, et par la suite du filtre actif commandé en courant fera l'objet de l'autre point abordé dans ce chapitre.

Finalement, nous clôturons ce chapitre par une introduction au contrôle du filtre actif.

2.1 Configuration du filtre actif à structure TLSC

Sur la figure 2.1 nous avons illustré la structure générale d'un filtre actif shunt à quatre fils, qui fera l'objet de la suite de cette thèse. On peut distinguer les deux parties essentielles à savoir la partie puissance et la partie contrôle.

La partie puissance est représentée par un onduleur de tension à trois bras à base d'interrupteurs de puissance bi-commandables, avec des diodes en antiparallèle, d'un circuit de stockage d'énergie souvent capacitif, représenté par les deux capacités C_1 et C_2 montées en cascade et dont le point milieu est directement connecté au fil neutre du réseau. Enfin d'un filtre de sortie, souvent de nature inductive pour raccorder l'onduleur au réseau. Ce filtre de premier ordre est représenté par l'inductance L_c , qui peut avoir éventuellement une faible résistance r_c .

Le filtre actif est appelé à synthétiser des courants de références à partir des courants de charge i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} , i_{Ln} et des tensions au point de raccordement v_a , v_b , v_c , et éventuellement des tensions du bus continu V_{C1} et V_{C2} . Ces courants de références

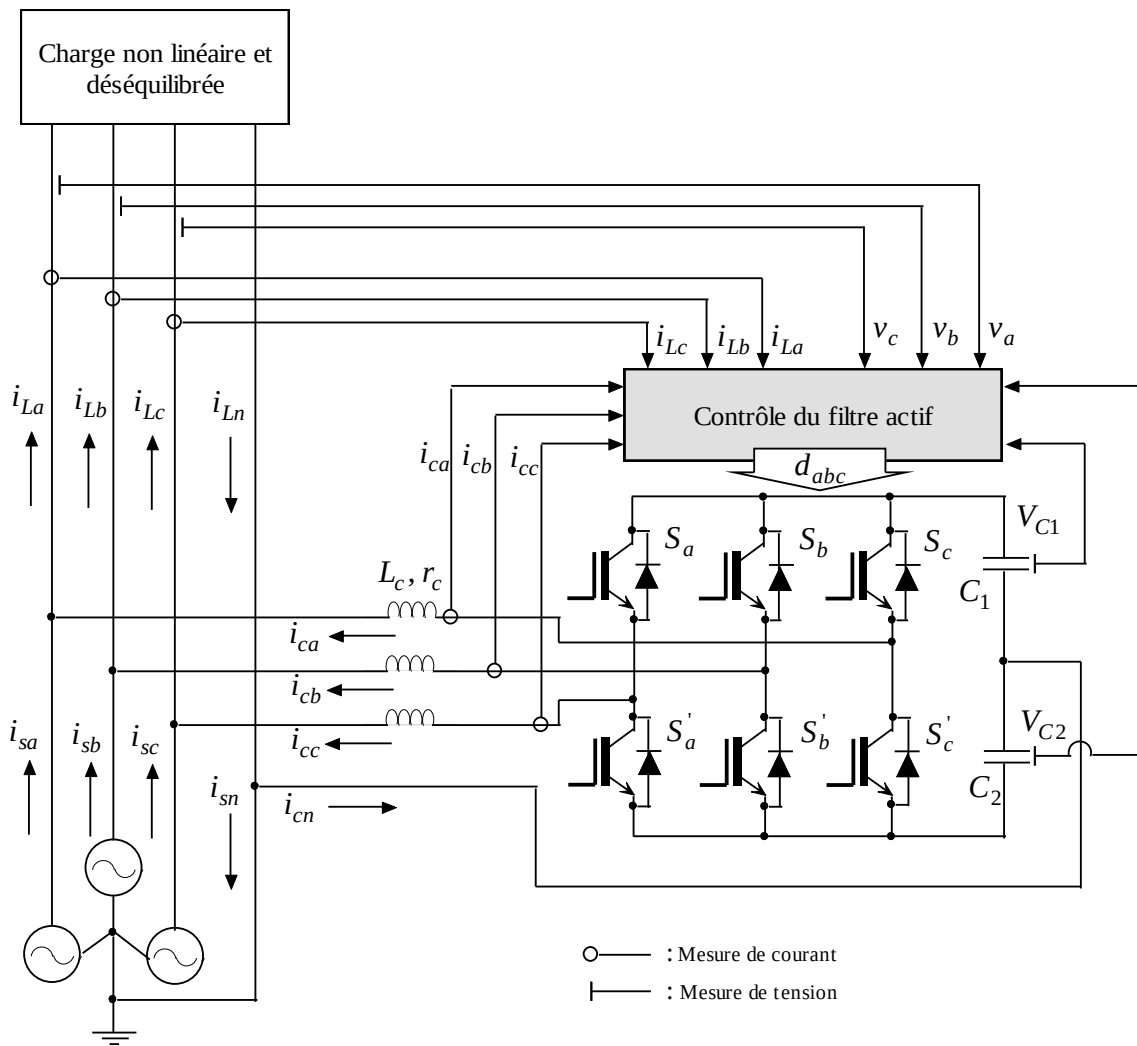


FIGURE 2.1 – Structure du filtre actif à quatre fils avec onduleur de tension à trois bras

contiendront les perturbations dans les courants de charge, et sont injectés et contrôlés en tant que i_{ca} , i_{cb} , i_{cc} , i_{cn} afin d'éliminer ces perturbations dans les courants de source i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} , i_{sn} et de garder les niveaux des tensions V_{C1} et V_{C2} dans des limites prédéfinies.

Ce processus est assuré par la partie contrôle du filtre actif qui est constituée de plusieurs blocs dont les détails seront abordés plus tard.

2.1.1 Circuit de stockage capacitif

Le stockage de l'énergie du côté continu se fait souvent par un système de stockage capacitif, représenté par les deux condensateurs qui jouent le rôle de deux sources de tension continue. Dans les applications de compensation d'harmoniques, une tension V_{dc} élevée aux bornes du bus continu améliore la dynamique du filtre actif, par ailleurs, le critère commun pour le choix de la capacité C est en générale la limitation des ondulations dans la tension continue [Bo02] [Al02] [Ca03] [Et03]. Ces ondulations sont

d'autant plus élevées que les harmoniques à compenser sont de basses fréquences et d'amplitudes importantes ou la capacité est faible. A noter aussi que des oscillations entre les deux tensions V_{C1} et V_{C2} , qui peuvent être importantes pour des courants compensés fortement pollués sont en partie une conséquence d'une capacité faible, ainsi pour cette structure de filtre actif, il est souvent recommandé de choisir une valeur de la capacité relativement élevée par rapport à d'autres structures, dont le neutre n'est pas raccordé au point milieu du bus continu ou pas du tout raccordé [Bo02]. Un dimensionnement adéquat de la capacité peut être établi à partir d'un courant type que doit générer le filtre actif [Xu94], mais ceci n'est pas toujours facile à réaliser, car on ne connaît pas souvent tous les harmoniques qu'on doit compenser, ainsi une méthode plus simple pour le dimensionnement consiste à calculer la capacité à partir du courant harmonique du rang le plus faible I_h [Al02].

$$C = \frac{I_h}{\epsilon V_{dc} \omega_h} \quad (2.1)$$

Avec ϵ le taux d'ondulation admissible généralement 5% de V_{dc} et ω_h la pulsation du rang h .

2.1.2 Filtre de raccordement au réseau

Le rôle du filtre de raccordement au réseau est de transformer l'onduleur de tension en une source contrôlée de courant vis-à-vis du réseau. Ce filtre doit assurer la dynamique du courant, empêcher les harmoniques de commutation de se propager du côté réseau, et causer le minimum de chute de tension à ses bornes.

Deux types de filtre sont connus à cet effet ; le filtre type LCL, de troisième ordre [Al02] [Bi09], et le filtre type L, de premier ordre [Xu94]. Pour sa simplicité, ce dernier est le plus répandu dans la littérature.

Le choix de la valeur de l'inductance L_c du filtre inductif dépend de l'objectif de compensation. S'il s'agit d'un compensateur statique de puissance réactive (SVC), alors le choix du filtre doit assurer un rejet maximal des harmoniques dans le courant injecté par le compensateur dans le réseau [Mo89], par conséquent une valeur élevée de l'inductance est requise. Cependant pour le filtrage actif, ce critère n'est pas envisageable car c'est bien des harmoniques qu'on souhaite générer. Dans ce cas, la valeur de l'inductance L_c doit être faible afin d'assurer la dynamique du courant. Cependant, ceci engendre des ondulations importantes dans le courant injecté et des harmoniques de commutation seront propagés sur le réseau surtout lorsque la fréquence de commutation est relativement faible. Par ailleurs, une inductance élevée permet de limiter ces ondulations, mais ceci peut engendrer des chutes de tension importantes et réduire la dynamique du courant.

Un des critères du choix de cette inductance est celui de choisir une valeur minimale qui assure une dynamique de courant suffisante, mais qui doit toujours rester inférieures à celle de la porteuse MLI, afin d'assurer qu'il ait toujours des intersections entre le signal de modulation et la porteuse. Si on néglige la résistance, cette valeur minimale est donnée par [Mo95] :

$$L_{cmin} = \frac{V_{dc} - v}{8V_p f_s} \quad (2.2)$$

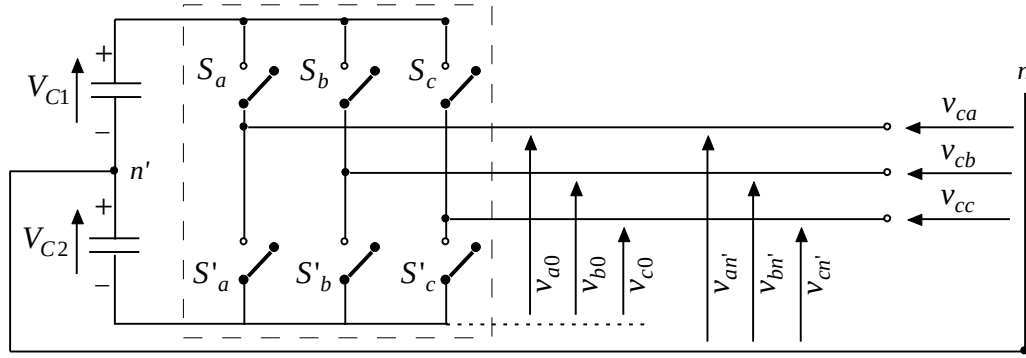


FIGURE 2.2 – Schéma équivalent d'un onduleur de tension triphasé à quatre fils.

où v , la tension simple du réseau, V_p l'amplitude de la porteuse et f_s , sa fréquence.

Cependant, de point de vue ondulation de courant, cette valeur peut être choisie par rapport à une ondulation maximale tolérée ΔI_{max} [Et03].

$$L_{cmin} = \frac{V_{dc}}{8f_s \Delta I_{max}} \quad (2.3)$$

Finalement, dans tous les cas, il faut que la chute de tension (due aux courants compensés) dans cette inductance soit acceptable.

2.2 Modélisation du filtre actif à quatre fils

2.2.1 Fonctionnement de l'onduleur de tension

Pour étudier le fonctionnement de l'onduleur de tension triphasé à quatre fils, en particulier en ce qui concerne les grandeurs de sortie, on fait appel au schéma de principe représenté sur la figure 2.2.

On doit distinguer d'une part, les tensions de branches v_{k0} ($k = a, b, c$) mesurées par rapport à la borne négative du bus continu, et d'autre part, les tensions de phases v_{ck} , par rapport au point neutre de la charge. Les tensions de branches v_{k0} sont directement imposées par la commande des interrupteurs S_k [Bü91], et on les utilisera pour déterminer les tensions de phases. Dans ce but, on peut établir les relations suivantes :

$$v_{a0} - v_{ca} + v_{cb} - v_{b0} = 0 \quad (2.4)$$

$$v_{a0} - v_{ca} + v_{cc} - v_{c0} = 0 \quad (2.5)$$

Par addition de (2.4) et (2.5), on obtient :

$$2v_{a0} - 2v_{ca} + v_{cb} + v_{cc} - v_{b0} - v_{c0} = 0 \quad (2.6)$$

Si on suppose une symétrie de tension, on a $v_{ca} + v_{cc} = -v_{ca}$. Remplaçant dans (2.6), on obtient :

$$v_{ca} = \frac{1}{3}(2v_{a0} - v_{b0} - v_{c0}) \quad (2.7)$$

Par analogie, on obtient pour les autres phases :

$$v_{cb} = \frac{1}{3}(-v_{a0} + 2v_{b0} - v_{c0}) \quad (2.8)$$

$$v_{cc} = \frac{1}{3}(-v_{a0} - v_{b0} + 2v_{c0}) \quad (2.9)$$

2.2.2 Modélisation de l'onduleur de tension

L'objectif de la modélisation est de trouver une relation entre les grandeurs de commande et les grandeurs électriques des parties alternative et continue de l'onduleur. Pour des raisons de simplification, nous allons supposer que les interrupteurs sont parfaits (commutation instantanée, chute de tension considérée nulle en conduction). Les deux interrupteurs S_k et S'_k , d'un même bras k ne peuvent pas être fermés au même temps (risque de court circuiter la source DC).

Pour modéliser l'onduleur de tension, on définit la fonction de commutation suivante, qui définit l'état des interrupteurs.

- $d_k = 1$ quand S_k est fermé et $d_k = 0$ quand S_k est ouvert ;
- $d_k = 0$ quand S'_k est fermé et $d_k = 1$ quand S'_k est ouvert.

Ainsi, on peut facilement exprimer les tensions v_{k0} en fonction des fonctions de commutation d_k comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_{a0} \\ v_{b0} \\ v_{c0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{C1} + V_{C2} & 0 & 0 \\ 0 & V_{C1} + V_{C2} & 0 \\ 0 & 0 & V_{C1} + V_{C2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_a \\ d_b \\ d_c \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Ces mêmes tensions, peuvent s'exprimer par rapport au point milieu du bus continu (n') :

$$\begin{bmatrix} v_{an'} \\ v_{bn'} \\ v_{cn'} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{C1} + V_{C2} & 0 & 0 \\ 0 & V_{C1} + V_{C2} & 0 \\ 0 & 0 & V_{C1} + V_{C2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_a \\ d_b \\ d_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_{C2} \\ V_{C2} \\ V_{C2} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Si le neutre de la charge (réseau) est raccordé au point milieu du bus continu, alors les tensions de phases sont égales aux tensions de branches par rapport à ce point milieu.

$$\begin{bmatrix} v_{ca} \\ v_{cb} \\ v_{cc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{C1} + V_{C2} & 0 & 0 \\ 0 & V_{C1} + V_{C2} & 0 \\ 0 & 0 & V_{C1} + V_{C2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_a \\ d_b \\ d_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_{C2} \\ V_{C2} \\ V_{C2} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Finalement, si l'on note $\bar{d}_k = 1 - d_k$, la fonction complémentaire de d_k , l'équation (2.12), se réduit après quelques simplifications à l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} v_{ca} \\ v_{cb} \\ v_{cc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_a & -\bar{d}_a \\ d_b & -\bar{d}_b \\ d_c & -\bar{d}_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{C1} \\ V_{C2} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Etat N°	Etats des interrupteurs			Tensions de phases			Représentation vectorielle		
	d_a	d_b	d_c	v_{ca}	v_{cb}	v_{cc}	$v_{c\alpha}$	$v_{c\beta}$	$\vec{v}_c$
1	0	0	0	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	0	0	0
2	0	0	1	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{\sqrt{6}}$	$-\frac{V_{dc}}{\sqrt{2}}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}V_{dc}\angle -120^\circ$
3	0	1	0	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{\sqrt{6}}$	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{2}}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}V_{dc}\angle 120^\circ$
4	0	1	1	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{\sqrt{3}V_{dc}}{\sqrt{2}}$	0	$\sqrt{\frac{2}{3}}V_{dc}\angle -180^\circ$
5	1	0	0	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{\sqrt{3}V_{dc}}{\sqrt{2}}$	0	$\sqrt{\frac{2}{3}}V_{dc}\angle 0^\circ$
6	1	0	1	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{6}}$	$-\frac{V_{dc}}{\sqrt{2}}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}V_{dc}\angle -60^\circ$
7	1	1	0	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{6}}$	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{2}}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}V_{dc}\angle 60^\circ$
8	1	1	1	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	0	0	0

TABLE 2.1 – Tensions générées par l'onduleur de tension avec neutre raccordé au point milieu du bus.

Cette dernière relation montre que les tensions de phases générées par l'onduleur ne sont dépendantes que de la fonction de commutation du même bras, donc cette structure permet de contrôler de façon découplée les tensions de sortie, comme s'il s'agissait de trois onduleurs monophasés.

Tensions générées par l'onduleur TLSC

Selon les états de commutations, il y a huit possibles cas de configuration des six interrupteurs de l'onduleur de tension comme le montre la figure 2.3, donc huit combinaisons possibles des tensions de phases. Chaque tension de phase oscille entre V_{C1} et $-V_{C2}$. Si l'on suppose que les tensions aux bornes des deux capacités sont identiques et égales à $V_{dc}/2$, alors compte tenu de l'équation (2.13), les tensions de phases v_{ca} , v_{cb} et v_{cc} sont données dans le tableau 2.1.

Le fonctionnement de l'onduleur de tension, en particulier en ce qui concerne les tensions de phases peut être représenté de manière vectorielle [Bü97]. Les deux composantes du vecteur $\vec{v}_c$ des tensions de phases sont données par :

$$\begin{bmatrix} v_{c\alpha} \\ v_{c\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ca} \\ v_{cb} \\ v_{cc} \end{bmatrix}, \quad \vec{v}_c = v_{c\alpha} + jv_{c\beta} \quad (2.14)$$

On aura ainsi dans le plan $\alpha\beta$, huit valeurs du vecteur $\vec{v}_c$ résumées dans le tableau 2.1. Les vecteurs sont représentés sur la figure 2.4, où on distingue deux vecteurs nuls à l'origine, quand les trois phases sont identiques, et six vecteurs de modules égaux à $\sqrt{\frac{2}{3}}V_{dc}$ et dont les sommets forment un hexagone.

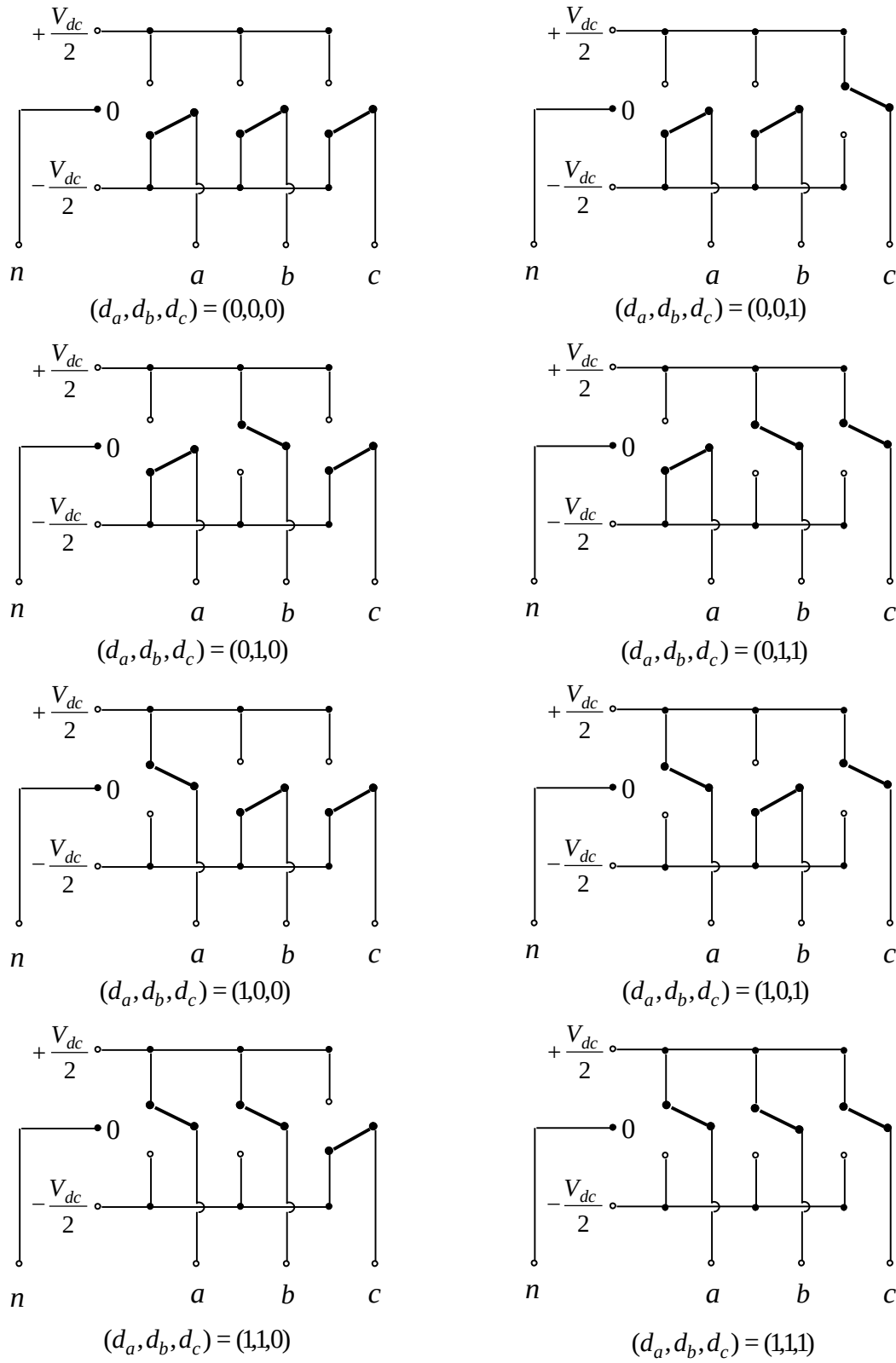


FIGURE 2.3 – Les huit possible états de commutation des interrupteurs.

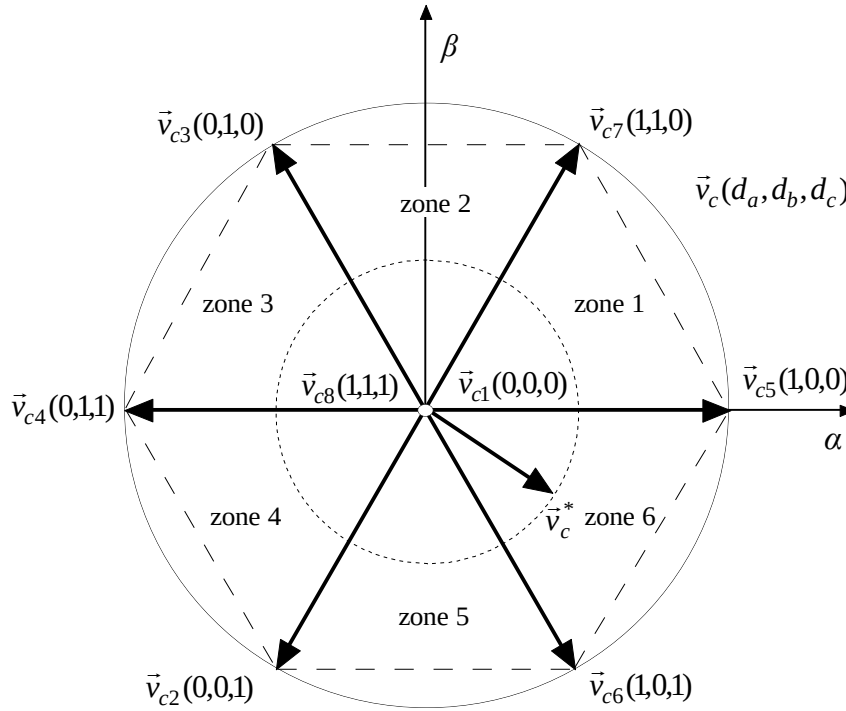


FIGURE 2.4 – Représentation vectorielle des tensions générées par l'onduleur.

2.2.3 Modélisation de l'onduleur de tension muni d'un filtre L commandé en courant

Afin de simplifier cette modélisation, nous allons considérer dans un premier temps un seul bras k , dont le modèle peut être facilement généralisé pour le cas triphasé. Nous allons admettre aussi que les deux capacités C_1 et C_2 , formant le bus continu sont identiques et égales à C .

Une simple analyse nous permet alors d'obtenir les expressions suivantes compte tenu de l'équation (2.13) :

$$d_k = 1 \Rightarrow \begin{cases} \frac{d}{dt} i_{ck} = \frac{1}{L_c} (V_{C1} - r_c i_{ck} - v_k) \\ \frac{d}{dt} V_{C1} = -\frac{1}{C} i_{ck} \\ \frac{d}{dt} V_{C2} = 0 \end{cases} \quad (2.15)$$

$$d_k = 0 \Rightarrow \begin{cases} \frac{d}{dt} i_{ck} = \frac{1}{L_c} (-V_{C2} - r_c i_{ck} - v_k) \\ \frac{d}{dt} V_{C1} = 0 \\ \frac{d}{dt} V_{C2} = \frac{1}{C} i_{ck} \end{cases} \quad (2.16)$$

Avec v_k représente la tension réseau (phase k) au point de raccordement, et i_{ck} le courant de phase k de l'onduleur du côté alternatif. Ces deux équations peuvent être ar-

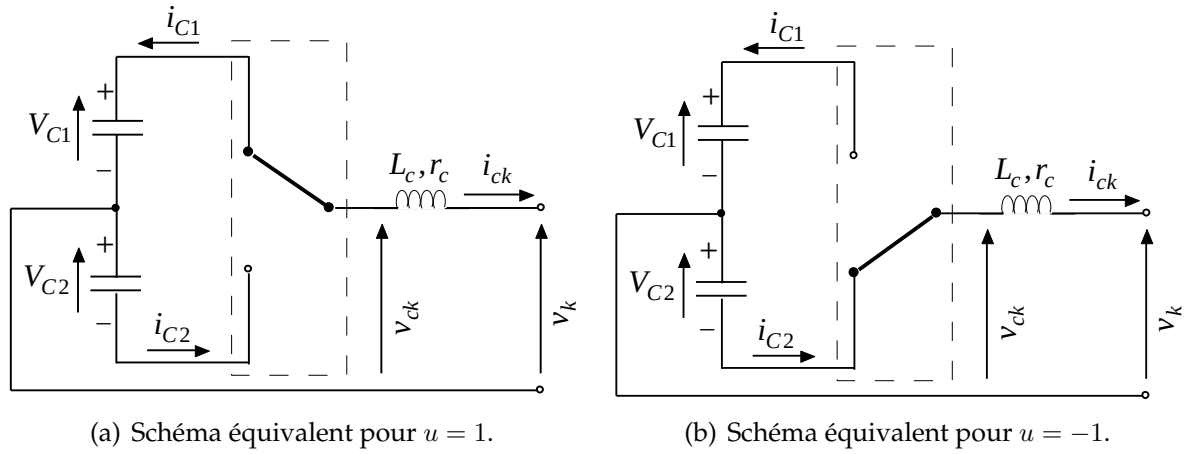


FIGURE 2.5 – Un bras k avec filtre L , Modèle équivalent par la nouvelle fonction de commutation u .

rangées sous forme matricielle comme suit :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ck} \\ V_{C1} \\ V_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_c}{L_c} & \frac{d_k}{L_c} & -\frac{\bar{d}_k}{L_c} \\ -\frac{d_k}{C} & 0 & 0 \\ \frac{\bar{d}_k}{C} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ck} \\ V_{C1} \\ V_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_c} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} v_k \quad (2.17)$$

De même, on peut écrire pour les tensions de phases v_{ck} et les courants dans les capacités i_{C1} et i_{C2} :

$$\begin{bmatrix} v_{ck} \\ i_{C1} \\ i_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & d_k & -\bar{d}_k \\ -d_k & 0 & 0 \\ \bar{d}_k & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ck} \\ V_{C1} \\ V_{C2} \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

En remplaçant la fonction de commutation d_k par la nouvelle fonction u_k donnée par :

$$u_k = 2d_k - 1 = 1 - 2\bar{d}_k \quad (2.19)$$

Ainsi

$$\begin{aligned} u_k &= 1 & \text{si} & \quad d_k = 1 \\ u_k &= -1 & \text{si} & \quad d_k = 0 \end{aligned}$$

Le schéma équivalent du bras k en considérant cette nouvelle fonction est représenté sur la figure 2.5. L'équation (2.17) devient ainsi :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ck} \\ V_{C1} \\ V_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_c}{L_c} & \frac{u_k+1}{2L_c} & -\frac{1-u_k}{2L_c} \\ -\frac{u_k+1}{2C} & 0 & 0 \\ \frac{1-u_k}{2C} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ck} \\ V_{C1} \\ V_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_c} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} v_k \quad (2.20)$$

qu'on peut réécrire comme :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ck} \\ V_{C1} \\ V_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_c} & \frac{r_c}{L_c} & -\frac{r_c}{L_c} \\ 0 & \frac{1}{C} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C} \end{bmatrix} A \begin{bmatrix} i_{ck} \\ V_{C1} \\ V_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_c} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} v_k \quad (2.21)$$

de même l'équation (2.18) est réécrite comme :

$$\begin{bmatrix} v_{ck} \\ i_{C1} \\ i_{C2} \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} i_{ck} \\ V_{C1} \\ V_{C2} \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

avec

$$A = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & u_k + 1 & u_k - 1 \\ -u_k - 1 & 0 & 0 \\ 1 - u_k & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

Généralisation pour les trois phases

La nature découplée du système permet facilement généraliser les équations ci-dessus comme suit :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \\ V_{C1} \\ V_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_c} & 0 & 0 & \frac{r_c}{L_c} & -\frac{r_c}{L_c} \\ 0 & \frac{1}{L_c} & 0 & \frac{r_c}{L_c} & -\frac{r_c}{L_c} \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_c} & \frac{r_c}{L_c} & -\frac{r_c}{L_c} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} A \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \\ V_{C1} \\ V_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{v_a}{L_c} \\ -\frac{v_b}{L_c} \\ -\frac{v_c}{L_c} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

$$\begin{bmatrix} v_{ca} \\ v_{cb} \\ v_{cc} \\ i_{C1} \\ i_{C2} \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \\ V_{C1} \\ V_{C2} \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

avec

$$A = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 + u_a & -(1 - u_a) \\ 0 & 0 & 0 & 1 + u_b & -(1 - u_b) \\ 0 & 0 & 0 & 1 + u_c & -(1 - u_c) \\ -(1 + u_a) & -(1 + u_b) & -(1 + u_c) & 0 & 0 \\ 1 - u_a & 1 - u_b & 1 - u_c & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

Ainsi, d'après l'équation (2.25), on peut réécrire les tensions de phases générées par l'onduleur en fonction de la nouvelle fonction de commande comme suit :

$$v_{ck} = \frac{1}{2}((u_k + 1)V_{C1} - (1 - u_k)V_{C2}) = \frac{1}{2}(u_k V_{dc} + \Delta V_{dc}) \quad (2.27)$$

où $V_{dc} = V_{C1} + V_{C2}$ représente la *tension absolue* du bus continu, et $\Delta V_{dc} = V_{C1} - V_{C2}$ représente la *différence de tension* entre les deux capacités C_1 et C_2 .

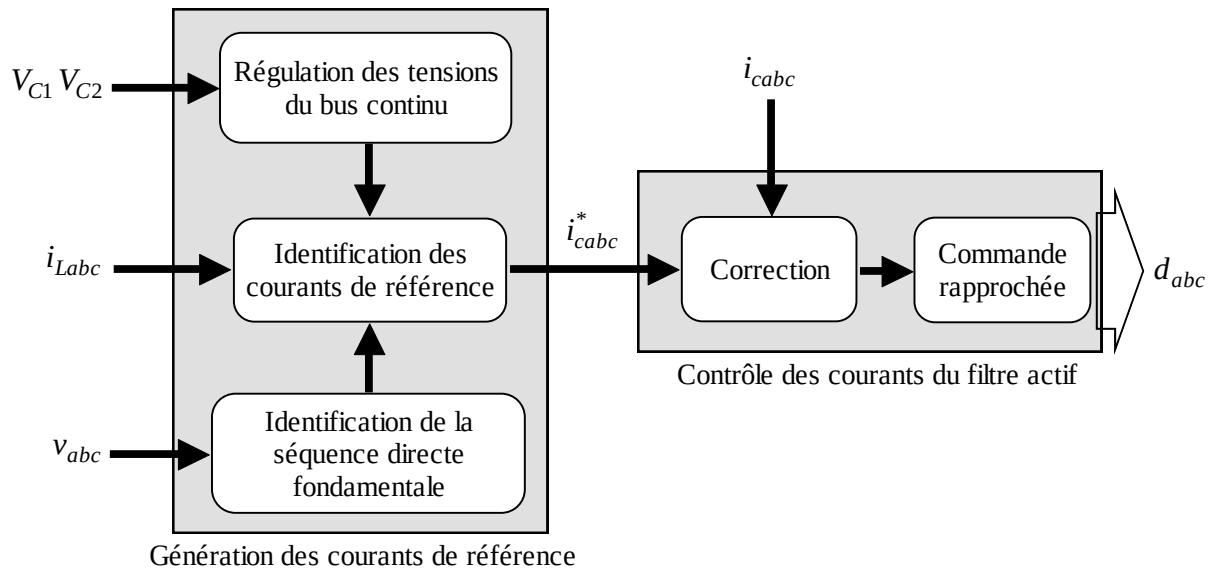


FIGURE 2.6 – Contrôle du filtre actif

2.3 Introduction au contrôle du filtre actif

Le contrôle du filtre actif est constitué de deux blocs principaux (figure 2.6). Le premier sert à générer les courants de références, que l'onduleur doit injecter dans le point de raccordement, quant au deuxième, il sert à contrôler les courants injecter par l'onduleur de sorte qu'ils suivent le plus fidèlement possible ceux de la référence.

Le bloc de génération des courants de référence contient trois sous blocs, à savoir :

- Un bloc d'identification de la séquence directe fondamentale des tensions v_{abc} au point de raccordement ;
- Un bloc de régulation des tensions du bus continu ;
- Finalement un bloc qui calcule les courants de référence i_{cabc}^* .

Le bloc de contrôle des courants injectés par le filtre actif est composé à son tour de deux sous blocs :

- Un bloc qui sert à corriger l'erreur entre les courants de référence i_{cabc}^* et les courants injectés par le filtre actif i_{cabc} ;
- Un bloc pour la commande rapprochée de l'onduleur qui sert à générer les ordres d'ouverture ou de fermeture des interrupteurs.

2.4 Conclusion

Dans ce court chapitre, nous avons présenté le principe de fonctionnement et la modélisation du filtre actif à quatre fils et une introduction à son contrôle. Les chapitres qui suivent feront l'objet de la présentation détaillée de ce dernier point.

CHAPITRE 3

IDENTIFICATION DES COURANTS HARMONIQUES

L'IDENTIFICATION des courants harmoniques est la première étape importante dans le processus de contrôle d'un filtre actif. Cette identification fait partie du processus de calcul des courants de référence, que l'onduleur doit injecter dans le réseau en opposition de phase, afin d'annuler les harmoniques générés par les charges non linéaires, et par conséquent assurer des courants sinusoïdaux du côté de la source.

Même, avec un contrôle du courant par les techniques les plus efficaces, il est très difficile de reproduire idéalement en module et phase les courants de référence. Pour cela, une fidélité des courants injectés par l'onduleur de tension passe en premier lieu par une identification correcte des courants harmoniques, pour assurer l'objectif du filtrage actif.

Plusieurs méthodes sont utilisées pour cette identification, dont la plupart sont basées sur le principe de filtrage des signaux sous forme continue, pour éviter les erreurs de phase notamment.

Par ailleurs, dans toutes ces méthodes, l'état des tensions au point de raccordement du filtre actif influe beaucoup la qualité d'identification, et il est souvent question d'identifier d'abord la séquence directe fondamentale de ces tensions pour une identification effective des harmoniques de courant.

Nous allons présenter dans ce chapitre une étude détaillée de trois méthodes d'identifications très répandues dans le domaine du filtrage actif, à savoir la méthode de puissances instantanées, la méthode des courants dans le référentiel pqr , et finalement la méthode des courants dans le référentiel synchrone. Nous allons nous étaler à la fin du chapitre à l'identification de la séquence directe fondamentale des tensions.

3.1 Principe d'identification des perturbations harmoniques

L'identification des perturbations consiste à extraire l'information d'un signal donné, et ce, par séparation d'une partie souhaitée du signal global. Cette identi-

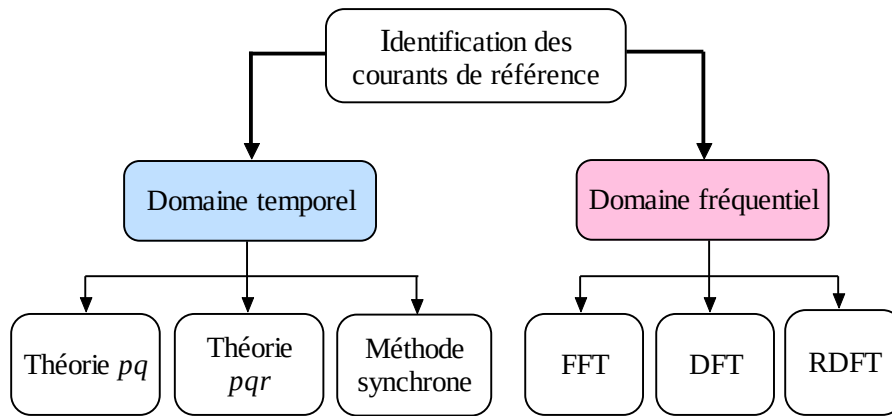


FIGURE 3.1 – Méthodes d’identifications d’harmoniques dans les domaines temporel et fréquentiel.

cation est la première étape importante dans le processus de calcul des courants de références pour l’onduleur. Les propriétés souhaitées d’un algorithme d’identification sont généralement, la précision, la sélectivité et un effort et temps de calcul satisfaisants. Il y a deux stratégies principales pour l’identification des perturbations (figure 3.1), qui sont la stratégie d’identification dans le *domaine fréquentiel*, et la stratégie d’identification dans le *domaine temporel*.

3.1.1 Identification dans le domaine fréquentiel

Les stratégies de contrôle dans le domaine fréquentiel sont basées sur l’analyse fréquentielle de la tension ou du courant non sinusoïdal, pour en extraire les harmoniques de compensation. En utilisant la transformée de Fourier discrète (DFT), le signal pollué est mesuré sur un cycle complet, puis converti dans le domaine fréquentiel, ce qui permet l’élimination de la composante fondamentale par l’application d’un filtre. Par la suite, l’application de la DFT inverse reconvertit le signal dans le domaine temporel et sert de signaux de compensation. La majorité des autres méthodes de d’identification d’harmoniques dans le domaine fréquentiel sont des variantes de l’application de la DFT. Nous citerons entre autres, la transformée de Fourier rapide (FFT) et de la transformée de Fourier discrète récursive (RDFT) [Ti91] [Si97], qui sont des méthodes de calcul plus performantes que la DFT. D’autres méthodes comme le filtrage de Kalman [Ma96], ou encore les réseaux de neurones [Ou05] sont utilisées à cet effet. La qualité principale de ces méthodes est sans doute la sélectivité, cependant l’application directe des méthodes de contrôle dans le domaine fréquentiel augmente considérablement le besoin en effort de calcul et de mémoire. Avec l’augmentation du nombre d’harmoniques de rangs élevés à éliminer, le volume de calcul augmente également, ce qui résulte en des temps de réponse élevés [Ch04].

3.1.2 Identification dans le domaine temporel

La stratégie d’identification dans le domaine temporel, consiste à extraire les perturbations en temps réel sur les grandeurs instantanées par filtrage des signaux,

en séparant le fondamental des harmoniques. Cette technique utilise des formules algébriques faciles à implanter et réduit considérablement l'effort de calcul, ajouter à cela le fait qu'elle permet d'identifier tous les harmoniques. La méthode la plus connue pour cette stratégie et qui a fait ses preuves, est sans doute la méthode des puissances instantanées pq ou $pq0$, introduite il y a près de trente ans ou encore la méthode des puissances instantanées ou des courants instantanés dans le référentiel pqr . Toute fois, la méthode dite des courants dans référentiel synchrone, avec une bonne précision de calcul de la pulsation du référentiel tournant, présente aussi des performances très satisfaisantes. Nous présenterons dans ce qui suit une analyse détaillée de ces trois méthodes et leurs performances pour l'application au filtrage actif dans les systèmes à quatre fils.

3.2 Théorie des puissances instantanées pq

Cette théorie (souvent dite *théorie pq* ou *pq -theory*), a été proposée par Akagi et al [Ak83] pour des systèmes triphasés sans quatrième fil. Elle introduit une définition plus généralisée des puissances instantanées qui tient compte à la fois des distorsions harmoniques et des déséquilibres. Dans les années 1990, d'autres contributions ont permis d'étendre cette théorie pour des applications sur des systèmes à quatre fils [Ar95] [Ar97], où encore plus récemment pour les systèmes polyphasés [Sa09].

3.2.1 Principe de la théorie pq

Le principe de la théorie des puissances instantanées consiste à transformer les grandeurs électriques alternatives (tensions, courants), données dans le repère abc vers un repère fixe $\alpha\beta 0$ par la transformée de Concordia donnée par :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{\alpha\beta 0} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{\alpha\beta 0} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

Avec

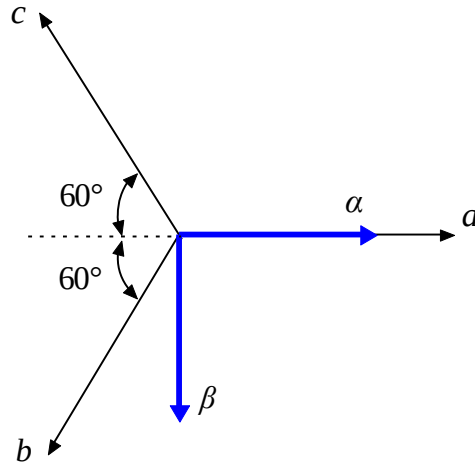
$$\mathbf{C}_{\alpha\beta 0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C}_{\alpha\beta 0}^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

La puissance triphasée instantanée dans le système abc est donnée par :

$$p_{3\varphi} = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \quad (3.3)$$

En utilisant les transformations données dans (3.1), cette puissance sera définie dans le système $\alpha\beta 0$ par :

$$p_{3\varphi} = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta + v_0 i_0 \quad (3.4)$$

FIGURE 3.2 – Représentation graphique de la transformation $abc\text{-}\alpha\beta$

Puissances instantanées dans un système à trois fils

Dans un système triphasé à trois fils, où à quatre fils sans déséquilibre, il n'y a pas de séquence homopolaire, ainsi, les équations (3.1) et (3.2) deviennent :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{\alpha\beta} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{\alpha\beta} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Avec

$$\mathbf{C}_{\alpha\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C}_{\alpha\beta}^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

La représentation graphique de cette transformation sans composante homopolaire est illustrée sur la figure 3.2. Les vecteurs de tension et de courant sont donnés par :

$$\begin{aligned} \vec{v} &= v_\alpha + jv_\beta \\ \vec{i} &= i_\alpha + ji_\beta \end{aligned} \quad (3.7)$$

Ainsi, par la définition de la puissance complexe $s = \vec{v}\vec{i}$, et tenant compte des transformations précédentes, on peut définir la puissance réelle p , (partie réelle de la puissance complexe), et la puissance imaginaire q , (partie imaginaire de la puissance complexe), sous forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Par ailleurs, les courants i_α, i_β peuvent être réobtenus par inversion de (3.8) comme suit :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

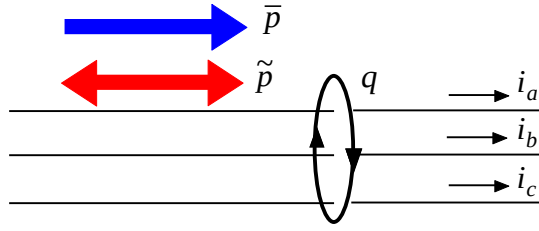


FIGURE 3.3 – Ecoulement des puissances instantanées dans un système à trois fils.

Afin d'illustrer les courants actif et réactif sur les deux axes α et β , on peut développer cette équation :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ 0 \end{bmatrix} + \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{\alpha p} \\ i_{\beta p} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{\alpha q} \\ i_{\beta q} \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Avec $i_{\alpha p}$ et $i_{\beta p}$, les courants actifs instantanés sur les axes α et β , respectivement donnés par :

$$i_{\alpha p} = \frac{v_\alpha}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} p, \quad i_{\beta p} = \frac{v_\beta}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} p \quad (3.11)$$

Par ailleurs, $i_{\alpha q}$ et $i_{\beta q}$, sont les courants réactifs instantanés sur les axes α et β , respectivement donnés par :

$$i_{\alpha q} = \frac{-v_\beta}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} q, \quad i_{\beta q} = \frac{v_\alpha}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} q \quad (3.12)$$

En absence de composantes homopolaires, la puissance triphasée instantanée donnée par (3.4) se résume alors à :

$$p_{3\varphi} = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta \quad (3.13)$$

En remplaçant les courants i_α, i_β par leurs composantes actives et réactives ci-dessus, cette puissance triphasée s'écrit :

$$\begin{aligned} p_{3\varphi} &= v_\alpha i_{\alpha p} + v_\beta i_{\beta p} + v_\alpha i_{\alpha q} + v_\beta i_{\beta q} \\ &= \frac{v_\alpha^2}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} p + \frac{v_\beta^2}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} p + \underbrace{\frac{-v_\alpha v_\beta}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} q + \frac{v_\alpha v_\beta}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} q}_{\equiv 0} \end{aligned} \quad (3.14)$$

Remarquer que les deux derniers terms s'annulent mutuellement, ceci nous amène à une conclusion importante de cette théorie : Le transfert énergétique entre la source et la charge n'est effectué qu'à travers les composantes actives sur les deux axes, c'est-à-dire que par la puissance réelle p . La puissance imaginaire q est une énergie par unité de temps échangée entre les phases comme l'explique la figure 3.3.

3.2.2 Application au filtrage actif dans un système à trois fils

L'application de cette théorie au contrôle des filtres actifs à trois fils, telle qu'elle a été introduite au départ, repose sur la compensation des puissances qui ne contribuent

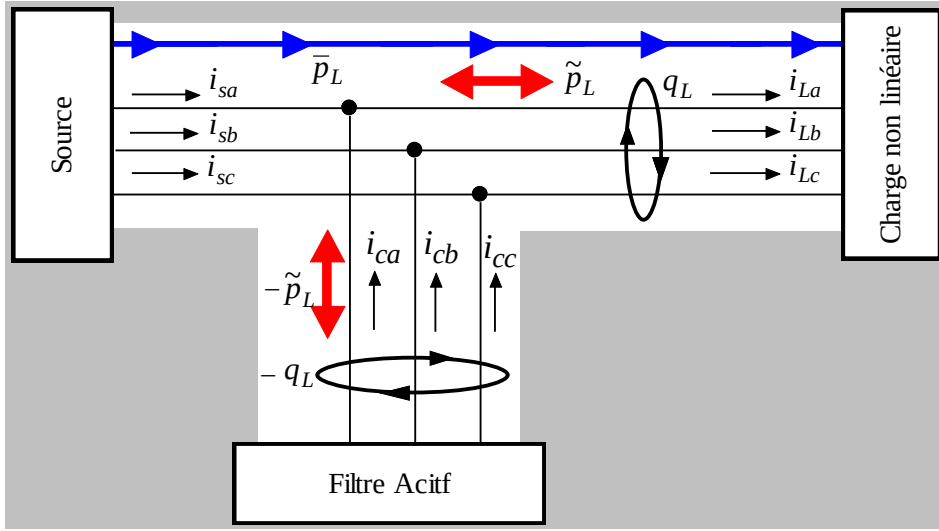


FIGURE 3.4 – Ecoulement des puissances dans un système à trois fils après compensation des puissances indésirables (cas idéal).

pas au transfert énergétique entre la source et la charge. Si une charge non linéaire absorbe des courants harmoniques i_{La} , i_{Lb} et i_{Lc} sous tensions saines ou perturbées v_a , v_b et v_c , alors les puissances réelle p_L et imaginaire q_L , définies précédemment, contiendront des parties constantes ($\bar{p}_L$ et $\bar{q}_L$), qui ne sont que les valeurs moyennes, et des parties oscillatoires ($\tilde{p}_L$ et $\tilde{q}_L$), par rapport à ces moyennes.

$$\begin{aligned} p_L &= \bar{p}_L + \tilde{p}_L \\ q_L &= \bar{q}_L + \tilde{q}_L \end{aligned} \quad (3.15)$$

Sachant que la puissance imaginaire q_L et la puissance réelle oscillatoire $\tilde{p}_L$ ne contribuent pas au transfert d'énergie, alors elles devraient être compensées. Ceci est possible grâce à un filtre actif contrôlé de sorte à générer ces composantes avec un signe opposé, afin de maintenir la puissance à la source constante et égale à $\bar{p}_L$ (figure 3.4), et ceci sans avoir besoin d'une source d'énergie pour le filtre actif [Ak84].

Etant donné que le filtre est contrôlé en courant, alors les courants de références sont déterminés dans le repère $\alpha\beta$ par :

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha}^* \\ i_{c\beta}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\tilde{p}_L + p_{loss} \\ -q_L \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

avec v_α , v_β les tensions au point de raccordement du filtre actif.

Lors de la mise en œuvre, il faut tenir compte des pertes éventuelles dans le filtre actif lui-même. Donc, en plus de $\bar{p}_L$, la source doit fournir une puissance active supplémentaire p_{loss} pour le filtre actif afin de compenser ses pertes. Cette puissance est généralement dictée par la régulation de la tension du bus continu (nous y reviendrons plus tard sur ce point). Finalement, les courants de références dans le plan abc

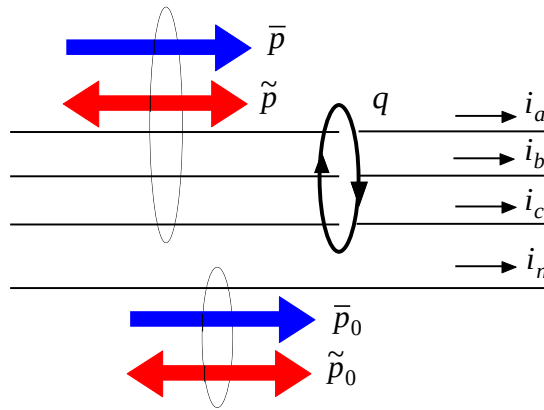


FIGURE 3.5 – Ecoulement des puissances instantanées dans un système à quatre fils.

sont donnés par :

$$\begin{bmatrix} i_{ca}^* \\ i_{cb}^* \\ i_{cc}^* \end{bmatrix} = C_{\alpha\beta}^{-1} \begin{bmatrix} i_{c\alpha}^* \\ i_{c\beta}^* \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

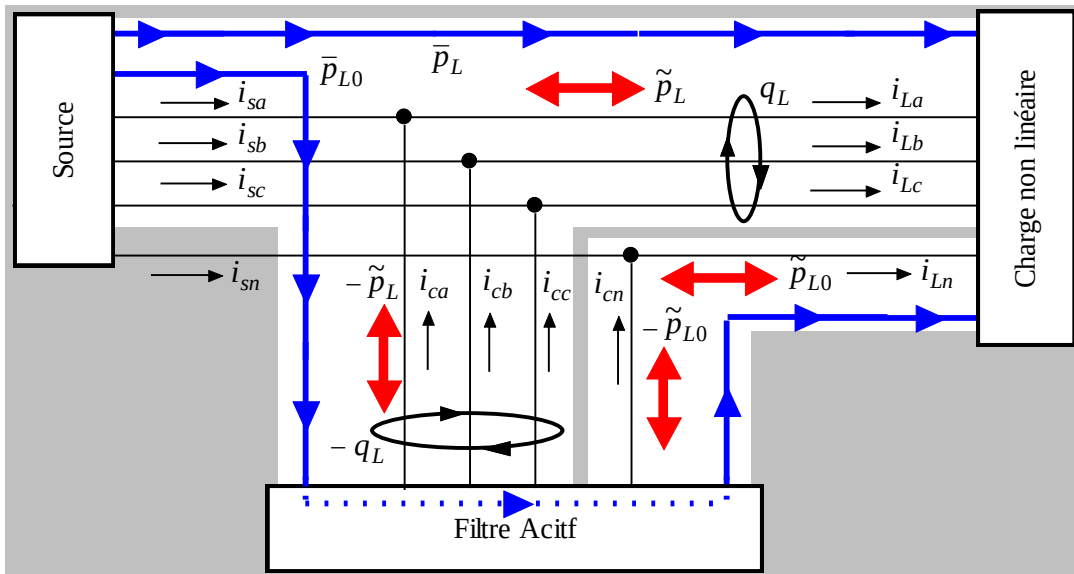


FIGURE 3.6 – Ecoulement des puissances dans un système à quatre fils après compensation des puissances indésirables (cas idéal).

3.2.3 Application au filtrage actif dans un système à quatre fils

Dans un système triphasé à quatre fils, s'il y a présence simultanée de la composante homopolaire dans la tension et le courant, alors il y aura apparition de la puissance homopolaire. Dans ce cas, la définition complète des puissances réelle, imagi-

naire et homopolaire est :

$$\begin{bmatrix} p_0 \\ p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_0 & 0 & 0 \\ 0 & v_\alpha & v_\beta \\ 0 & -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

La puissance triphasée instantanée est toujours donnée par (3.4). Tout comme les puissances réelle et imaginaire, la puissance homopolaire contiendra elle aussi une valeur moyenne et une valeur oscillatoire.

$$p_0 = \bar{p}_0 + \tilde{p}_0 \quad (3.19)$$

Cette puissance peut être considérée comme une puissance réelle supplémentaire mais qui coule à travers le neutre. La figure 3.5 illustre l'écoulement des différentes puissances dans un système à quatre fils, où en plus des puissances déjà vues dans la section précédente, il y a la puissance homopolaire qui circule dans le neutre.

L'application de cette théorie au filtrage actif à quatre fils, reposera toujours sur la compensation des composantes de puissances qui ne véhiculent pas de l'énergie. Ainsi, si la charge absorbe des puissances réelle p_L , imaginaire q_L et homopolaire p_0 , alors les composantes concernées par la compensation seront $\tilde{p}_L$, q_L et $\tilde{p}_{L0}$. La compensation de cette dernière n'était introduite dans la théorie originale, et l'auteur a suggéré un filtre actif muni d'un stockage d'énergie pour y parvenir. En effet, il se trouve que dans la puissance homopolaire, les parties moyenne et oscillatoire sont inséparables, c'est-à-dire, si on est amené à compenser la puissance homopolaire on doit la compenser entièrement [Ar95]. Ceci peut être expliqué par le fait que la puissance homopolaire peut être interprétée comme une puissance monophasée, pour laquelle il n'est pas possible de compenser la partie oscillatoire indépendamment de la partie moyenne. Néanmoins, il est possible de contourner ce problème en forçant le filtre actif à absorber à travers les trois phases, une puissance active équivalente à $\bar{p}_{L0}$, qu'il réinjecte ensuite à travers le neutre, ainsi, il devient possible de compenser $\tilde{p}_{L0}$. Les trois phases à la source sont alors en charge de transférer à la charge toute la puissance active nécessaire ($\bar{p}_L + \bar{p}_{L0}$), cependant l'itinéraire de $\bar{p}_{L0}$ change comme l'explique la figure 3.6.

Tenant compte de la puissance p_{loss} , les courants de références dans le repère $\alpha\beta$ sont alors :

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha}^* \\ i_{c\beta}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\tilde{p}_L + \bar{p}_{L0} + p_{loss} \\ -q_L \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

Finalement, la référence sur l'axe 0 et i_{L0} lui-même en sense inverse, alors les références dans le système abc sont :

$$\begin{bmatrix} i_{ca}^* \\ i_{cb}^* \\ i_{cc}^* \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{\alpha\beta 0}^{-1} \begin{bmatrix} i_{c\alpha}^* \\ i_{c\beta}^* \\ -i_{L0} \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

L'algorithme de contrôle d'un filtre actif à quatre fils par la méthode des puissances instantanées est montré sur la figure 3.7, avec i_{La} , i_{Lb} et i_{Lc} les courants de charge. Le courant I_{dc} indiqué par une flèche en trait discontinu est une composante de courant, nécessaire pour la compensation des déséquilibres éventuels dans le bus continu,

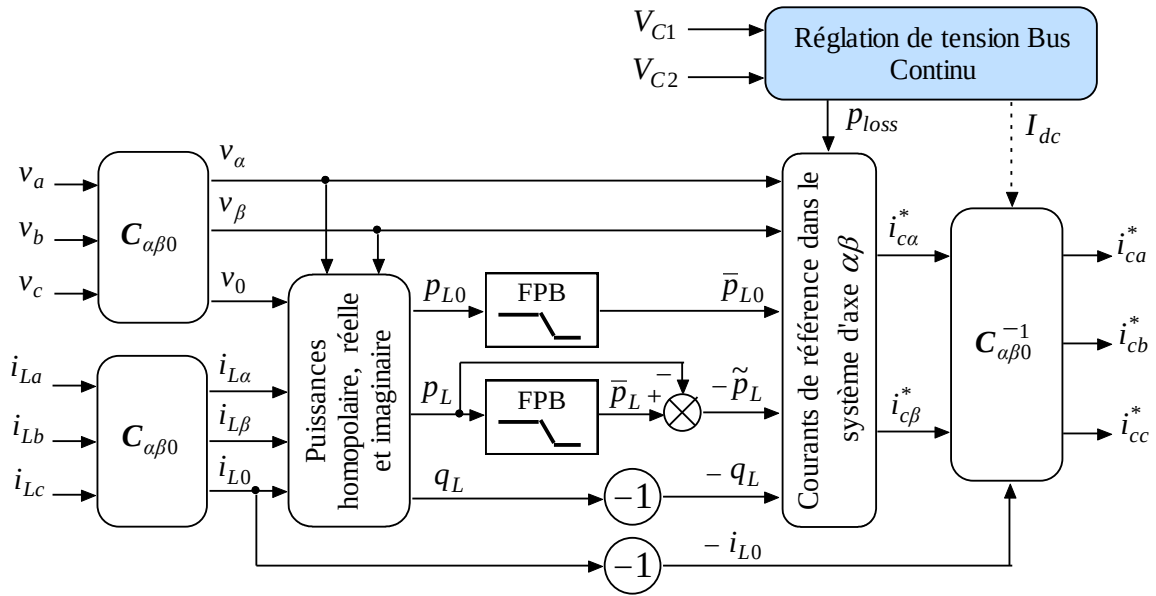


FIGURE 3.7 – Schéma bloc de l'algorithme de contrôle d'un filtre actif à quatre fils à base de la théorie des puissances instantanées $pq0$.

lorsque le filtre actif est basé sur une structure à trois bras, (nous y reviendrons plus tard).

Pour la séparation des composantes $\tilde{p}_L$ et $\bar{p}_{L0}$, un filtre passe bas (FPB) de Butterworth est utilisé. Etant donné que l'efficacité de l'identification en dépend fortement, les paramètres de celui-ci sont ajustés afin d'assurer une réponse et une erreur statiques satisfaisantes. A cet effet, on a opté pour un filtre d'ordre 4 avec une fréquence de coupe de 20 Hz, et pour lequel réponse fréquentielle ainsi que la réponse temporelle sont données sur la figure 3.8. Avec cette stratégie dite à *puissance de source constante*,

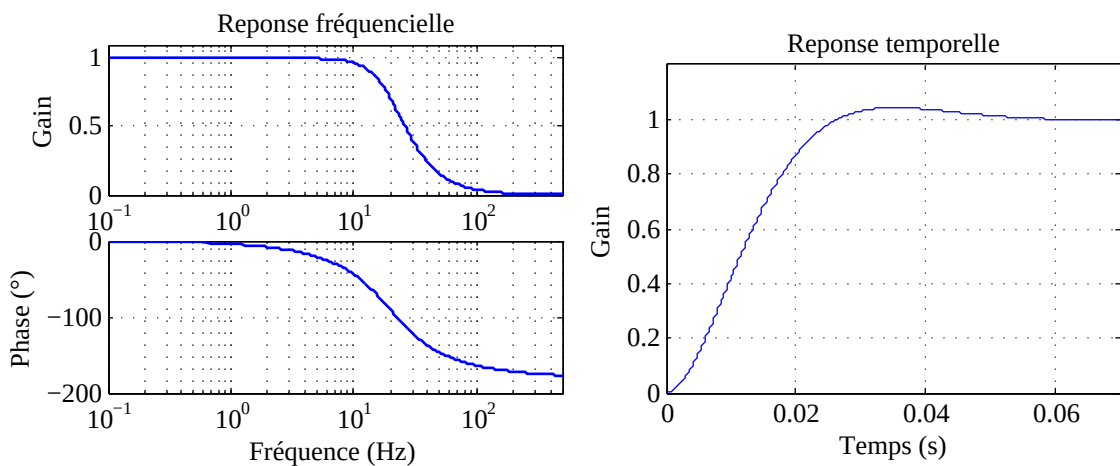


FIGURE 3.8 – Réponse fréquentielle et temporelle du filtre basse pass (FPB).

la puissance à la source reste constante et égale à $\bar{p}_L$ si les tensions v_{abc} sont saines, ou $\bar{p}_L + \bar{p}_{L0}$ si ces tensions sont perturbées, (sans oublier éventuellement les pertes).

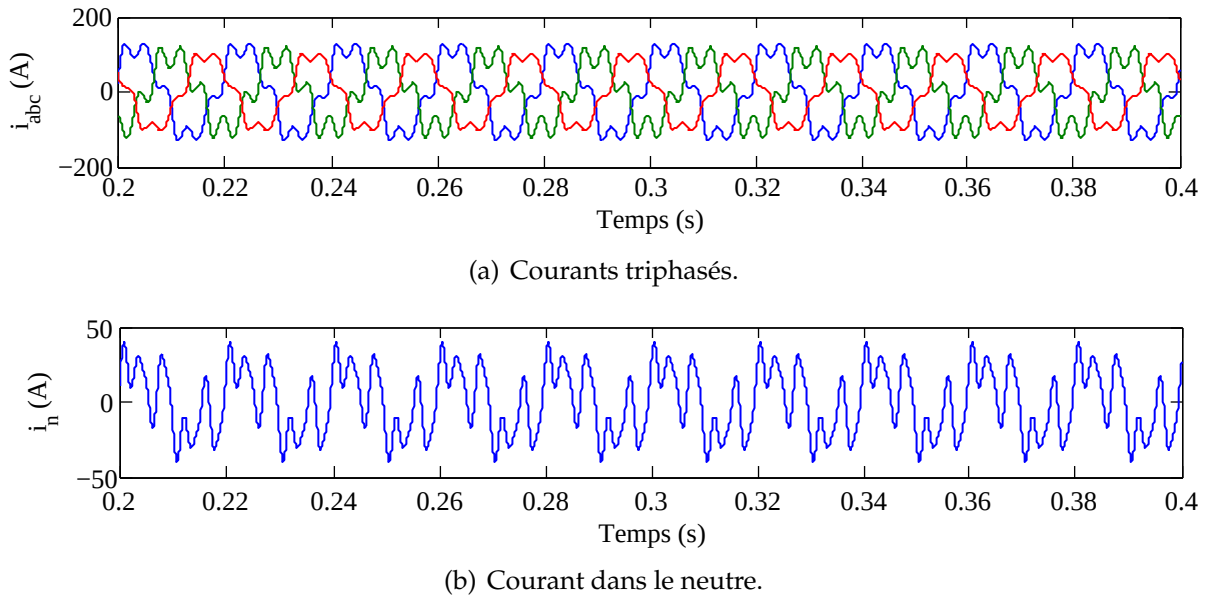


FIGURE 3.9 – Courants triphasés et dans le neutre avant filtrage.

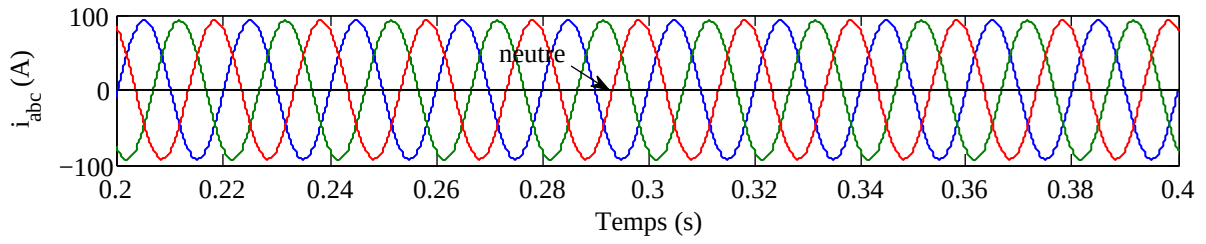
Exemple illustratif

Sur la figure 3.9(a), on a considéré un courant constitué des rangs 1, 3, 5, 7, 9 et 11. La somme des courants triphasés engendre un courant dans le neutre représenté sur la figure 3.9(b). Les courants triphasés et dans le neutre après filtrage sous tensions saines sont montrés sur la figure 3.10(a), où on peut remarquer un très satisfaisant filtrage. La figure 3.10(b) montre on effet que les erreurs d'identification des composantes harmoniques sont nulles on régime permanent. Par ailleurs, la figure 3.10(c) montre effectivement que la puissance réelle instantanée est constante, et que la puissance imaginaire est nulle après filtrage.¹

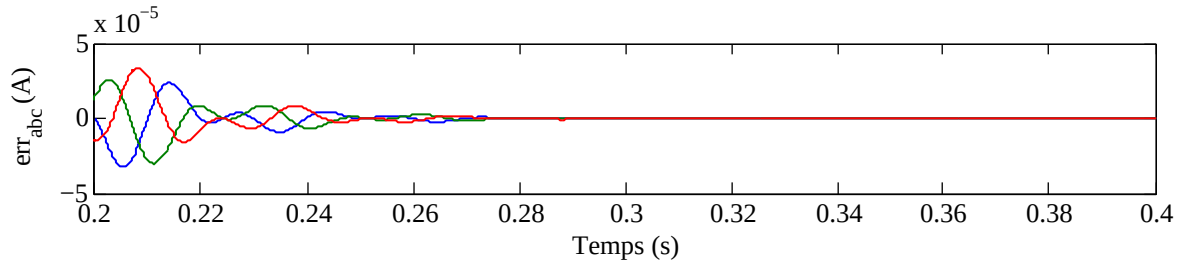
3.3 Théorie des puissances instantanées dans le référentiel pqr

Cette théorie a été introduite par Kim et al [Ki02], dont le principe n'est pas très différent de la la théorie des puissances pq . Cette théorie utilise un référentiel spacial pqr pour exprimer les grandeurs électriques, et extraire les perturbations harmoniques à compenser. L'axe p est aligné sur le vecteur tension, q est un axe situé sur le plan $\alpha\beta$ et orthogonal à p , tandis que r est un axe orthogonal aux deux axes p et q .

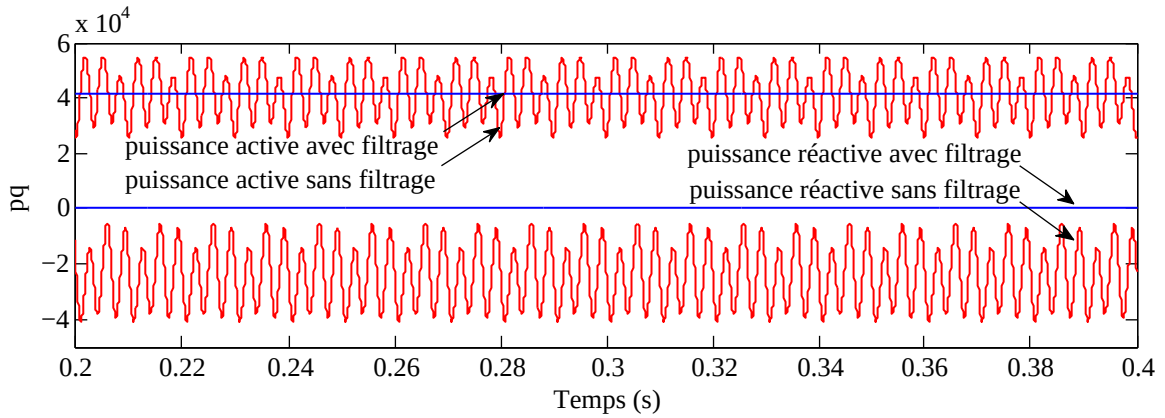
1. Pour cet exemple de simulation, les courants supplémentaires nécessaires pour le contrôle des tensions du bus continu ne sont pas tenus en compte. Il s'agit juste d'une illustration de séparation des harmoniques du courant considéré, autrement dit, il s'agit d'une *identification des courants harmoniques et non pas des courants de références*.



(a) Courants triphasés et dans le neutre après filtrage.



(b) Erreurs d'identification des courants harmoniques.



(c) puissances instantanées avant et après filtrage.

FIGURE 3.10 – Performances de filtrage harmoniques des courants et des puissances par la méthode des puissances instantanées $pq0$ sous tensions saines.

3.3.1 Passage d'un système d'axe $\alpha\beta0$ au système d'axe pqr .

Si nous supposons un vecteur de tension dans le repère $\alpha\beta0$ donné par :

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta0} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

alors, on peut définir le vecteur unité sur l'axe p , qui est dans la même direction que le vecteur tension comme suit :

$$\mathbf{v}_{up} = \frac{1}{v_{\alpha\beta0}} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix}, \quad \text{avec} \quad v_{\alpha\beta0} = \sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2 + v_0^2} \quad (3.23)$$

Tout vecteur unité sur le plan $\alpha\beta$, qui est orthogonal à $\mathbf{v}_{up}$ sera donné par :

$$\mathbf{v}_{uq} = \frac{1}{v_{\alpha\beta}} \begin{bmatrix} -v_\beta \\ v_\alpha \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \text{avec} \quad v_{\alpha\beta} = \sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \quad (3.24)$$

Ainsi, si $\mathbf{v}_{uq}$ est le vecteur unité sur l'axe q , alors le vecteur unité sur l'axe r satisfait la relation :

$$\mathbf{v}_{ur} = \mathbf{v}_{up} \times \mathbf{v}_{uq} \quad (3.25)$$

Par conséquent :

$$\mathbf{v}_{ur} = \frac{1}{v_{\alpha\beta 0}} \begin{bmatrix} \frac{-v_0 v_\alpha}{v_{\alpha\beta}} \\ \frac{-v_0 v_\beta}{v_{\alpha\beta}} \\ v_{\alpha\beta} \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

Après avoir défini tous les vecteurs unités sur les axes p, q et r , il est possible de projeter tous les vecteurs sur ces vecteurs unités. Ainsi, si on suppose le vecteur courant donné dans le système $\alpha\beta 0$ par :

$$\mathbf{i}_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

alors les projections sur les axes p, q et r , notées respectivement par i_p, i_q et i_r seront données par :

$$\mathbf{i}_{pqr} = \begin{bmatrix} i_p \\ i_q \\ i_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (\mathbf{u}_{up} \cdot \mathbf{i}_{\alpha\beta 0}) \mathbf{u}_{up} \\ (\mathbf{u}_{uq} \cdot \mathbf{i}_{\alpha\beta 0}) \mathbf{u}_{uq} \\ (\mathbf{u}_{ur} \cdot \mathbf{i}_{\alpha\beta 0}) \mathbf{u}_{ur} \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

Ainsi, dès équations (3.23), (3.24), (3.26) et (3.27), on peut écrire l'équation (3.28) sous forme scalaire comme suit :

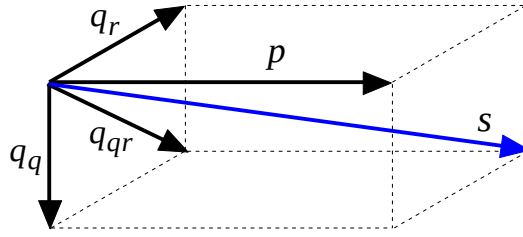
$$\begin{bmatrix} i_p \\ i_q \\ i_r \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{\alpha\beta 0}} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta & v_0 \\ \frac{-v_{\alpha\beta 0} v_\beta}{v_{\alpha\beta}} & \frac{v_{\alpha\beta 0} v_\alpha}{v_{\alpha\beta}} & 0 \\ \frac{-v_0 v_\alpha}{v_{\alpha\beta}} & \frac{-v_0 v_\beta}{v_{\alpha\beta}} & v_{\alpha\beta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

On trouve ainsi, les matrices de passage du système d'axe $\alpha\beta 0$ vers pqr et inversement. Ces matrices sont données respectivement par :

$$\mathbf{T} = \frac{1}{v_{\alpha\beta 0}} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta & v_0 \\ \frac{-v_{\alpha\beta 0} v_\beta}{v_{\alpha\beta}} & \frac{v_{\alpha\beta 0} v_\alpha}{v_{\alpha\beta}} & 0 \\ \frac{-v_0 v_\alpha}{v_{\alpha\beta}} & \frac{-v_0 v_\beta}{v_{\alpha\beta}} & v_{\alpha\beta} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{T}^{-1} = \frac{1}{v_{\alpha\beta 0}} \begin{bmatrix} v_\alpha & \frac{-v_{\alpha\beta 0} v_\beta}{v_{\alpha\beta}} & \frac{-v_0 v_\alpha}{v_{\alpha\beta}} \\ v_\beta & \frac{v_{\alpha\beta 0} v_\alpha}{v_{\alpha\beta}} & \frac{-v_0 v_\beta}{v_{\alpha\beta}} \\ v_0 & 0 & v_{\alpha\beta} \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

Par ailleurs les projections du vecteur tension sur les vecteurs unités notées respectivement $\mathbf{v}_p, \mathbf{v}_q$ et $\mathbf{v}_r$ sont déduites de la même manière par :

$$\mathbf{v}_{pqr} = \begin{bmatrix} \mathbf{v}_p \\ \mathbf{v}_q \\ \mathbf{v}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (\mathbf{u}_{up} \cdot \mathbf{v}_{\alpha\beta 0}) \mathbf{u}_{up} \\ (\mathbf{u}_{uq} \cdot \mathbf{v}_{\alpha\beta 0}) \mathbf{u}_{uq} \\ (\mathbf{u}_{ur} \cdot \mathbf{v}_{\alpha\beta 0}) \mathbf{u}_{ur} \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

FIGURE 3.11 – Diagramme des puissances dans le référentiel pqr .

Ce qui donne en forme scalaire :

$$\begin{bmatrix} v_p \\ v_q \\ v_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{\alpha\beta 0} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

3.3.2 Puissances instantanées sur les axes pqr

Les définitions des puissances active et réactive dans le référentiel pqr sont données respectivement par :

$$p = \mathbf{v}_p \cdot \mathbf{i}_p = v_p i_p \quad (3.33)$$

et

$$q_{pqr} = \mathbf{v}_{pqr} \times \mathbf{i}_{pqr} = \begin{bmatrix} 0 \\ -v_p i_r \\ v_p i_q \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

Ces deux équations peuvent être arrangées sous forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} p \\ q_r \\ q_q \end{bmatrix} = v_p \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_p \\ i_q \\ i_r \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

avec q_r , la puissance réactive sur l'axe q et q_q , la puissance réactive sur l'axe r comme représenté sur la figure 3.11. Il est possible aussi d'exprimer les courants en fonction des puissances en inversant l'équation (3.35) :

$$\begin{bmatrix} i_p \\ i_q \\ i_r \end{bmatrix} = \frac{1}{v_p} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q_r \\ q_q \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

3.3.3 Applications au filtrage actif dans un système à quatre fils

Le choix des composantes à compenser prend en compte deux objectifs, à savoir des courants de source sinusoïdaux et équilibrés ainsi que l'élimination du courant dans

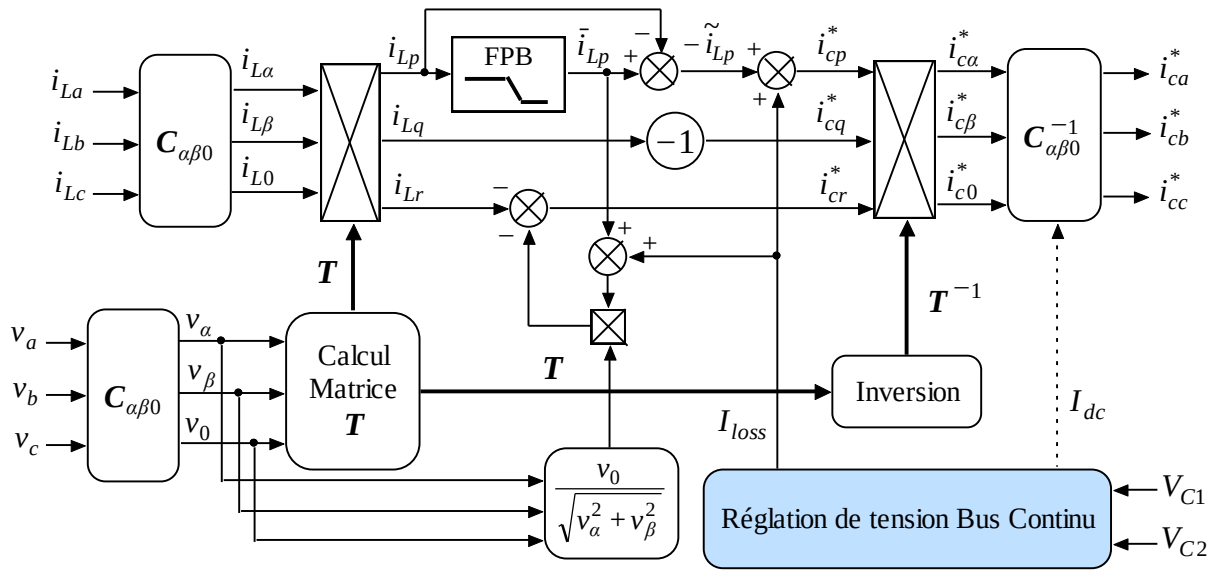


FIGURE 3.12 – Schéma bloc de l'algorithme de contrôle d'un filtre actif à quatre fils à base de la théorie pqr .

le neutre. Lorsque les courants triphasés de charge i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} se trouvent perturbés, les courants dans le référentiel pqr contiendront des parties continues et des parties oscillatoires.

$$\begin{aligned} i_{Lp} &= \bar{i}_{Lp} + \tilde{i}_{Lp} \\ i_{Lq} &= \bar{i}_{Lq} + \tilde{i}_{Lq} \\ i_{Lr} &= \bar{i}_{Lr} + \tilde{i}_{Lr} \end{aligned} \quad (3.37)$$

Si parmi ces composantes, seule $\bar{i}_{Lp}$ est autorisée à la source (plus éventuellement un courant actif supplémentaire I_{loss} pour la compensation des pertes dans le filtre actif), alors les références sur les axes pqr sont respectivement $-\bar{i}_{Lp} + I_{loss}$, $-\bar{i}_{Lq}$ et $-\bar{i}_{Lr}$. Cependant, pour l'élimination du courant dans le neutre, on peut remarquer d'après l'équation (3.29) que le courant i_{s0} côté source s'écrira :

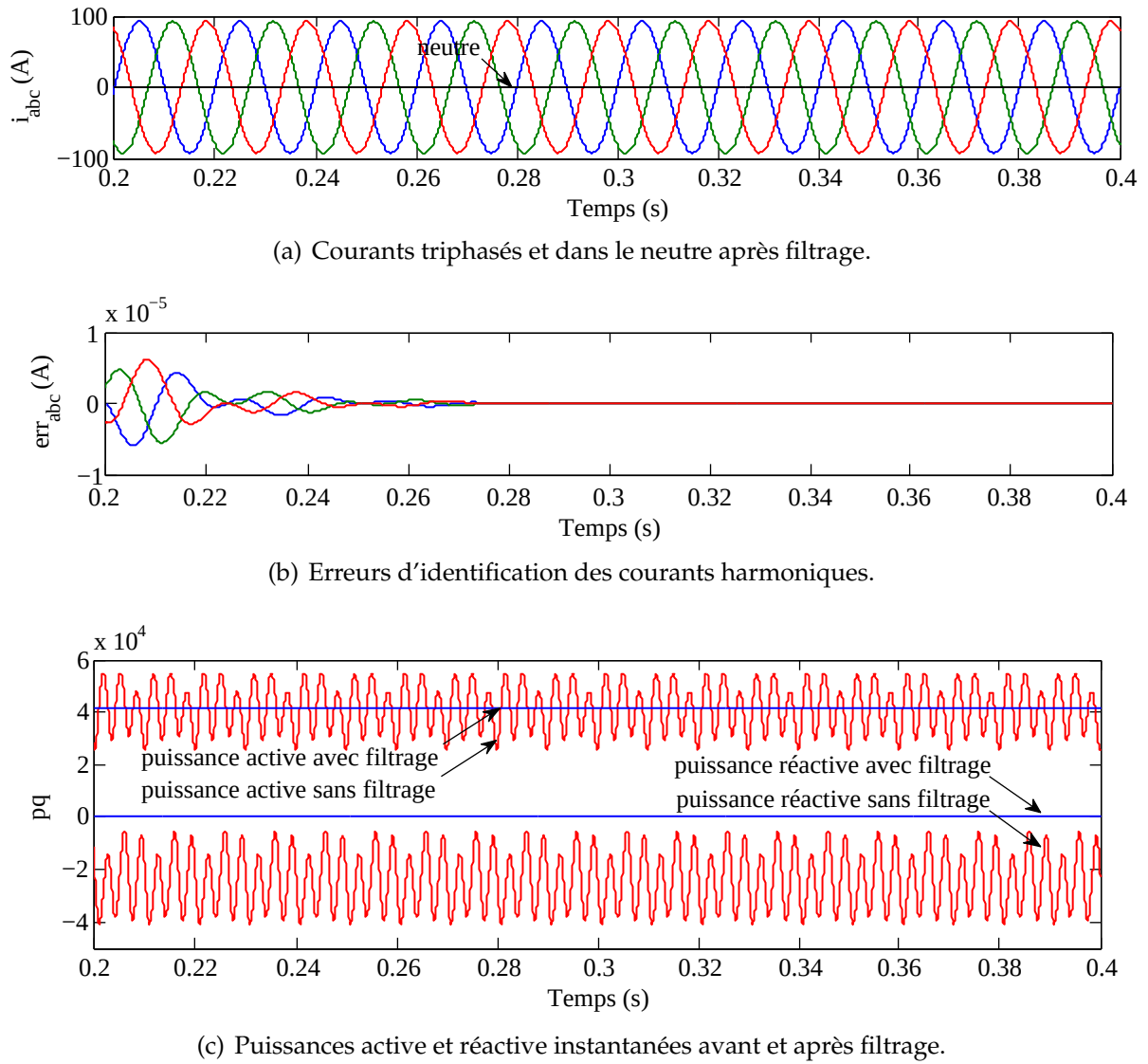
$$i_{s0} = \frac{1}{v_p} (v_0 i_{sp} + v_{\alpha\beta} i_{sr}) \quad (3.38)$$

Cette équation montre qu'il est possible de forcer le vecteur courant à se situer sur le plan $\alpha\beta$, c'est-à-dire annuler i_{s0} en satisfaisant la condition :

$$i_{sr} = -\frac{v_0}{v_{\alpha\beta}} (\bar{i}_{Lp} + I_{loss}) \quad (3.39)$$

Ceci dit que pour l'élimination du courant dans le neutre, il faut que la référence sur l'axe r soit modifiée par cette quantité. Ainsi, les courants de références dans le référentiel pqr :

$$\begin{aligned} i_{cp}^* &= -\bar{i}_{Lp} + I_{loss} \\ i_{cq}^* &= -\bar{i}_{Lq} \\ i_{cr}^* &= -\bar{i}_{Lr} - \frac{v_0}{v_{\alpha\beta}} (\bar{i}_{Lp} + I_{loss}) \end{aligned} \quad (3.40)$$

FIGURE 3.13 – Performances de la methode pqr sous tensions saines.

et les courants de références sur les axes $\alpha\beta 0$ et abc sont :

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha}^* \\ i_{c\beta}^* \\ i_{c0}^* \end{bmatrix} = \mathbf{T}^{-1} \begin{bmatrix} i_{cp}^* \\ i_{cq}^* \\ i_{cr}^* \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} i_{ca}^* \\ i_{cb}^* \\ i_{cc}^* \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{\alpha\beta 0}^{-1} \begin{bmatrix} i_{c\alpha}^* \\ i_{c\beta}^* \\ i_{c0}^* \end{bmatrix} \quad (3.41)$$

L'algorithme complet d'identification des courants de références par la théorie pqr est schématisé sur la figure 3.12.

Les performances de cette méthode sont testées sur le même exemple précédent. On peut remarquer d'après la figure 3.13 que sous tensions saines, il n'y a pas de différence par rapport à la méthode des puissances instantanées $pq0$.

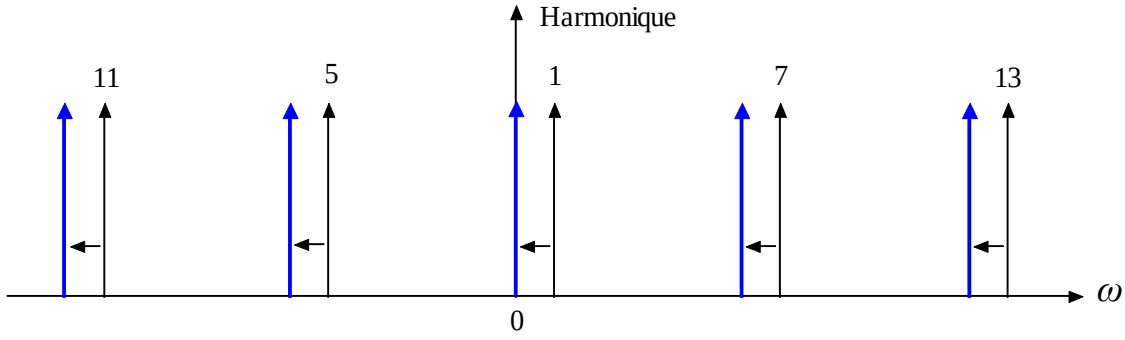


FIGURE 3.14 – Effet de rotation du repère sur le spectre.

3.4 Méthode des courants dans le référentiel synchrone

Comme nous allons le voir, les théories $pq0$ et pqr ne permettent des courants sinusoïdaux que sous tensions saines. La méthode dite du référentiel synchrone ou tout simplement méthode synchrone est proposée dans [Bh91], et utilisée après pour des systèmes à quatre fils [Li92] [Be05], peut être plus adaptée pour un objectif de courants sinusoïdaux, notamment sous tensions perturbées. Nous allons développer dans cette section, l'application de cette méthode au contrôle du filtre actif étudié pour permettre à la fois des courants sinusoïdaux et un équilibre des puissances. Le principe de cette méthode consiste à transformer les courants triphasés dans un repère tournant en utilisant la transformée de Park, avec le même effet d'écart entre le fondamental et les harmoniques. En effet, les courants sont composés d'une composante continue (liée aux fondamentaux), et une composante alternative (liée aux harmoniques), qui peuvent être séparées par filtrage. Si cette condition est remplie, l'effet de rotation du repère sur le spectre de courant sera la translation des harmoniques d'une pulsation égale à la vitesse de rotation ($\hat{\omega}_d$) du repère tournant (figure 3.14). Le spectre de courant en repère tournant sera alors identique à celui des puissances en repère fixe avec des tensions parfaites.

Le passage des courants de charge du repère fixe $\alpha\beta$ vers le repère tournant dq est donné par :

$$\begin{bmatrix} i_{Ld} \\ i_{Lq} \end{bmatrix} = \mathbf{P}(\hat{\theta}_d) \begin{bmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{bmatrix}, \quad \text{avec} \quad \mathbf{P}(\hat{\theta}_d) = \begin{bmatrix} \sin(\hat{\theta}_d) & -\cos(\hat{\theta}_d) \\ \cos(\hat{\theta}_d) & \sin(\hat{\theta}_d) \end{bmatrix} \quad (3.42)$$

avec $\hat{\theta}_d$, l'angle de rotation instantané déterminé généralement par une *boucle à verrouillage de phase* (Phase Locked Loop, PLL).

Si les courants sont perturbés, alors les composantes directe et en quadrature contiendront des parties constantes ($\bar{i}_{Ld}$, $\bar{i}_{Lq}$) et oscillatoires ($\tilde{i}_{Ld}$, $\tilde{i}_{Lq}$). Le choix des composantes à éliminer dépendra une autre fois de l'objectif de compensation. Si l'objectif est de compenser les puissances non actives, alors il faudra éliminer la puissance imaginaire à la source. De plus pour l'annulation du courant dans le neutre à la source, il faut tenir compte de la puissance homopolaire. Les puissances réelle et imaginaire instantanées sont invariantes par rapport à une transformation de coordonnées, et elles

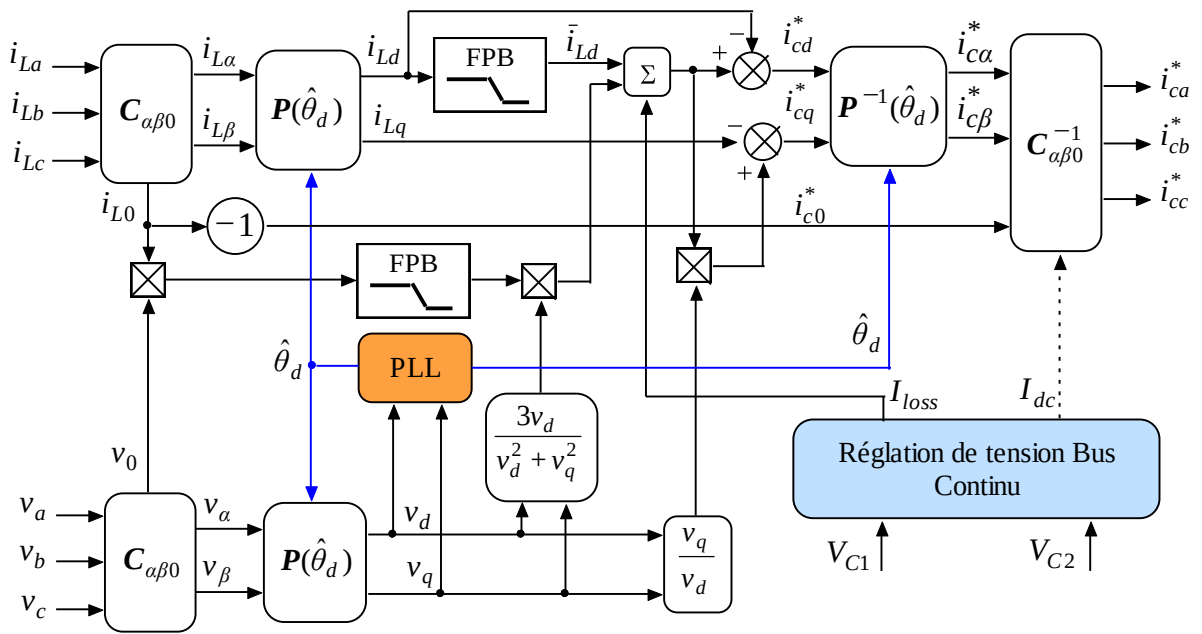


FIGURE 3.15 – Algorithme de contrôle d’une filtre actif à quatre fils par les courants dans le référentiel synchrone.

sont données dans le repère de Park par :

$$\begin{aligned} p &= v_d i_d + v_q i_q \\ q &= -v_q i_d + v_d i_q \end{aligned} \quad (3.43)$$

La puissance instantanée triphasée est donnée par :

$$p_{3\varphi} = v_d i_d + v_q i_q + v_0 i_0 \quad (3.44)$$

Le cas idéal est d’assurer un courant de source composé uniquement de $\bar{i}_{Ld}$, et un courant en quadrature qui est nulle, alors les courants de références sur les axes d et q seront respectivement $-\bar{i}_{Ld}$ et $-i_{Lq}$. Cependant, on remarque d’après la seconde équation dans (3.43) que si les tensions ne sont pas parfaites, il n’est pas possible d’annuler correctement la puissance imaginaire. D’après cette équation, pour assurer une puissance imaginaire nulle à la source il faut que le courant en quadrature à la source soit :

$$i_{sq} = \frac{v_q}{v_d} i_{sd} \quad (3.45)$$

Le courant sur l’axe direct i_{sd} , est composé de $\bar{i}_{Ld}$ sans oublier le courant I_{loss} ainsi qu’un courant supplémentaire $i_{\bar{p}_{L0}}$ qui tient compte de la compensation de la puissance homopolaire. Pour ce dernier, on peut remarquer d’après l’équation (3.44), tenant compte de la première équation dans (3.43) qu’il faut un courant équivalent donné par :

$$i_{\bar{p}_{L0}} = 3\bar{p}_{L0} \frac{v_d}{v_d^2 + v_q^2} \quad (3.46)$$

Ainsi, les courants de références direct et en quadrature sont donnés par :

$$\begin{aligned} i_{cd}^* &= -\tilde{i}_{Ld} + 3\bar{p}_{L0} \frac{v_d}{v_d^2 + v_q^2} + I_{loss} \\ i_{cq}^* &= -i_{Lq} + \left(\frac{v_q}{v_d} \right) \left(\tilde{i}_{Ld} + 3\bar{p}_{L0} \frac{v_d}{v_d^2 + v_q^2} + I_{loss} \right) \end{aligned} \quad (3.47)$$

Finalement les courants de références dans les systèmes $\alpha\beta$ et abc sont :

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha}^* \\ i_{c\beta}^* \end{bmatrix} = \mathbf{P}(\hat{\theta}_d)^{-1} \begin{bmatrix} i_{cd}^* \\ i_{cq}^* \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} i_{ca}^* \\ i_{cb}^* \\ i_{cc}^* \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{\alpha\beta 0}^{-1} \begin{bmatrix} i_{c\alpha}^* \\ i_{c\beta}^* \\ -i_{L0} \end{bmatrix} \quad (3.48)$$

avec

$$\mathbf{P}(\hat{\theta}_d)^{-1} = \begin{bmatrix} \sin(\hat{\theta}_d) & \cos(\hat{\theta}_d) \\ -\cos(\hat{\theta}_d) & \sin(\hat{\theta}_d) \end{bmatrix} \quad (3.49)$$

L'algorithme de contrôle par les courants dans le référentiel synchrone est donné sur la figure 3.15.

Les résultats de simulation par cette méthode, sous tensions saines sont montrés sur la figure 3.16 où on peut observer d'excellentes performances.

3.5 Fonctionnement sous tensions perturbées

Les testes effectués pour les différentes méthodes sous tensions saines ont montré des résultats satisfaisants et similaires. Pour étendre cette comparaison pour le cas d'un fonctionnement sous tensions perturbées, nous allons considérer ci-après deux cas fréquents de perturbation sur les tensions, à savoir les déséquilibres et les distorsions harmoniques.

3.5.1 Sous tensions déséquilibrées

Un déséquilibre volontaire a été provoqué dans les tensions v_a , v_b et v_c , en faisant chuter v_a de 300 à 240 V, ce qui engendre une composante inverse à la fréquence $(-2\omega_1)$ dans la tension et ainsi un déséquilibre d'environ 7%.

La figure 3.17 montre les courants triphasés après filtrage par les différentes méthodes. On peut remarquer que la méthode des puissances instantanées $pq0$ est très sensible à cette perturbation sur les tensions, comparativement aux autres méthodes. Le courant du neutre n'est pas représenté, car rappelons le, son annulation reste garantie dans tous les cas.

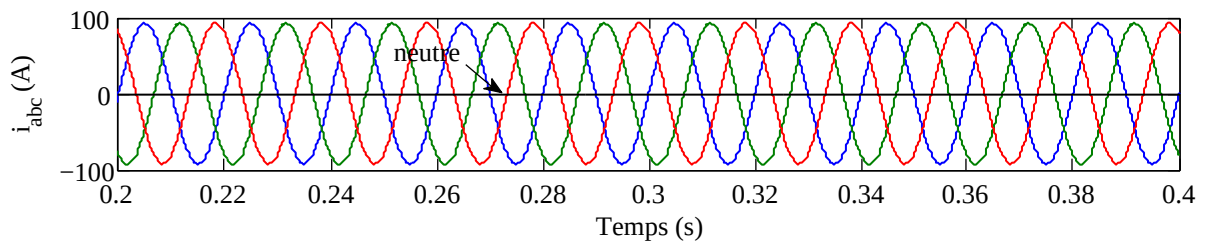
Les erreurs d'identifications des courants harmoniques pour les trois phases sont montrées sur la figure 3.18, où nous pouvons voir que les méthodes pqr et synchrone identifient mieux les harmoniques dans ce cas.

Néanmoins, pour ce qui est de la puissance, la supériorité de la méthode $pq0$ est incontestable comme le montre la figure 3.19. La puissance imaginaire n'est pas représentée, car elle est éliminée par toutes les méthodes.

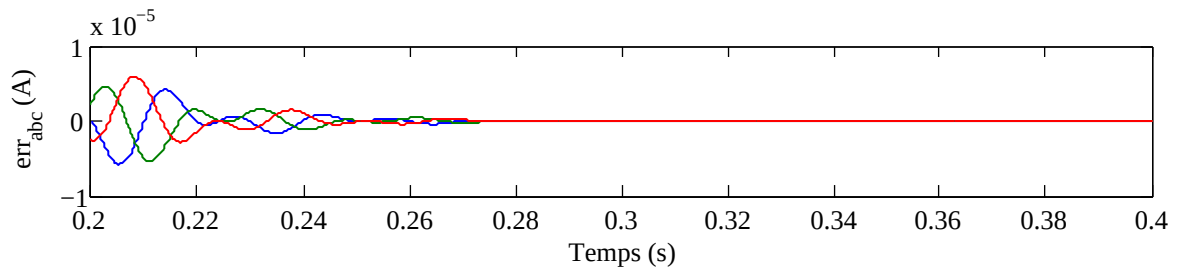
3.5.2 Sous tensions harmoniques

Aux tensions fondamentales équilibrées, sont superposés les harmoniques 3 d'amplitude 20 V, et 5 d'amplitude 25 V, soit un taux de distorsion d'environ 10%. Une fois encore on peut remarquer que les méthodes *pqr* et synchrone sont meilleures pour le filtrage des courants harmoniques sous tensions non sinusoïdales (figure 3.20 et figure 3.21). Pour les puissances, la méthode des puissances instantanées reste la meilleure pour le filtrage des puissances (figure 3.22), bien que la puissance imaginaire est éliminée par toutes les méthodes.

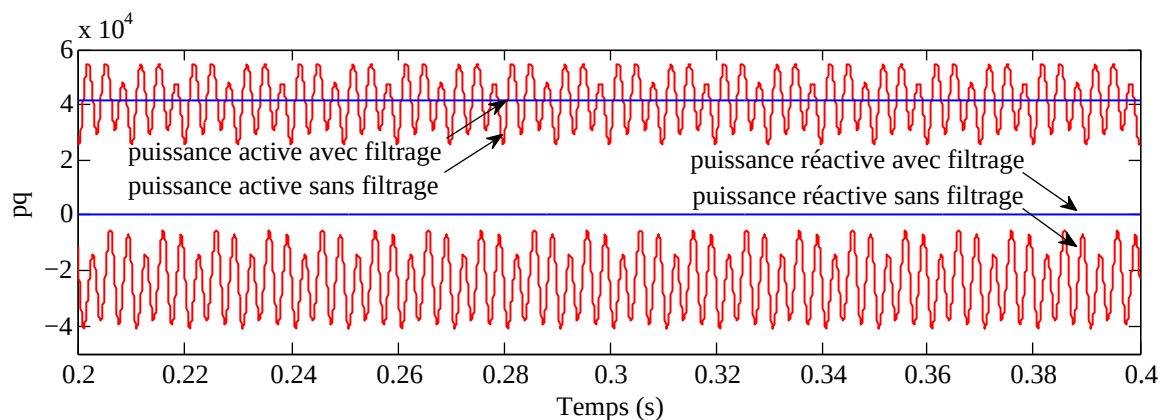
Finalement, le tableau 3.1 donne un récapitulatif de la comparaison des trois méthodes sous tensions perturbées.



(a) Courants triphasés et dans le neutre après filtrage.



(b) Erreurs d'identification des courants harmoniques.



(c) Puissances active et réactive instantanées avant et après filtrage.

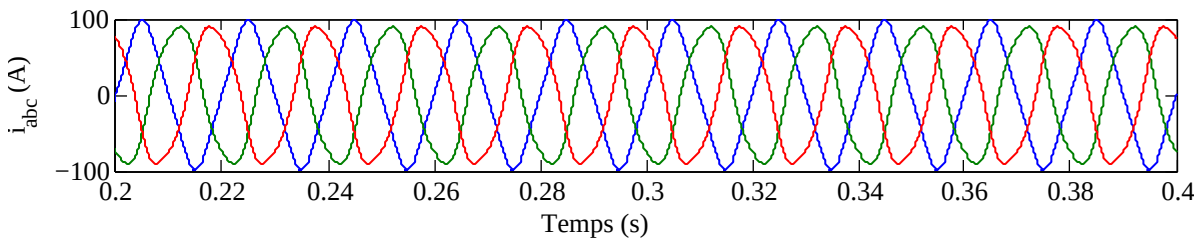
FIGURE 3.16 – Performances de la methode synchrone sous tensions saines.

3.5.3 Amélioration de l'identification sous tensions perturbées

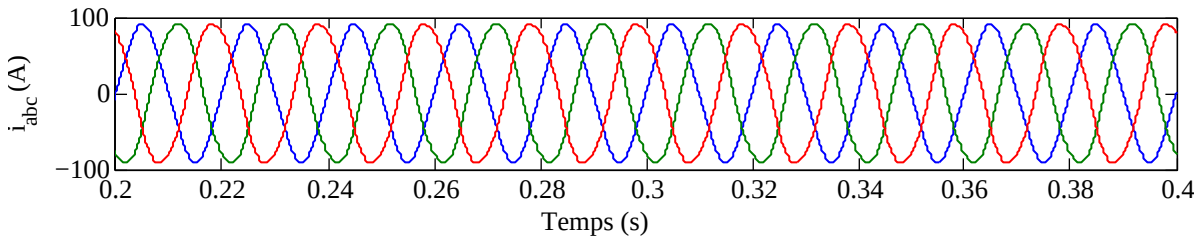
Les résultats de simulation sous tensions perturbées montrent que les trois méthodes sont plus au moins sensibles à l'état des tensions. Par ailleurs, nous avons vu que sous tensions saines, les performances de ces méthodes ont été satisfaisantes en terme de filtrage des courants. Par conséquent, il est possible d'obtenir ces performances même sous tensions perturbées, et ceci par identification de la séquence directe fondamentale $\bar{v}_d$ des tensions perturbées (problème traité dans la section suivante). Une fois $\bar{v}_d$ est identifiée, cette tension sera utilisée comme entrée dans les différents algorithmes.

Méthode $pq0$

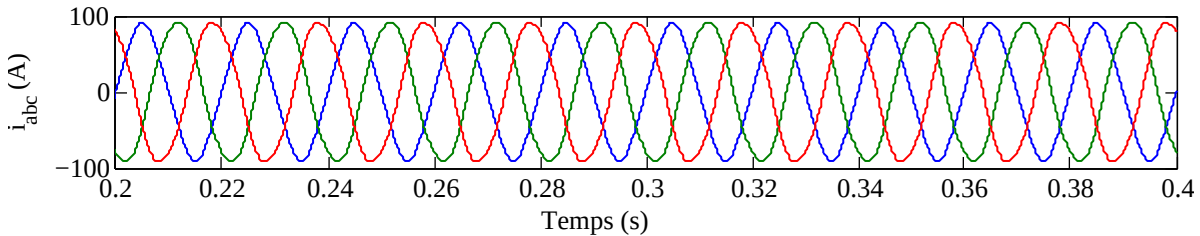
Par la méthode des puissances instantanées, on identifie les courants harmoniques qui ne véhiculent pas la puissance active. Ainsi, en cas de tensions perturbées, il peut y avoir des coïncidences entre des harmoniques de tension et de courant ayant les mêmes séquences et les mêmes fréquences, qui est synonyme d'un transfert de puissance à travers ces harmoniques (voir section 1.4.4), et par conséquent, ils ne seront



(a) Méthode des puissances instantanées.



(b) Méthode des courants dans le référentiel pqr .



(c) Méthode synchrone.

FIGURE 3.17 – Courants triphasés pour les différentes méthodes après filtrages sous tensions déséquilibrées.

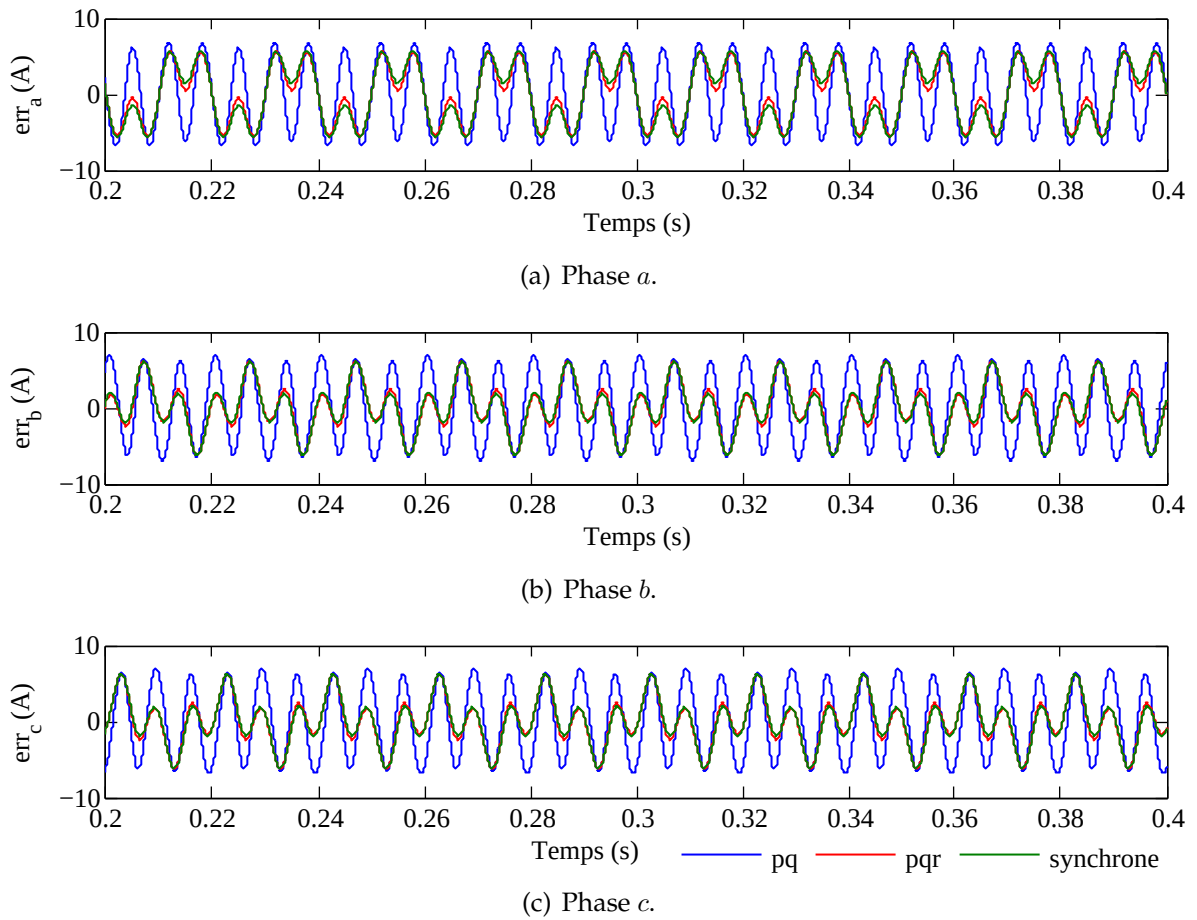


FIGURE 3.18 – Erreurs d'identification par les différentes méthodes sous tensions déséquilibrées.

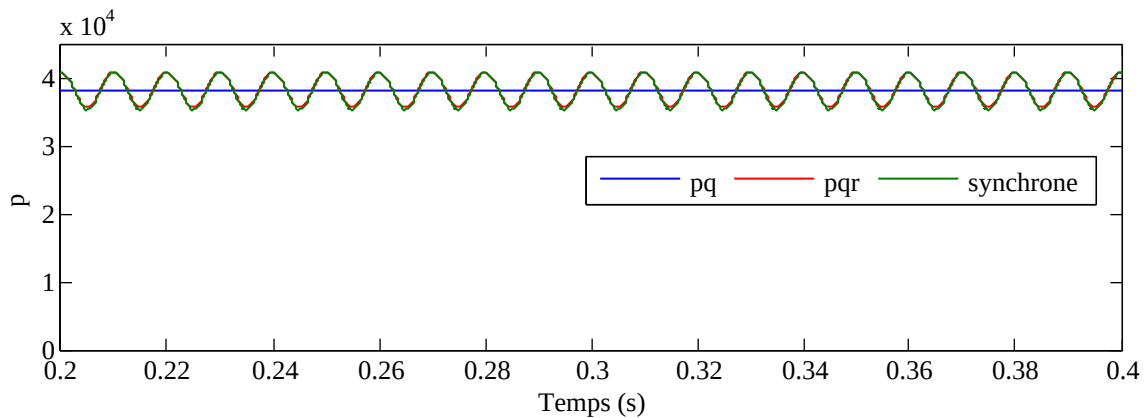


FIGURE 3.19 – Puissance active instantanée après filtrage sous tensions déséquilibrées.

pas perçus comme perturbateurs par l'algorithme, et circuleront naturellement même après filtrage.

Avec identification de la séquence directe fondamentale dont les composantes dans le plan $\alpha\beta$, qu'on note par $v_{\alpha d}$ et $v_{\beta d}$ seront utilisées comme entrées dans l'algorithme

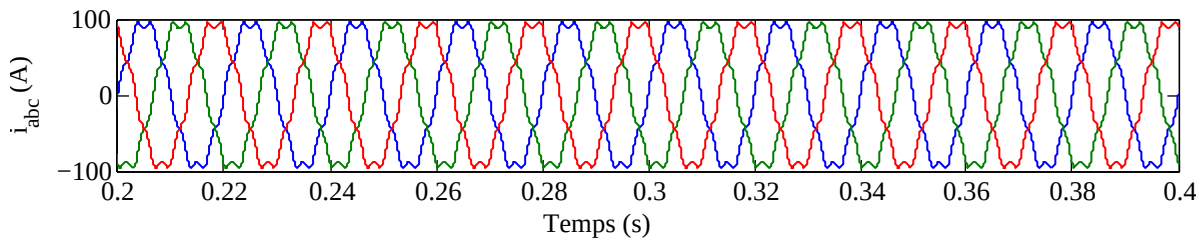
$pq0$ de la figure 3.7. Ainsi, les puissances réelle et imaginaire calculées ne sont plus les puissances de charge p_L et q_L mais plutôt des puissances réelle et imaginaire notées p et q , que la charge absorberait sous tensions saines, donc contiendrons l'information exacte sur le contenu harmonique des courants. Dans ce cas l'équation (3.20) devient :

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha}^* \\ i_{c\beta}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{\alpha d}^2 + v_{\beta d}^2} \begin{bmatrix} v_{\alpha d} & -v_{\beta d} \\ v_{\beta d} & v_{\alpha d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\tilde{p} + \bar{p}_{L0} + p_{loss} \\ -q \end{bmatrix} \quad (3.50)$$

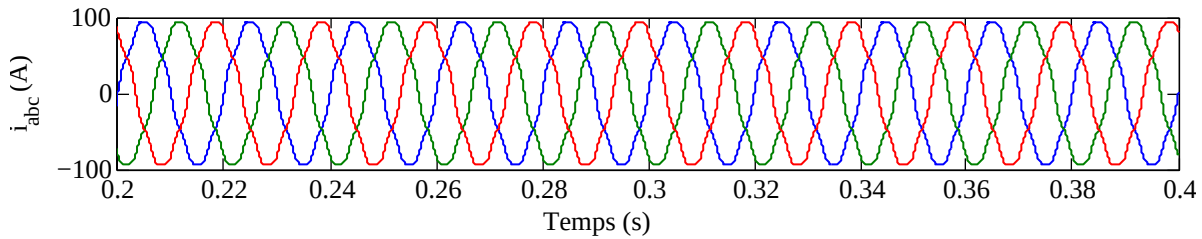
Où p et q sont données par :

$$\begin{aligned} p &= v_{\alpha d} i_{L\alpha} + v_{\beta d} i_{L\beta} \\ q &= -v_{\beta d} i_{L\alpha} + v_{\alpha d} i_{L\beta} \end{aligned} \quad (3.51)$$

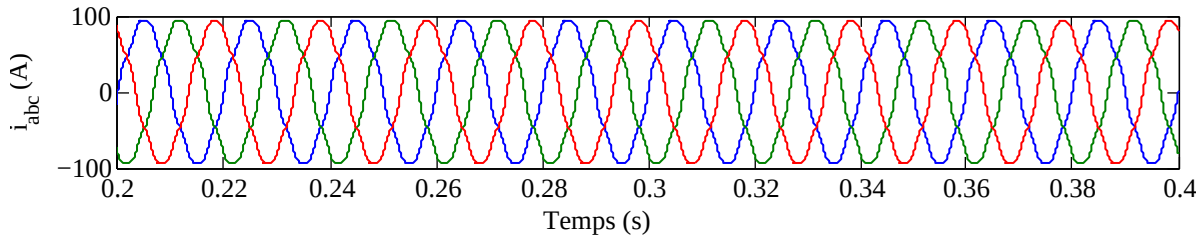
Par conséquent, le schéma bloc de la figure 3.7 est modifié comme sur la figure 3.23, où le sous bloc Système PLL représente l'algorithme d'identification de la séquence directe fondamentale des tensions, présenté en détail dans la prochaine section.



(a) Méthode des puissances instantanées.



(b) Méthode des courants dans le référentiel pqr .



(c) Méthode synchrone.

FIGURE 3.20 – Courants triphasés pour les différentes méthodes après filtrages sous tensions harmoniques.

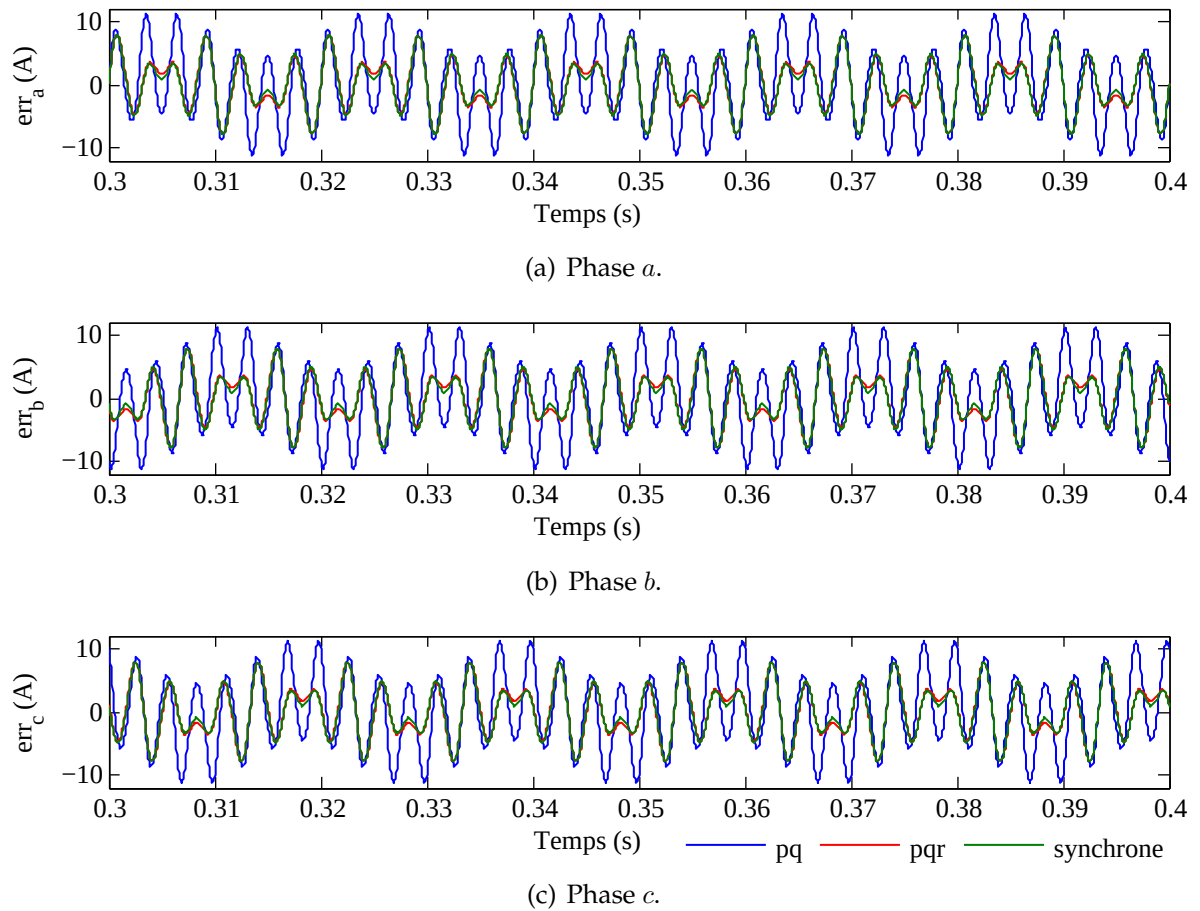


FIGURE 3.21 – Erreurs d'identification par les différentes méthodes sous tensions harmoniques.

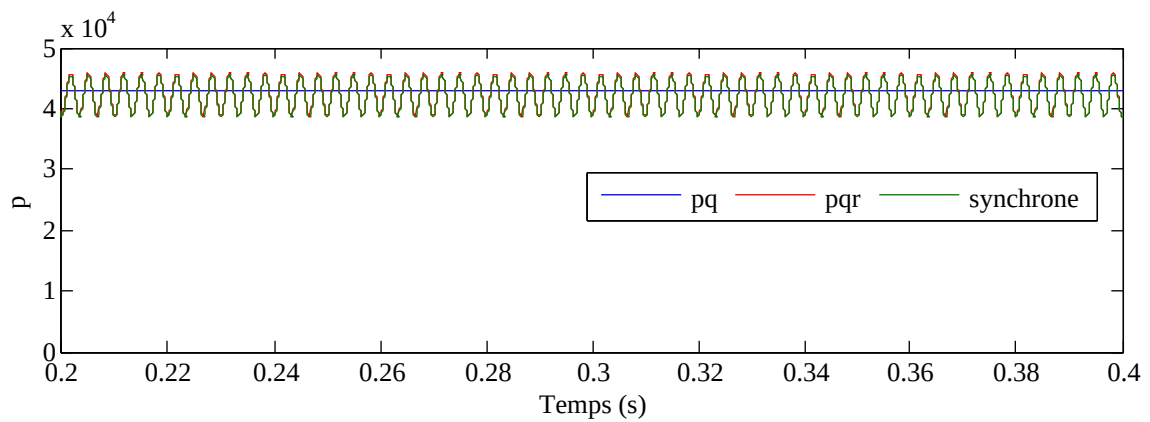


FIGURE 3.22 – Puissance active instantanée après filtrage sous tensions harmoniques.

THD (%) et amplitude fondamentale (A) des courants								
	Sans filtrage		Avec filtrage sous tensions déséquilibrées					
	THD(%)	I_1	méthode pq		méthode pqr		méthode synchrone	
	THD(%)	I_1	THD(%)	I_1	THD(%)	I_1	THD(%)	I_1
phase- a	25.65	120.3	07.41	91.68	03.96	91.51	03.64	91.20
phase- b	40.54	100.0	07.34	91.80	03.78	93.39	03.56	93.32
phase- c	21.03	100.0	07.33	91.80	03.78	93.39	03.56	93.32
Neutre	115.41	11.64	–	–	–	–	–	–
	Sans filtrage		Avec filtrage sous tensions harmoniques					
	THD(%)	I_1	méthode pq		méthode pqr		méthode synchrone	
	THD(%)	I_1	THD(%)	I_1	THD(%)	I_1	THD(%)	I_1
phase- a	25.65	120.3	09.31	95.36	05.81	93.91	04.94	92.52
phase- b	40.54	100.0	09.33	95.52	05.88	94.03	04.98	92.65
phase- c	21.03	100.0	09.34	95.52	05.88	94.03	04.97	92.65
Neutre	115.41	11.64	–	–	–	–	–	–

TABLE 3.1 – Récapétulatif des taux de distortions harmoniques des courants filtrés par les différentes méthodes sous tensions déséquilibrées et tensions harmoniques.

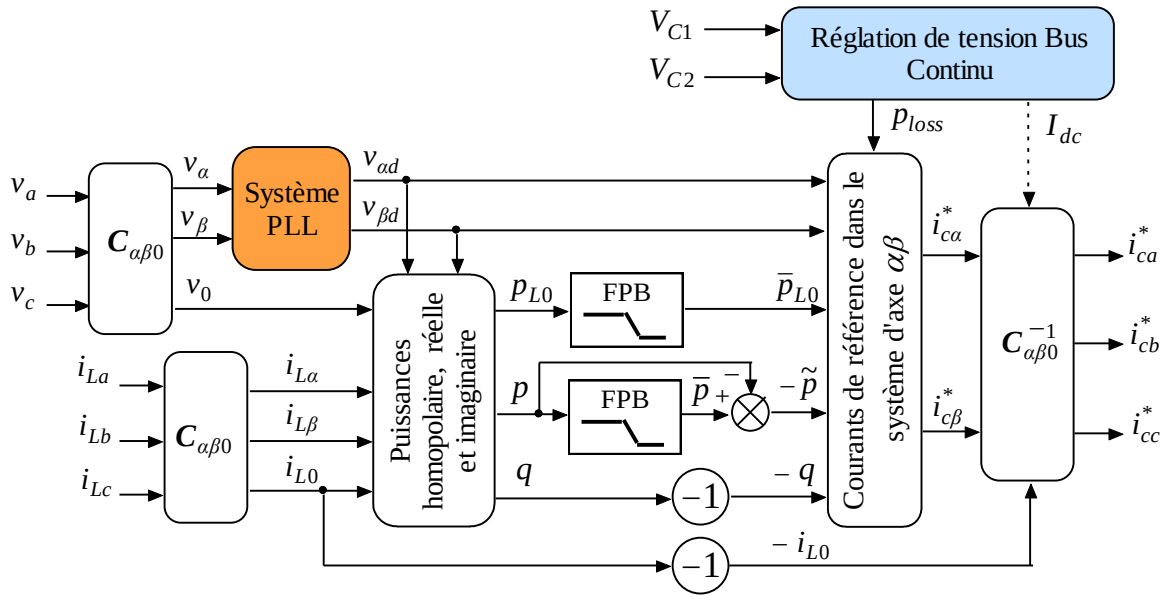


FIGURE 3.23 – Schéma bloc de la méthode des puissances instantanées modifiée par l'identification de la séquence directe fondamentale des tensions.

Méthode pqr

Pour la méthode pqr , bien que moins sensible aux tensions perturbées, cette identification est aussi nécessaire pour assurer des courants sinusoïdaux. En effet d'après l'équation (3.39), il y a toujours une perturbation sur l'axe r à cause du terme $v_0/v_{\alpha\beta}$ qui n'est plus constant en cas de perturbation sur les tensions.

Avec l'introduction de l'identification de la séquence directe fondamentale des ten-

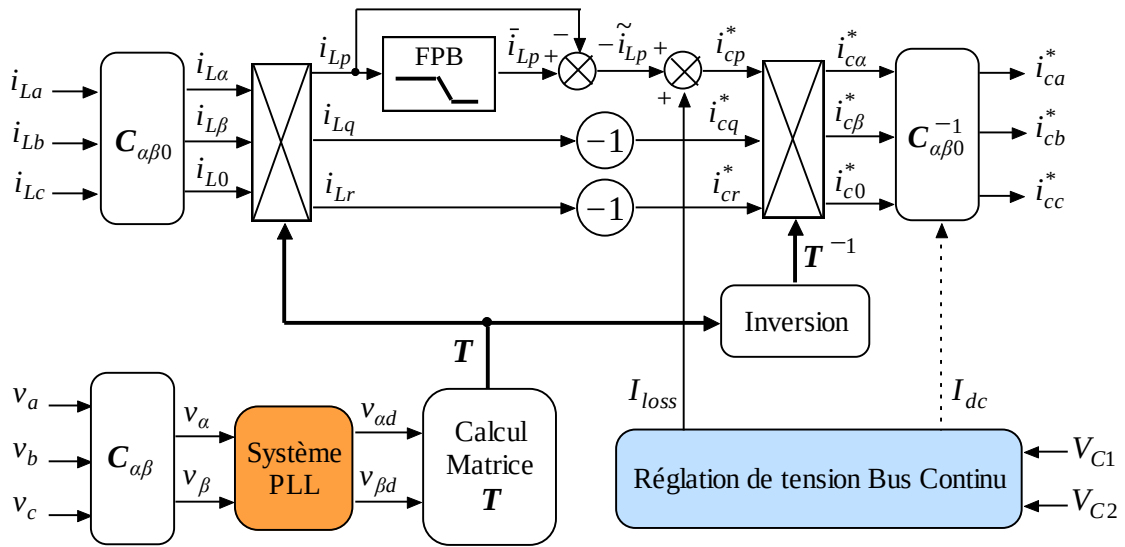


FIGURE 3.24 – Schéma bloc de la méthode *pqr* modifiée par l'identification de la séquence directe fondamentale des tension.

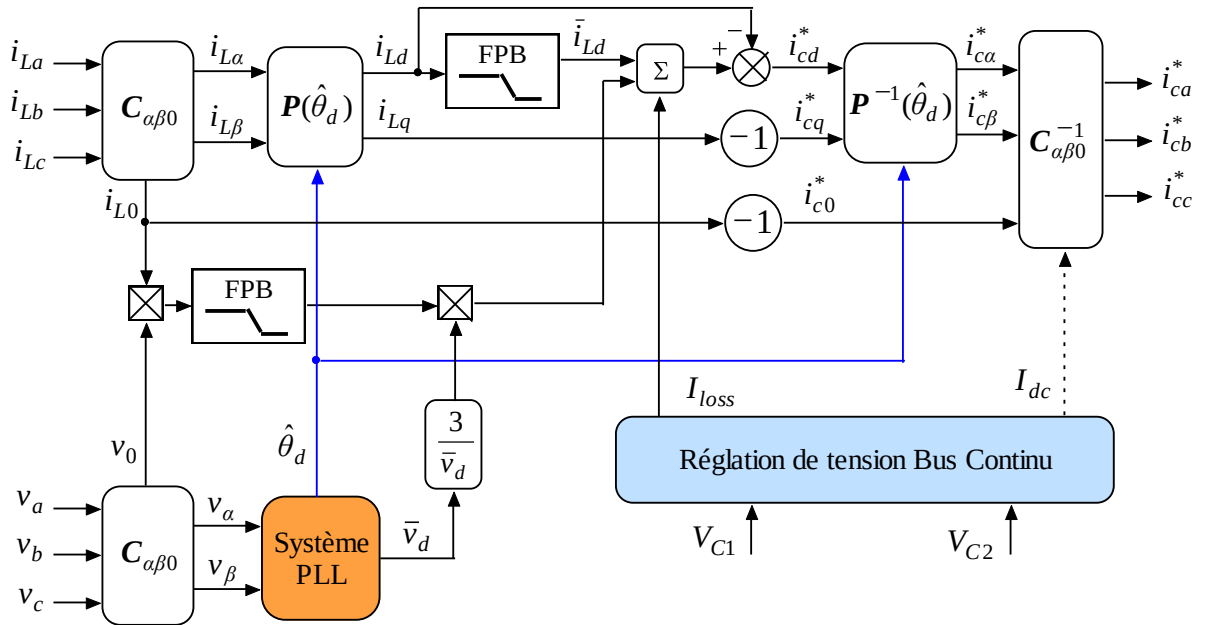


FIGURE 3.25 – Algorithme de contrôle par les courants dans le référentiel synchrone pour des courants de source sinusoïdaux.

sions, l'équation (3.40) est modifiée comme suit :

$$\begin{aligned}
 i_{cp}^* &= -\tilde{i}_{Lp} + I_{loss} \\
 i_{cq}^* &= -i_{Lq} \\
 i_{cr}^* &= -i_{Lr} - \frac{v_0}{v_{\alpha\beta}} (\tilde{i}_{Lp} + I_{loss})
 \end{aligned} \tag{3.52}$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_p \\ \dot{i}_q \\ \dot{i}_r \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{\alpha\beta d}} \begin{bmatrix} v_{\alpha d} & v_{\beta d} & 0 \\ -v_{\beta d} & v_{\alpha d} & 0 \\ 0 & 0 & v_{\alpha\beta d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_{\alpha L} \\ \dot{i}_{\beta L} \\ \dot{i}_0 \end{bmatrix}, \quad \text{avec} \quad v_{\alpha\beta d} = \sqrt{v_{\alpha d}^2 + v_{\beta d}^2} \quad (3.53)$$

Ainsi, le schéma bloc de la figure 3.12 devient celui de la figure 3.24.

Méthode synchrone

Bien qu'elle offre les meilleures performances, cette méthode est aussi relativement sensible aux perturbations sur les tensions. En effet, on peut remarquer d'après l'équation (3.45), qu'en cas de tensions perturbées (c'est-à-dire $v_q \neq 0$), le courant après filtrage contiendra une composante en quadrature qui est rappelons ajoutée volontairement pour éliminer la puissance imaginaire. Ainsi, si l'objectif de compensation consiste à assurer des courants de source sinusoïdaux, alors il faut annuler la tension en quadrature v_q . Ceci peut être réalisé en identifiant la composante directe fondamentale $\bar{v}_d$ des tensions triphasées. En effet, si cette condition est vérifiée, alors la tension en quadrature est nulle et ainsi, les courants de références pour des courants de source sinusoïdaux sont simplement :

$$\begin{aligned} i_{cd}^* &= -\tilde{i}_{Ld} + \frac{3\bar{p}_{L0}}{\bar{v}_d} + I_{loss} \\ i_{cq}^* &= -i_{Lq} \end{aligned} \quad (3.54)$$

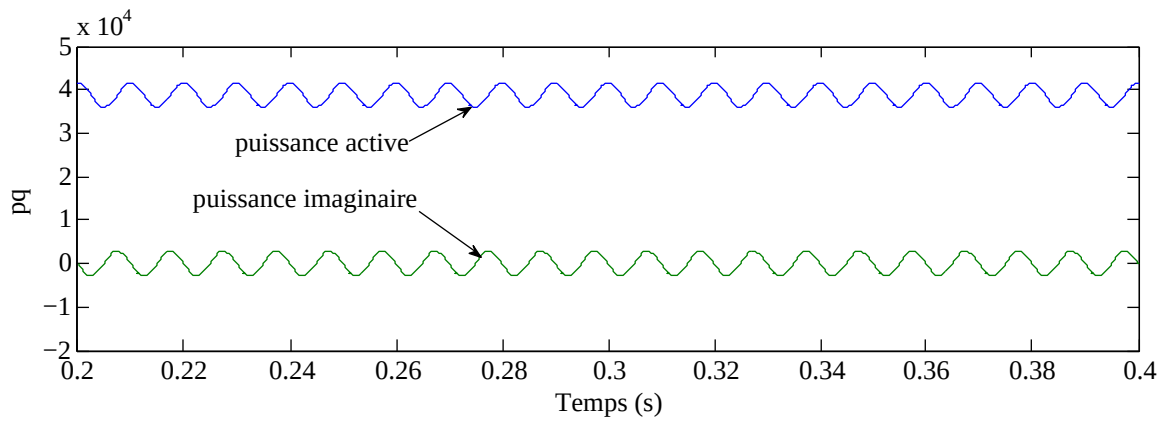
L'algorithme de la méthode synchrone pour des courants sinusoïdaux est donné sur la figure 3.25.

Des simulations sous tensions perturbées mais avec identification de la séquence directe fondamentale des tensions ont été effectuées. Il a été observé qu'en terme du filtrage de courants et l'annulation du courant dans le neutre, les trois méthodes présentent des performances satisfaisantes et similaires. Cependant, pour ce qui des puissances, on a observé que la méthode des puissances instantanées n'est plus meilleure, car les trois méthodes présentent aussi les mêmes performances comme le montrent les figures 3.26 et 3.27. L'interaction de la séquence inverse ou des harmoniques des tensions avec le courant filtré, fait qu'il y ait une composante oscillatoire dans la puissance active. Cela explique aussi le fait que la puissance imaginaire n'est pas totalement éliminée.

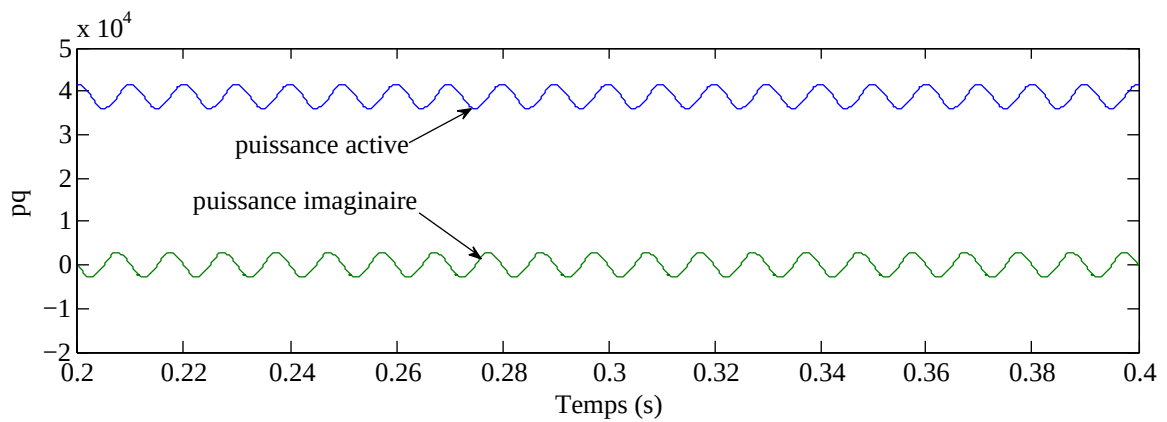
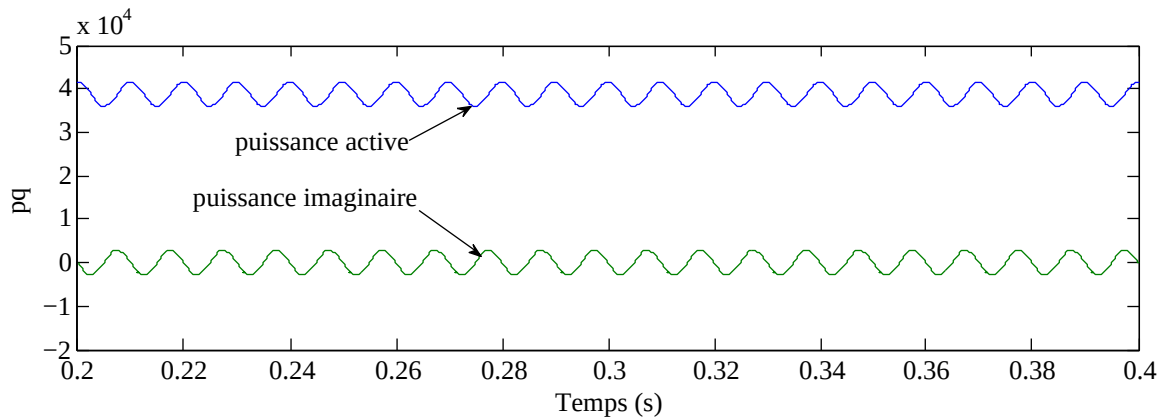
3.5.4 Conclusions sur les différentes méthodes

Comme conclusions sur les trois méthodes d'identification, on peut noter les points suivants :

- Sous tensions parfaites, il a été observé que les trois méthodes offrent des performances satisfaisantes et similaires pour le filtrage des courants et des puissances. Néanmoins, la méthode des puissances instantanées présente l'avantage de simplicité dans cette situation ;



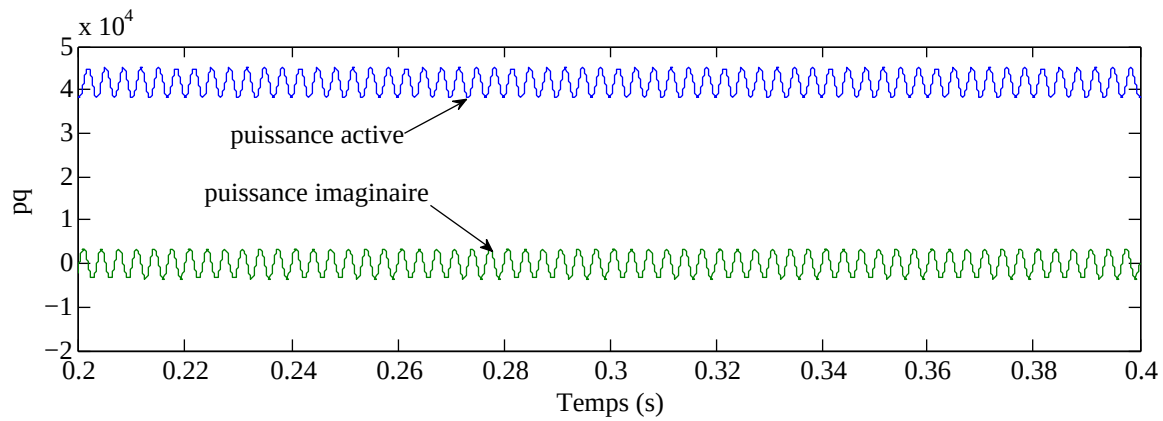
(a) Méthode des puissances instantanées.

(b) Méthode des courants dans le référentiel pqr .

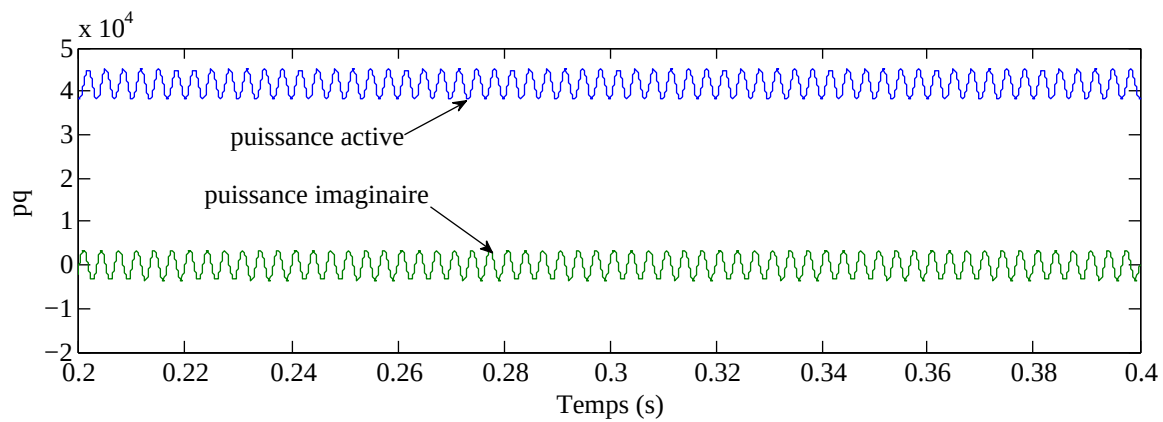
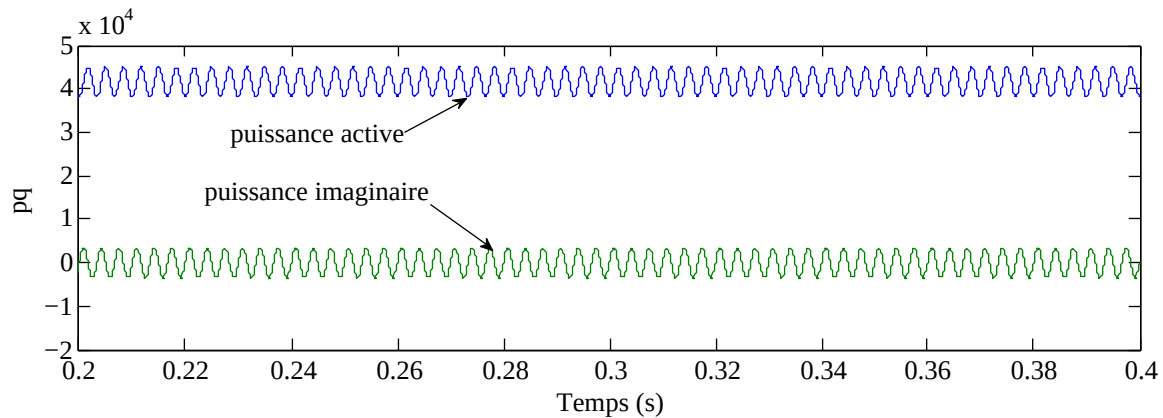
(c) Méthode synchrone.

FIGURE 3.26 – Puissances instantanées après filtrage par les différentes méthodes sous tensions déséquilibrées avec identification de la séquence directe fondamentale des tensions.

- Sous tensions perturbées, la méthode synchrone présente avec une légère supériorité les mêmes performances avec la méthode des courants dans le référentiel pqr , comme le montrent les résultats du tableau 3.1. Ces deux



(a) Méthode des puissances instantanées.

(b) Méthode des courants dans le référentiel pqr .

(c) Méthode synchrone.

FIGURE 3.27 – Puissances instantanées après filtrage par les différentes méthodes sous tensions harmoniques avec identification de la séquence directe fondamentale des tensions.

méthodes on montré des performances nettement meilleures par rapport à la méthode des puissances instantanées, concernant la sinusoidalité du courant. Il va de soit de noter qu'en plus de sa supériorité, la méthode synchrone est plus

- intéressante de point de vue calcul ;
- La méthode des puissances instantanées est plus appropriée pour une puissance constante est un facteur de puissance unitaire, et ça dans tous les cas. Les deux autres méthodes ne garantissent un facteur de puissance unitaire qu'avec des tensions parfaites ;
 - Avec identification de la composante directe fondamentale des tensions perturbées, les trois méthodes présentent les mêmes performances. Elles permettent des courants sinusoïdaux, mais une puissance constante et un facteur de puissance unitaire ne sont plus garantis. Néanmoins pour cette situation aussi, la méthode synchrone semble plus préférable car elle nécessite moins de calcul ;
 - Finalement, l'annulation du courant de neutre est assuré par toutes ces méthodes et dans tous les cas ;

3.6 Identification des composantes fondamentales des tensions

Dans les applications de filtrage actif, la connaissance de l'amplitude et/ou de la phase de la séquence directe fondamentale des tensions mesurées au point de raccordement est souvent impérative. En effet, nous venons de voir que l'algorithme de la méthode des puissances pq et celui de la méthode pqr suggèrent des tensions d'entrée saines pour pouvoir identifier correctement les courants harmoniques, ce qui n'est souvent pas le cas en pratique. Pour la méthode synchrone, on a vu qu'au moins l'identification de la phase est obligatoire.

3.6.1 Système d'identification à base d'une PLL

L'algorithme d'identification de la séquence directe fondamentale le plus connu est illustré sur la figure 3.28, et communément appelé boucle à verrouillage de phase (Phase Locked Loop, PLL). Les tensions mesurées au point de raccordement v_a , v_b et v_c sont transformées dans le repère fixe $\alpha\beta$ par la transformation de Concordia. Ainsi, si nous supposons que les tensions triphasées sont sinusoïdales et équilibrées :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = V_{md} \begin{bmatrix} \sin(\theta_d) \\ \sin(\theta_d - 2\pi/3) \\ \sin(\theta_d + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (3.55)$$

avec V_{md} l'amplitude de la tension directe, alors les tensions obtenues dans le repère $\alpha\beta$ auront comme phase instantanée θ_d , qui n'est autre que la phase instantanée réelle de la tension directe.

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} V_{md} \begin{bmatrix} \sin(\theta_d) \\ -\cos(\theta_d) \end{bmatrix} \quad (3.56)$$

Ces tensions sont ensuite transformées dans un repère tournant par la transformation de Park, avec comme angle de rotation instantané $\hat{\theta}_d$, qui est l'intégrale de la pulsation

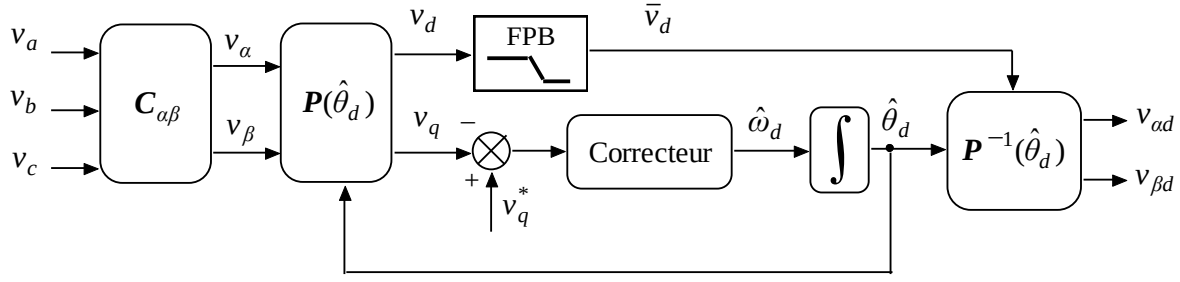


FIGURE 3.28 – Algorithme d'identification de la séquence directe de la tension.

$\hat{\omega}_d$ estimée par un correcteur. Ainsi, l'angle de phase de la tension v_d sera donc $(\theta_d - \hat{\theta}_d)$. En effet :

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\hat{\theta}_d) & -\cos(\hat{\theta}_d) \\ \cos(\hat{\theta}_d) & \sin(\hat{\theta}_d) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} V_{md} \sin(\theta_d) \\ -\sqrt{\frac{3}{2}} V_{md} \cos(\theta_d) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} V_{md} \begin{bmatrix} \cos(\theta_d - \hat{\theta}_d) \\ \sin(\theta_d - \hat{\theta}_d) \end{bmatrix} \quad (3.57)$$

La boucle à verrouillage de phase sera verrouillée lorsque $(\hat{\theta}_d = \theta_d)$, c'est-à-dire lorsque la phase estimée est égale à la phase réelle de la tension directe. Si cette condition est vérifiée alors la tension sur l'axe q est nulle, c'est pourquoi la référence v_q^* doit être nulle [A102].

Un système PLL joue le rôle d'un filtre passe bas pour l'extraction de la phase et l'amplitude de la séquence directe fondamentale, c'est pourquoi la PLL doit être d'une bande passante la plus réduite possible. Cependant pour le système PLL de la figure 3.28, il est difficile de satisfaire cette condition sans réduire la dynamique de la PLL.

3.6.2 Méthode proposée pour l'identification de l'amplitude et la phase de la séquence directe fondamentale

Pour améliorer la bande passante et la dynamique de la PLL, nous avons introduit un filtre passe bas pour la composante v_q . Ce nouveau système que nous appellerons *PLL améliorée*, et dont le principe de l'asservissement de phase est tiré d'une méthode proposée dans [Ro06], est montré sur la figure 3.29. Ainsi, avec le même procédés de calcul, si on suppose que $\bar{v}_d$ et $\bar{v}_q$ sont les tensions filtrées dans le repère tournant à la vitesse $(\theta_d - \hat{\theta}_d)$, alors les tensions $v_{\alpha d}$, $v_{\beta d}$ issues de ces composante seront données par :

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha d} \\ v_{\beta d} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} \sin(\hat{\theta}_d) & \cos(\hat{\theta}_d) \\ -\cos(\hat{\theta}_d) & \sin(\hat{\theta}_d) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\theta_d - \hat{\theta}_d) \\ \sin(\theta_d - \hat{\theta}_d) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} V_{md} \begin{bmatrix} \sin(\theta_d) \\ -\cos(\theta_d) \end{bmatrix} \quad (3.58)$$

L'entrée du correcteur est donnée par :

$$\sqrt{\frac{3}{2}} V_{md} (\sin(\theta_d) \cos(\hat{\theta}_d) - \cos(\theta_d) \sin(\hat{\theta}_d)) = \sqrt{\frac{3}{2}} V_{md} \sin(\theta_d - \hat{\theta}_d) \equiv \bar{v}_q \quad (3.59)$$

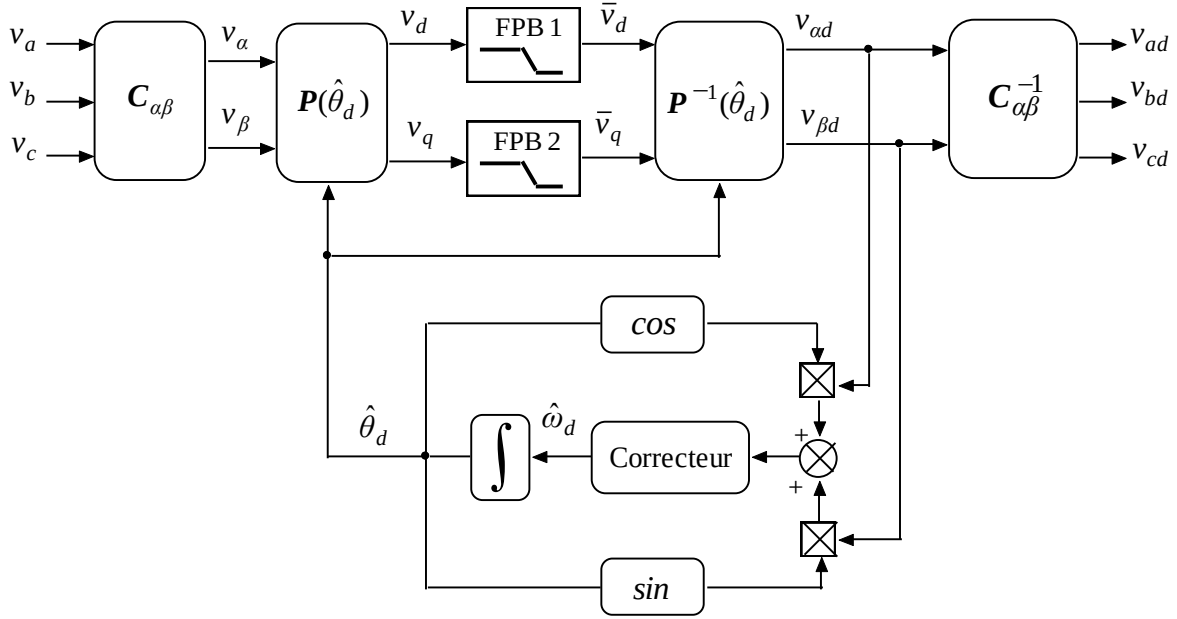


FIGURE 3.29 – Algorithme proposé pour l'identification de la séquence directe de la tension.

L'asservissement de phase est ainsi réalisé lorsque l'entrée du correcteur est nulle, ainsi, la tension en quadrature égale à zero et la tension directe $\bar{v}_d = \sqrt{\frac{3}{2}} V_{md}$. Finalement, les tensions reconstituées v_{ad} , v_{bd} et v_{cd} correspondront exactement à la séquence directe fondamentale.

3.6.3 Analyse et comparaison des performances des deux PLL

Lorsque les tensions triphasées sont perturbées par des distorsions harmoniques et/ou des déséquilibres, la vitesse de rotation et/ou l'amplitude du phaseur équivalent ne seront plus constantes. Dans ce cas, la vitesse et l'amplitude moyenne correspondront à la vitesse et l'amplitude de la composante directe fondamentale. Si on prend l'exemple d'un déséquilibre par la séquence inverse (figure 3.30), alors l'amplitude et la phase du phaseur équivalent de la tension seront données par :

$$\begin{aligned} V &= \sqrt{(V^+)^2 + (V^-)^2 + 2V^+V^- \cos(\theta^- - \theta^+)} \\ \theta &= \theta^+ + \tilde{\theta} \end{aligned} \quad (3.60)$$

avec $\tilde{\theta}$ est l'erreur de phase causée par la composante inverse qui peut être déterminée par :

$$\tilde{\theta} = \sin^{-1} \left(\frac{V^-}{V^+} \right) \quad (3.61)$$

Ainsi, pour que la phase $\hat{\theta}_d$ estimée par la PLL soit celle de la composante directe fondamentale, il faut que la bande passante de la PLL, ainsi que la fréquence de coupure du filtre passe bas de la composante en quadrature v_q , soient suffisamment réduites afin de rejeter le maximum de perturbation sur la phase et éventuellement sur

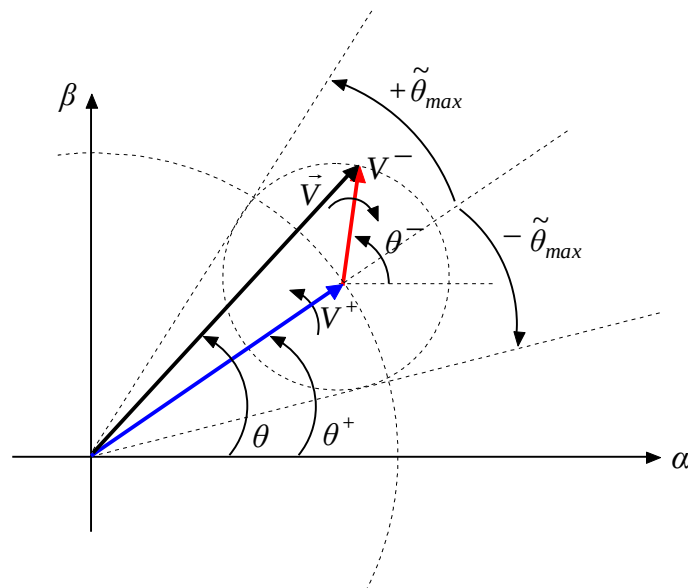


FIGURE 3.30 – Diagramme vectoriel d'une tension perturbée par une séquence inverse.

l'amplitude (figure 3.31). Pour régler la bande passante de la PLL, il est nécessaire de linéariser le comportement de la PLL. Ainsi, si on considère que l'erreur $\theta_d - \hat{\theta}_d$ est très faible, alors le comportement de la PLL peut être linéarisé comme suit :

$$\bar{v}_q \approx \sqrt{\frac{3}{2}} V_{md} \tilde{\theta} \quad (3.62)$$

Ce modèle linéarisé est représenté sur la figure 3.32. Si on considère un correcteur de type PI, les gains proportionnel et intégral doivent assurer une bande passante qui rejette les perturbations sur la phase. Certains auteurs comme [A102] proposent un correcteur RST plus complexe avec rejet du premier harmonique, afin d'éviter de réduire excessivement la bande passante de la PLL. Cependant, avec le filtrage préalable de la

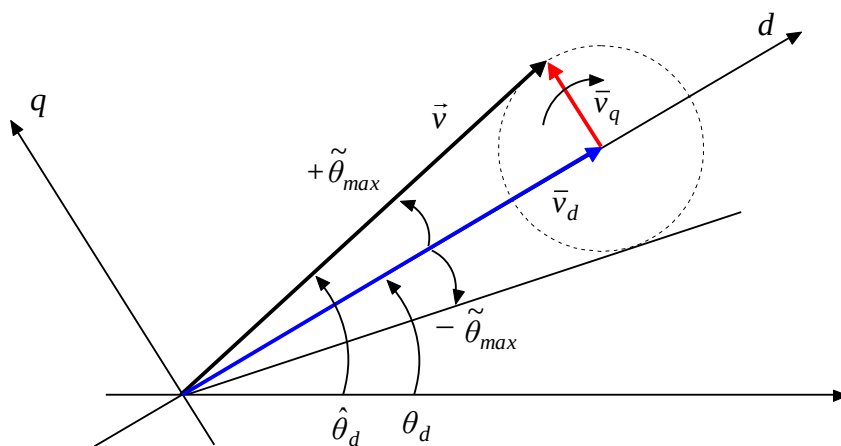


FIGURE 3.31 – Effect de la tension $\bar{v}_q$ sur l'erreur de phase.

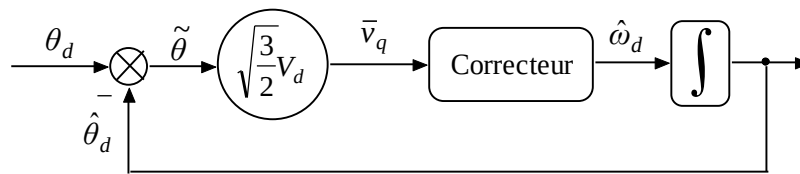


FIGURE 3.32 – Modèle linéaire de la PLL.

composante v_q , il est possible d'assurer une erreur de phase minimale tout en évitant de réduire excessivement la bande passante.

Pour le choix de la fréquence de coupure de la PLL, il faut tenir compte de la perturbation la plus sévère qui serait la composante inverse ($-2\omega_1$), en cas de déséquilibre.

Les figures de simulation suivantes montrent une comparaison des performances des deux systèmes PLL, pour l'identification de la phase de la tension directe sur un système perturbée à l'instant 0.2 s, par une séquence inverse ($-2\omega_1$) d'une amplitude de 73.3 V, ce qui introduit une perturbation sur la phase qui oscille entre $\pm 18.8^\circ$ comme le montre la figure 3.33. Le filtrage de la tension v_q est réalisé par un filtre passe bas (FPB 2) du 2^{ème} ordre de type Butterworth avec une fréquence de coupure de 20 Hz. L'atténuation de cette perturbation par les deux PLL est montrée sur la figure 3.34, où on peut remarquer que la PLL proposée atténue nettement mieux cette perturbation qui est réduite à moins d'un degré alors qu'elle est assez importante pour l'autre PLL. En ce qui concerne, l'identification de l'amplitude de la séquence directe fonda-

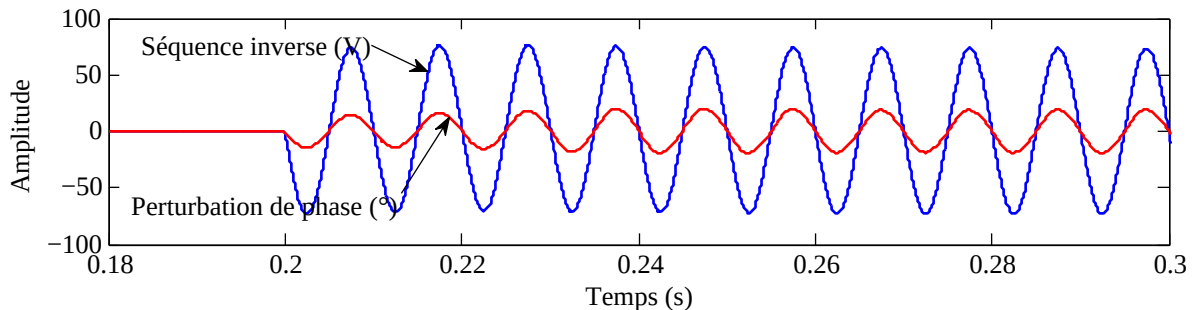
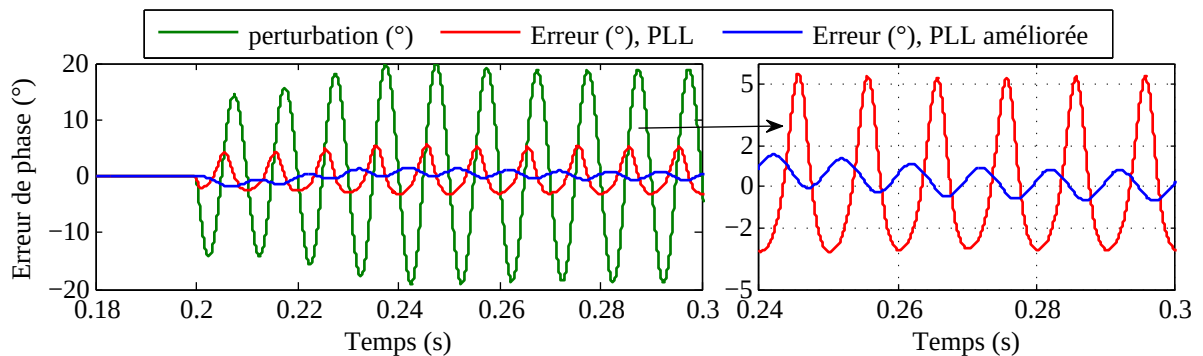
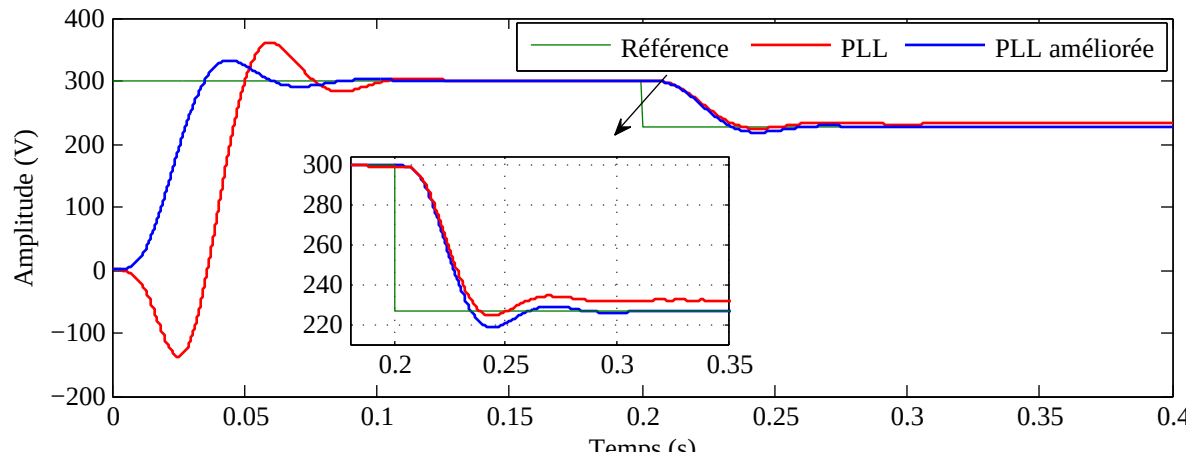
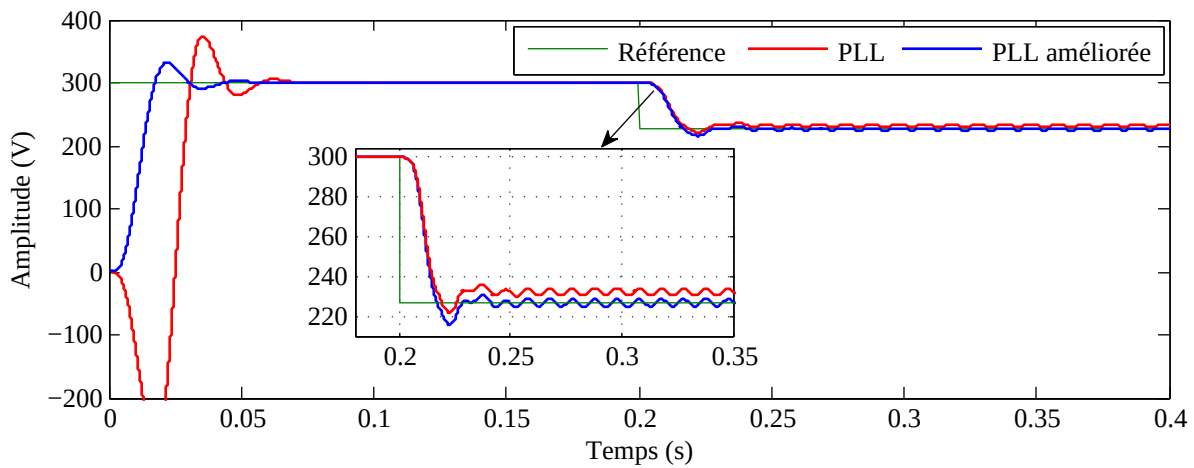
FIGURE 3.33 – Erreur de phase causée par une séquence inverse ($-2\omega_1$).

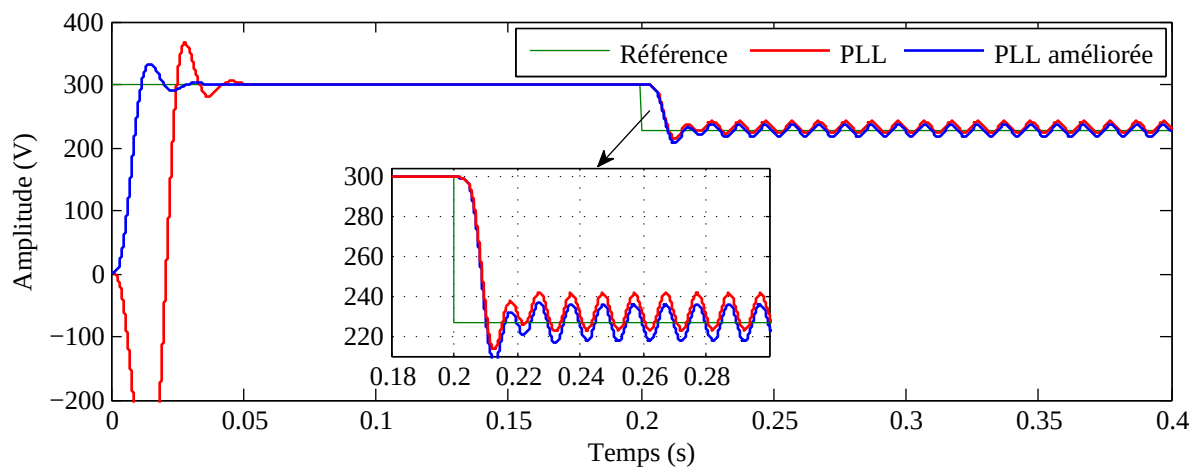
FIGURE 3.34 – Erreur de phase à la sortie de la PLL.



(a) Fréquence de coupure 20 Hz.



(b) Fréquence de coupure 40 Hz.



(c) Fréquence de coupure 60 Hz.

FIGURE 3.35 – Identification de l'amplitude de la séquence directe fondamentale par les deux PLL pour différentes fréquences de coupure du filtre passe bas (FPB 1).

mentale, un filtre passe bas (FPB 1) de type Butterworth du 4^{ème} ordre est utilisé pour la composante sur l'axe direct. Dans ce cas aussi, il faut fixer la bande passante de ce filtre de façon à rejeter la perturbation la plus basse fréquence ($-2\omega_1$). Cependant, une bande passante très réduite, bien qu'elle permet un rejet maximal, elle augmente considérablement le temps de réponse du filtre.

Les figures de simulation 3.35(a), 3.35(b) et 3.35(c) montrent l'identification de l'amplitude de la séquence directe fondamentale par les deux PLL, pour différentes fréquences de coupure du filtre passe bas (20, 40 et 60 Hz). Le phaseur équivalent de tension étant perturbé toujours par une séquence inverse de 73.3 V à l'instant 0.2 s, ce qui est traduit par une chute de la séquence directe de 300 à 227 V, soit -24.33%. On remarque que le système PLL proposé présente une réponse dynamique et une erreur statique meilleures. En effet avec la PLL classique, il y a toujours une erreur statique qui est due en fait à la tension en quadrature comme peut l'expliquer la figure 3.31. En effet, une mauvaise atténuation de l'erreur de phase fait que l'amplitude identifiée est toujours inférieure à l'amplitude réelle.

L'influence de la fréquence de coupure du filtre passe bas FPB 1 est très apparente. En effet, on remarque que plus la fréquence est réduite plus le rejet de perturbation est maximal en régime statique mais, plus le temps de réponse est long. Ainsi, il est toujours nécessaire de faire un compromis entre la dynamique et le rejet de perturbations.

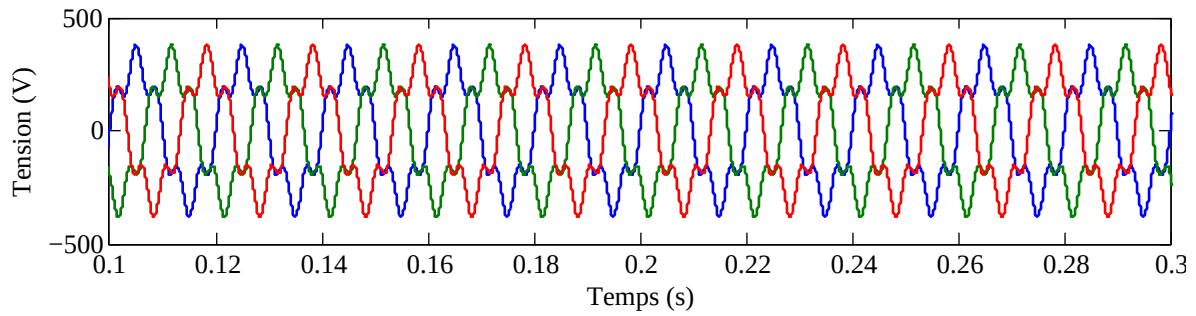
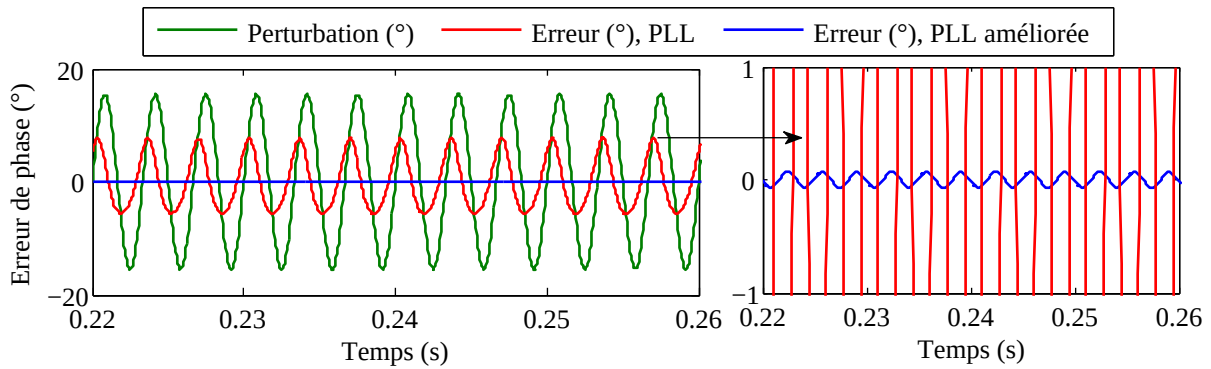
Pour ce qui est des perturbations harmoniques, en principe le problème ne devrait pas se poser trop, car le premier harmonique est en général le 5^{ème} tournant à ($-6\omega_1$), qui est suffisamment loin du fondamental, donc facilement filtrable.

Sur la figure 3.36, on montre les performances des deux PLL pour l'identification de la séquence directe fondamentale (amplitude et phase), des tensions qu'on a perturbé par l'harmonique 5 d'une amplitude de 80 V. Sur la figure 3.36(b), on peut voir que cette perturbation a engendré une erreur de phase d'environ 15.46°. Cette erreur est très bien atténuée à la sortie de la PLL améliorée, mais elle reste significative à la sortie de l'autre PLL. Pour l'identification de l'amplitude de v_d , la fréquence de coupure du FPB 1 est fixée à 60 Hz qui est suffisante pour rejeter cette perturbation. Sur la figure 3.36(c), on peut observer une très satisfaisante identification pour la PLL améliorée, par contre, pour l'autre PLL, malgré un rejet d'harmonique dans la tension identifiée, l'erreur statique n'est pas nulle. Cette erreur doit être causée par la tension en quadrature qui n'est pas annulée, c'est pourquoi l'erreur de phase était significative.

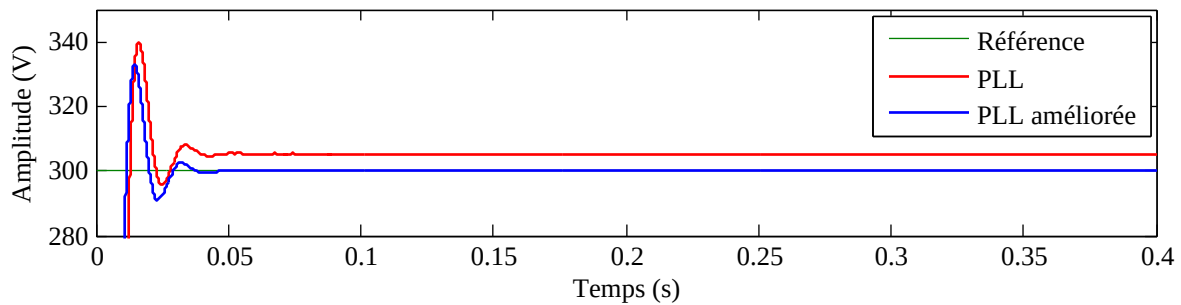
3.7 Conclusion

Ce chapitre a fait l'objet de l'étude de la première étape dans le processus de contrôle du filtre actif, qui est l'identification des perturbations dans les courants absorbés par les charges polluantes.

Trois méthodes très répandues à cet effet ont été présentées, et leur application pour le filtrage actif dans un système à quatre fils a été discutée et critiquée. Nous avons vu que la méthode des puissances instantanées est la plus préférable en cas de tensions saines, cependant, dans le cas contraire, la méthode *pqr* et la méthode synchrone offrent des performances meilleurs. Dans le cas des tensions perturbées, l'identification de la séquence directe fondamentale est nécessaire, plus au moins pour les trois méthodes.

(a) Tensions triphasées perturbées par le 5^{ème} harmonique.

(b) Erreur de phase causée par la perturbation et erreurs de phase aux sorties des deux PLL.



(c) Amplitude de la séquence directe fondamentale identifiée par les deux PLL (fréquence de coupure du FPB 1 égale à 60 Hz).

FIGURE 3.36 – Identification de la séquence directe fondamentale (amplitude et phase) par les deux PLL sur des tension perturbées par l'harmonique 5.

Néanmoins, la méthode synchrone pour laquelle nous avons porté plus d'intérêt offre de meilleures performances avec un effort de calcul relativement réduit.

Pour l'identification de la séquence directe fondamentale, un système à base de PLL a été proposé. Bien que d'un principe presque semblable avec celui du système PLL conventionnel, les performances de la PLL proposée ont été nettement meilleures grâce notamment au filtrage de la composante sur l'axe en quadrature.

Dans la suite de ce travail, qui sera consacrée au contrôle des courants et des tensions dans le bus continu, nous considérerons la méthode synchrone comme méthode d'identification des courants de références.

CHAPITRE 4

CONTRÔLE DES COURANTS INJECTÉS PAR LE FILTRE ACTIF

BIEN qu'il est à structure tension, le filtre actif shunt est appelé à compenser des courants, c'est pourquoi le contrôle des courants dans un tel système est plus qu'important. Ainsi, après avoir vu dans le chapitre précédent l'identification et l'extraction des courants harmoniques, nous allons passer ici à l'étape suivante qui est leurs injection dans le réseau électrique.

Si nous avons insisté sur la nécessité d'identifier le plus correctement possible les courants de référence pour l'onduleur, la restitution de ces courants dans le réseau doit se faire aussi avec le maximum de fidélité, ceci afin d'améliorer l'efficacité du filtre actif.

Dans le présent chapitre nous allons aborder le contrôle des courants injectés par l'onduleur de tension à travers le filtre de sortie. Les techniques dédiées à cet effet sont très diverses, et par conséquent ne peuvent être abordées toutes dans le présent travail. Parmi ces stratégies, on trouve celles basées sur les correcteurs linéaires, et celles basées sur des correcteurs non linéaires intelligents ou à structures variables.

La qualité principale d'un contrôle des courants dans un système de compensation d'harmoniques est la capacité d'asservir correctement un signal constitué de plusieurs fréquences. Cette problématique se pose notamment pour les contrôleurs linéaires, comme il a été montré dans plusieurs travaux.

Dans le cadre de cette thèse, nous avons opté pour un contrôle en courant à structure variable par mode de glissement. Notre choix est motivé d'abord par la simplicité et la robustesse incontestées de ce type de contrôle, et puis par la structure du filtre actif qui est naturellement variable, et par conséquent, un tel contrôle lui est souhaitable. L'inconvénient de la variation de la fréquence de commutation, qui est une conséquence de ce type de contrôle est abordé aussi, et une solution est proposée.

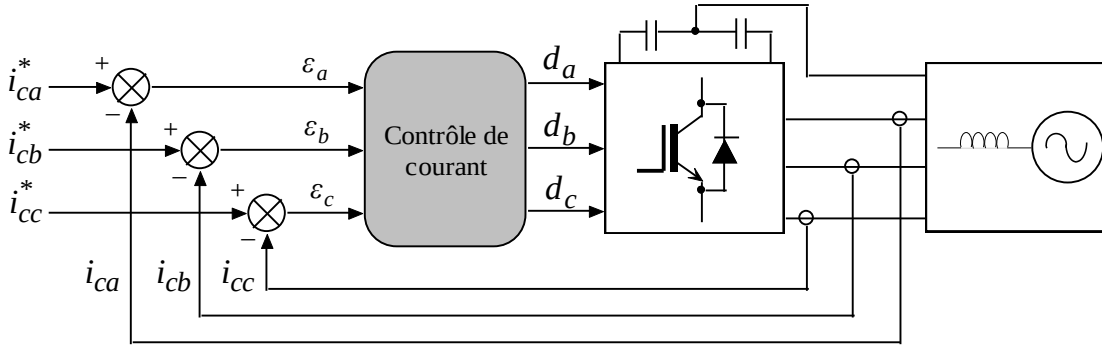


FIGURE 4.1 – Principe de commande en courant du filtre actif.

4.1 Principe de contrôle des courants

L'objectif de contrôle des courant du filtre actif, est de générer les ordres de fermeture et d'ouverture des interrupteurs, de sorte que les courants de sortie suivent le plus fidèlement possible les consignes en module et en phase. Le schéma bloc de principe de contrôle en courant du filtre actif est montré sur la figure 4.1. La comparaison des courants i_{ca} , i_{cb} et i_{cc} , injectés par l'onduleur avec les courants de référence i_{ca}^* , i_{cb}^* et i_{cc}^* , dictés par la commande éloignée génère les signaux d'erreurs ε_a , ε_b et ε_c , qui sont les entrées du contrôleur de courant. Celui-ci générera les signaux de commande d_a , d_b et d_c afin de réduire les erreurs.

4.2 Stratégies de contrôle des courants

Il y a deux stratégies principales de contrôle en courant des convertisseurs statiques [Kar98], comme le résume la figure 4.2 ; le *contrôle à fréquence fixe* (fixed frequency control), et le *contrôle à structure variable* (variable structure control).

Contrôle à fréquence fixe

La commande à fréquence fixe [Mo95] présente l'avantage de travailler à fréquence de commutation fixe, ce qui est une qualité importante dans certaines applications. Cette stratégie de commande a besoin de deux boucles de control (figure 4.3) ; d'abord, une boucle externe de courant mettant en œuvre un correcteur qui, à partir de l'écart entre le courant réel i_c (injecté) et sa référence i_c^* , élabore un signal de commande u_{cm} (continu), qui n'est autre que la tension de référence (modulatrice) pour l'onduleur afin d'obtenir le courant souhaité en sortie. La boucle interne ou de modulation, sert ensuite à déterminer le signal de commande discret d , pour l'ouverture et la fermeture de interrupteurs, afin de générer une tension de sortie à valeur moyenne glissante égale au signal de modulation, grâce à une commande rapprochée de l'onduleur de tension, qui est en générale une modulation de la largeur d'impulsion MLI (scalaire ou vectorielle).

L'efficacité de ce type de contrôle dépend en grande partie du type de correcteur

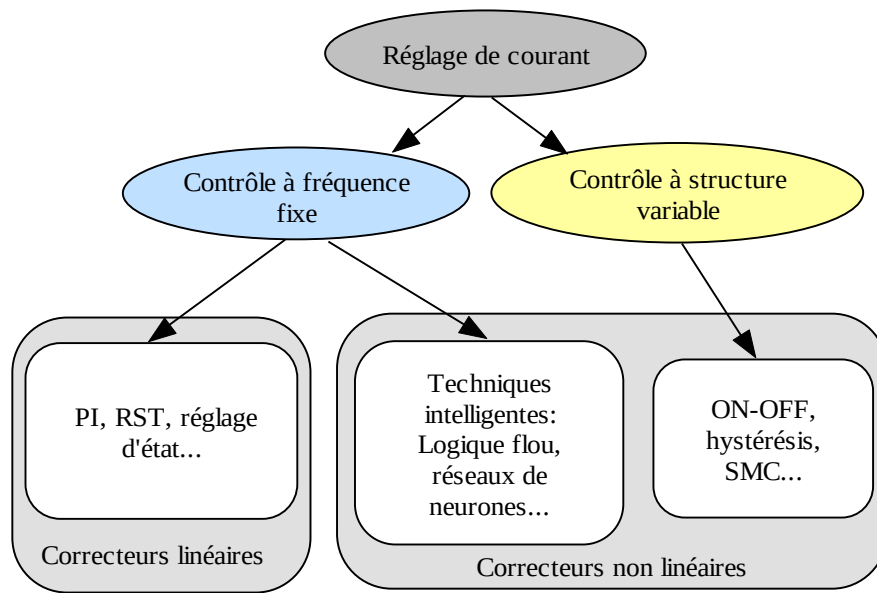


FIGURE 4.2 – Classification des techniques de commande en courant.

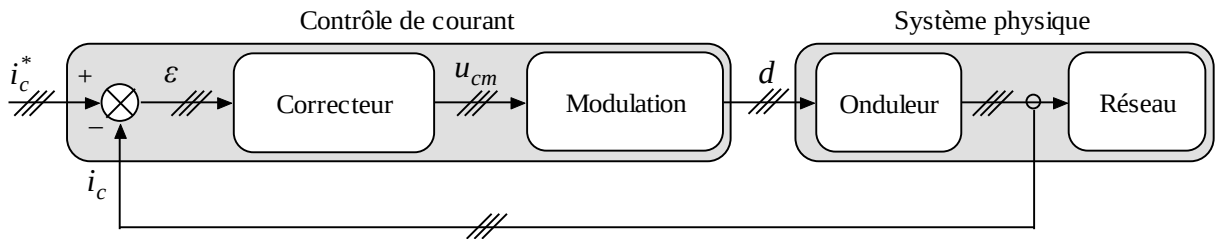


FIGURE 4.3 – Commande en courant à fréquence fixe.

mis en œuvre dans la boucle externe. Il deux catégories de correcteurs qui peuvent être utilisés à cet effet : les correcteurs linéaire, principalement les correcteur à base d'intégrations, et des correcteurs non linéaires, notamment à base des techniques d'intelligence artificielle (logique floue, réseau de neurones,...).

Contrôle à structure variable

Le contrôle à structure variable est plus simple que le contrôle à fréquence fixe. Il est composé d'une seule boucle qui joue à la fois le rôle de correction et de modulation (figure 4.4). Le signal de commande logique d est déterminé directement à partir de la comparaison du courant injecté et de sa référence.

Ce type de contrôle est d'une robustesse inégalée, et il ne nécessite pas une connaissance exhaustive du système comme le contrôle à fréquence fixe. La bande passante est très large, donc bien adapté au contrôle des courants harmoniques.

Le correcteur mis en œuvre cette fois est un correcteur non linéaire tout ou rien (On-Off), comme le correcteur hystérésis, $\Delta - \Sigma$ modulation...

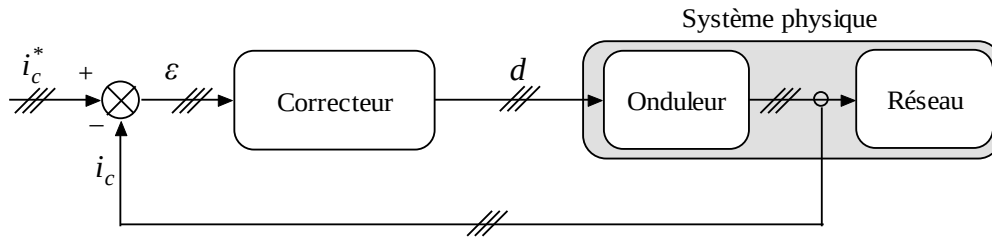


FIGURE 4.4 – Commande en courant à fréquence variable.

4.3 Contrôle à fréquence fixe

4.3.1 Commande rapprochée de l'onduleur

La commande rapprochée de l'onduleur de tension consiste, en la détermination des instants de commutation des interrupteurs, de sorte que la tension ou le courant crée par l'onduleur soit le plus proche possible de la référence qu'on veut imposer à la sortie. Il y a pour ça deux types de commande qui sont : la *commande à fréquence réseau* (plein onde) et la *commande à fréquence élevée*.

Commande à fréquence réseau

Dans la commande à fréquence réseau, les interrupteurs d'un même bras sont fermés de façon complémentaire pendant une demi période, et en décalant la commande de chaque bras d'un tiers de la période. En obtient ainsi, trois ondes carrées de tension décalées de $2\pi/3$, dont l'amplitude est égale à $V_{dc}/2$, et de même période que la tension réseau. Ce type de commande ne garantit pas un contrôle direct de la tension fondamentale de l'onduleur, et celle-ci peut être contrôlée seulement à travers le contrôle de la tension du bus continu. Par contre, cette commande permet le contrôle du déphasage entre le fondamental et la tension réseau, ce qui la rend adaptée aux applications où l'on veut contrôler les grandeurs liées aux fondamentaux comme la compensation d'énergie réactive.

Commande à fréquence élevée

La commande à fréquence réseau ne permet pas un contrôle de l'amplitude et du spectre fréquentiel de la tension de l'onduleur (elle introduit des harmoniques basse fréquences indésirables), donc non adaptée à la reproduction d'un signal harmonique. En augmentant la fréquence de commutation des interrupteurs il est possible de contrôler non seulement le fondamental mais aussi des harmoniques basse fréquences souhaitables tout en repoussant les harmoniques de commutation indésirables.

4.3.2 Commande par Modulation de la Largeur d'Impulsion

Cette commande [Di96] [Gu05] consiste à adopter une fréquence de commutation f_s , suffisamment élevée par rapport à la fréquence maximum du signal de sortie souhaité, et de reproduire la valeur moyenne de ce signal à chaque période de commu-

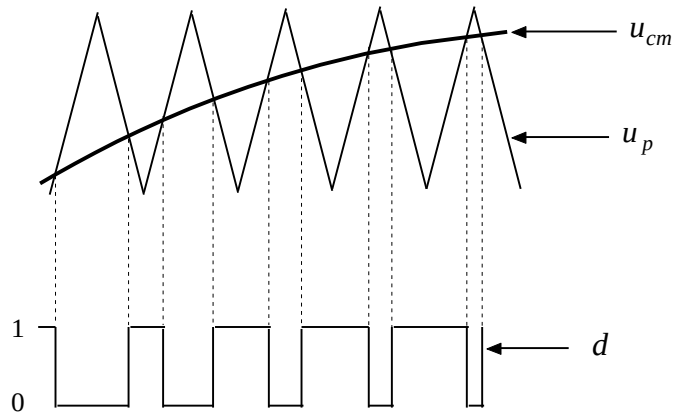


FIGURE 4.5 – Principe de la MLI intersective.

tation, en jouant sur la durée d'application des tensions positives et négatives par rapport au point milieu du bus continu. La plus simple et la plus connue des modulations de largeur d'impulsion est sans doute la MLI à échantillonnage naturel, dite MLI intersective. Pour chaque bras, il y a un signal de commande u_{cm} de fréquence f_{cm} , représentant la tension de sortie souhaitée qu'on compare à un signal auxiliaire dit porteuse u_p (généralement de forme triangulaire), de fréquence f_p élevée fixant le fréquence de commutation de l'onduleur. Les intersections entre les deux signaux (u_{cm} et u_p), déterminent les instants de commutation par le signal logique de commande d . Le schéma de principe de la MLI intersective est représenté sur la figure 4.5.

Dans les applications de filtrage actif, il est souvent question de contrôler des grandeurs harmoniques, ainsi, la fréquence de commutation utilisée doit être suffisamment éloignée de celle de l'harmonique le plus élevé, afin que les harmoniques de découpage soit négligeables devant les harmoniques de référence dont la génération est souhaitée.

L'amplitude du fondamental et des harmoniques dépend de l'indice de modulation, défini comme le rapport entre les amplitudes (valeurs maximales) des ondes de référence et de modulation.

$$m_a = \frac{u_{cm}}{u_p} \quad (4.1)$$

Si on travail dans la zone linéaire ($m_a \leq 1$), alors la relation entre le signal de référence et le fondamental de la tension de branche est linéaire et donnée par :

$$(V_{k0})_{1max} = m_a \frac{V_{dc}}{2} \quad (4.2)$$

La fréquence des harmoniques de commutation dépend du rapport m_f , entre les fréquences des ondes de référence et de modulation :

$$m_f = \frac{f_s}{f_{cm}} \quad (4.3)$$

4.3.3 Commande par Modulation Vectorielle

Dans la MLI vectorielle (Space Vector Modulation) [Br88], contrairement à la MLI intersective, les vecteurs à appliquer ainsi que leurs temps d'applications sont cal-

culés analytiquement à travers des équations mathématiques, afin d'obtenir le vecteur équivalent souhaités. Si on prend pour exemple le vecteur de référence $\vec{v}_c^*$ sur la figure 2.4, celui-ci peut être obtenu avec les valeurs moyenne des deux vecteurs adjacents $\vec{v}_{c5}$ et $\vec{v}_{c6}$ et des vecteurs nuls $\vec{v}_{c1}$ et $\vec{v}_{c8}$ (à l'origine). Le vecteur équivalent est généralement calculé par combinaison linéaire des deux vecteurs adjacents délimitant la zone où se trouve le vecteur souhaité (zone 6).

$$\vec{v}_c^* = \lambda_5 \vec{v}_{c5} + \lambda_6 \vec{v}_{c6} \quad (4.4)$$

λ_5 et λ_6 sont les durées d'application ou les rapports cycliques des états 5 et 6 respectivement.

L'avantage principal de la modulation vectorielle par rapport aux techniques de MLI intersective est sans doute l'optimisation de la tension du bus continu, en effet cette modulation permet d'augmenter l'amplitude du fondamental de la tension de sortie au-delà du maximum établi par la zone linéaire de la MLI intersective.

Néanmoins, cette modulation n'est pas bien adaptée pour les structures avec neutre raccordé pour deux raisons essentielles : Tout comme la technique d'injection de l'harmonique 3 dans la référence, la modulation vectorielle génère des harmoniques multiples de 3 dans les tensions de branches, qui persistent dans les tensions de phases lorsque le neutre est raccordé au point milieu du bus continu [Et03]. Il faut noter aussi que cette technique élabore les signaux de commande, en tenant compte de l'état des trois bras de l'onduleur en même temps, donc mieux adaptée aux structures dont la tension d'une phase dépend des états des trois bras, comme le cas d'onduleur sans neutre raccordé ou l'onduleur à quatre bras. Or, une structure avec neutre raccordé au point milieu du bus continu est une structure naturellement découplée, (la tension de phase dépend uniquement de l'état du bras correspondant), qui ne nécessite pas par conséquent un contrôle vectoriel.

4.3.4 Structure de la boucle de contrôle

Si on se réfère à l'équation (2.24), le courant injecté par l'onduleur à travers le filtre de premier ordre peut s'écrire comme suit :

$$L_c \frac{d}{dt} i_c = v_c - v - r_c i_c \quad (4.5)$$

Notons par $\varepsilon = i_c^* - i_c$, l'erreur de régulation entre le courant de référence et injecté. Ainsi, le courant i_c est égale à :

$$i_c = i_c^* - \varepsilon \quad (4.6)$$

Remplaçant (4.6) dans (5.22) on aura :

$$L_c \frac{d}{dt} \varepsilon + r_c \varepsilon = (v + L_c \frac{d}{dt} i_c^* + r_c i_c^*) - v_c \quad (4.7)$$

Posons :

$$v_c^* = v + L_c \frac{d}{dt} i_c^* + r_c i_c^* \quad (4.8)$$

Ce terme est défini comme une tension de référence à l'onduleur pour qu'il puisse générer le courant désiré i_c^* , cette tension est l'addition de deux termes ; d'une part

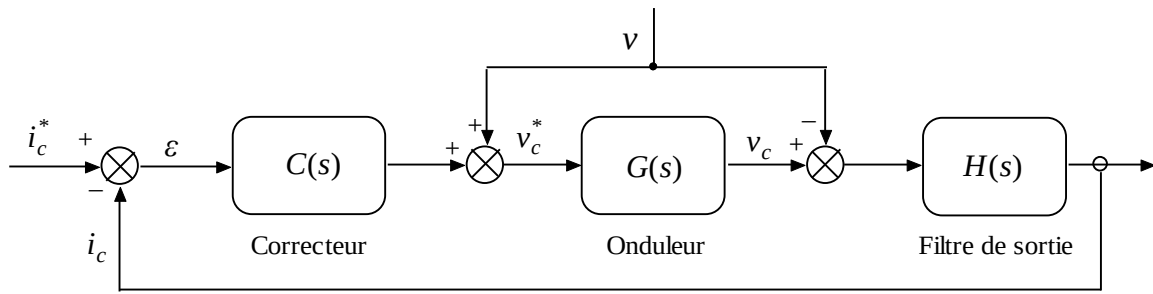


FIGURE 4.6 – Structure de la boucle de régulation du courant.

la tension mesurée au point de raccordement du filtre actif et d'autre part, la chute de tension aux bornes du filtre de sortie, lorsque celui-ci est traversé par le courant de référence. Ce deuxième terme est élaboré par un correcteur de courant comme le montre la boucle de contrôle de courant schématisée sur la figure 4.6.

$C(s)$ représente la fonction de transfert du correcteur mis en œuvre. L'onduleur de tension est modélisé par la fonction de transfert $G(s)$ donnée par [Ak97] :

$$G(s) = K \frac{1}{1 + \tau s} \quad \text{où} \quad K = \frac{V_{dc}}{2V_p} \quad (4.9)$$

V_p l'amplitude de la porteuse triangulaire. Le gain K est idéalement pris égale à 1 et τ représentant le retard introduit dans la boucle de régulation qui tient compte de temps de calcul.

La fonction de transfert $H(s)$ représente le filtre L et donnée par :

$$H(s) = \frac{1/L_c}{s + r_c/L_c} \quad (4.10)$$

4.3.5 Correcteurs linéaires

Les techniques de commande linéaires mettent en œuvre des correcteurs linéaires basés sur l'intégration, tel que le correcteur Proportionnel Intégral (PI) ou le correcteur résonant dont des études exhaustives de leurs applications au filtrage actif sont proposées dans [Et03] [Be06].

Le correcteur PI

Le correcteur PI est l'un des correcteurs les plus utilisés pour la commande des systèmes en boucle fermée. Il possède un terme proportionnel k_p et un terme intégral k_i , et défini par sa fonction de transfert donnée par :

$$C_{PI}(s) = \frac{k_p s + k_i}{s} \quad (4.11)$$

Ainsi, la valeur de la commande u_{cm} est donnée à chaque instant par :

$$u_{cm} = k_p \varepsilon + k_i \int \varepsilon \, dt \quad (4.12)$$

La fonction de transfert en boucle fermée par rapport à la référence est donnée par l'équation (4.13).

$$H_{BF} = \frac{C_{PI}(s)H(s)}{1 + C_{PI}(s)H(s)} = \frac{k_p s + k_i}{L_c s^2 + (k_p + r_c)s + k_i^2} \quad (4.13)$$

qui peut être mise sous forme :

$$H_{BF} = \frac{k_p}{L_c} \frac{s + \frac{k_i}{k_p}}{s^2 + \frac{r_c + k_p}{L_c} s + \frac{k_i}{L_c}} \quad (4.14)$$

La fonction résultante est similaire à celle d'un système linéaire du deuxième ordre, et par conséquent les gains k_p et k_i peuvent être définis par :

$$\begin{aligned} k_p &= 2\xi\omega_c L_c - r_c \\ k_i &= L_c \omega_c^2 \end{aligned} \quad (4.15)$$

avec ξ est le facteur l'amortissement généralement pris égale à 0.707, et ω_c , la fréquence de coupure dont la valeur dépend de la celle de l'harmonique haute fréquence qu'on veut compenser.

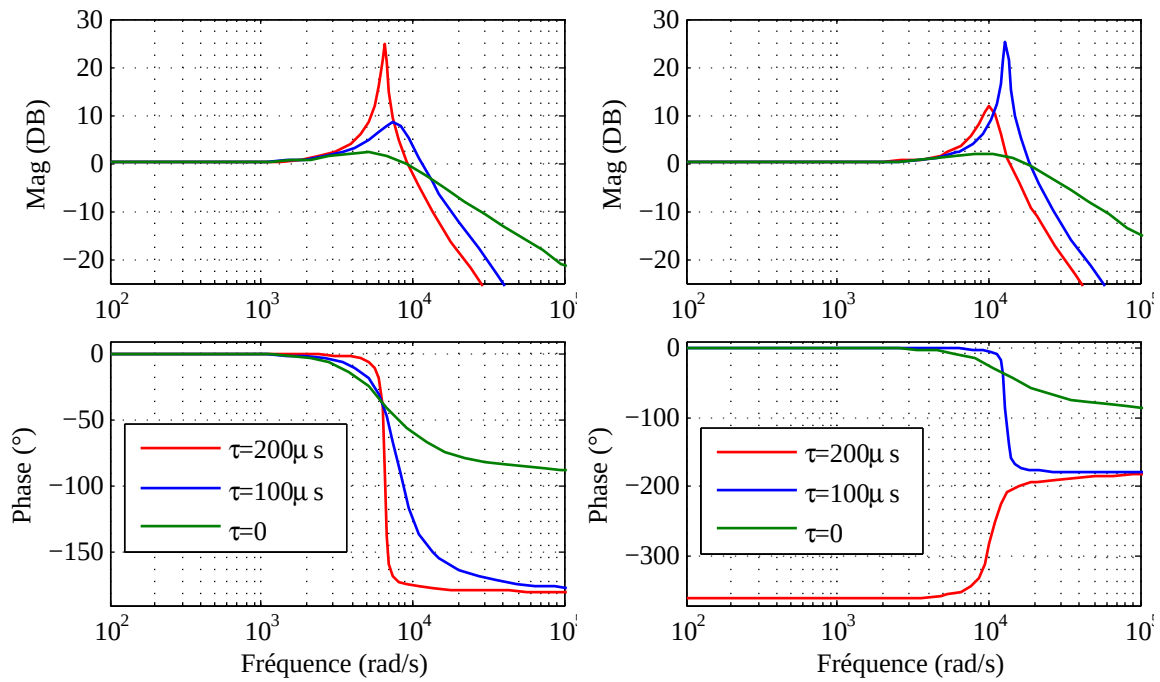
Ce correcteur est simple et très bien adapté pour le contrôle des signaux continus. Néanmoins, pour les signaux alternatifs, il n'est pas capable d'éliminer l'erreur statique lorsque le système en boucle ouverte ne possède pas d'intégration naturelle. En effet, si nous concéderons la fonction de transfert du système corrigé donnée par (4.13), alors, le gain et la phase en boucle fermée sont obtenus après quelques manipulations comme suit :

$$\begin{aligned} |H_{BF}| &= \frac{\sqrt{(k_p \omega)^2 + k_i^2}}{\sqrt{(k_p + r_c)^2 \omega^2 + (k_i - L_c \omega^2)^2}} \\ \angle H_{BF} &= \arctan\left(\frac{k_p \omega}{k_i}\right) - \arctan\left(\frac{(k_p + r_c)\omega}{k_i - L_c \omega^2}\right) \end{aligned} \quad (4.16)$$

L'équation (4.16) montre en effet qu'une réponse parfaite, c'est-à-dire un gain unitaire et un déphasage nul n'est possible que pour une fréquence nulle, autrement dit une référence continue. Si ce type de correcteur est utilisé pour le contrôle des harmoniques, l'erreur statiques n'est jamais nulle. Il faut noter aussi que cette erreur augmente avec la fréquence de l'harmonique à contrôler.

Afin de réduire ou minimiser l'erreur statique, on peut introduire un gain important, cependant ceci risque de trop augmenter la bande passante du système et provoquer par conséquent l'instabilité et le phénomène de résonance en boucle fermée. Ce risque d'instabilité est d'autant plus accentué lorsque le retard de calcul τ est important, car un déphasage supplémentaire introduit ce retard de calcul qui augmente au fur et à mesure que la fréquence augmente, et donc en général une augmentation de la bande passante a comme conséquence une diminution de la marge de phase [Et03].

La figure 4.7 représente les digrammes de Bode en boucle fermée du système corrigé par un correcteur PI, et ce, en tenant compte du retard de calcul τ et de la fréquence de coupure (i.e., la bande passante). Pour une fréquence de coupure de 1 kHz, on remarque que pour un retard de 100 μs , il y a amplification des harmoniques dont la fréquence est proche de la fréquence de coupure. Cependant, lorsque ce retard est 200



(a) Fréquence de coupure égale à $2\pi \times 10^3 \text{ rad/s}$ (1 kHz).
 (b) Fréquence de coupure égale à $4\pi \times 10^3 \text{ rad/s}$ (2 kHz).

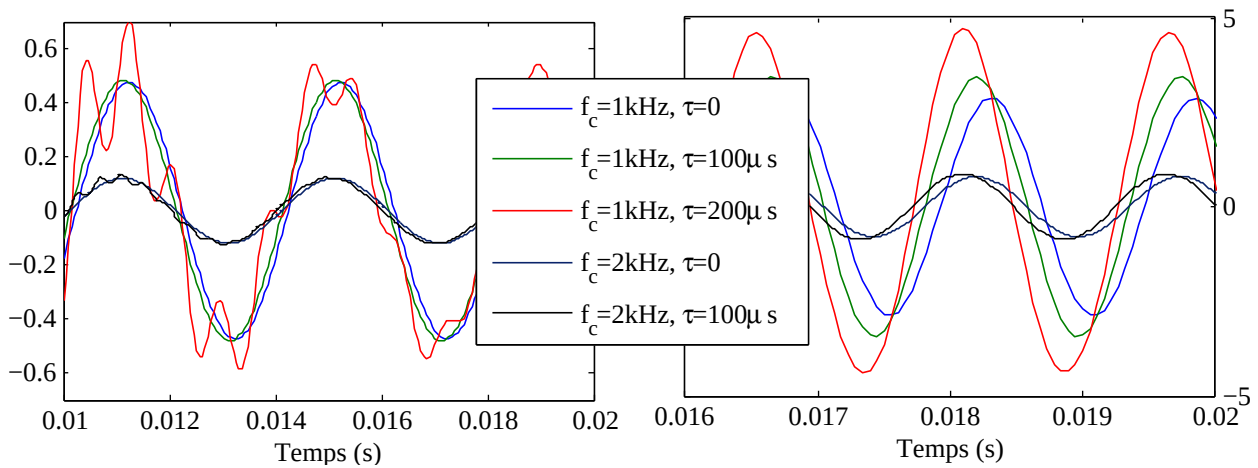
FIGURE 4.7 – Réponse fréquentielle en boucle fermée en fonction de la fréquence de coupure et du retard τ .

μs , il y a carrément une résonance à cette fréquence. Lorsqu'on augmente la bande passante, en choisissant une fréquence de coupure de 2 kHz, il y a un risque de résonance à l'approche de la fréquence de coupure pour un retard de calcul de $100 \mu\text{s}$, et le système devient totalement instable avec un retard de $200 \mu\text{s}$, à cause du déphasage.

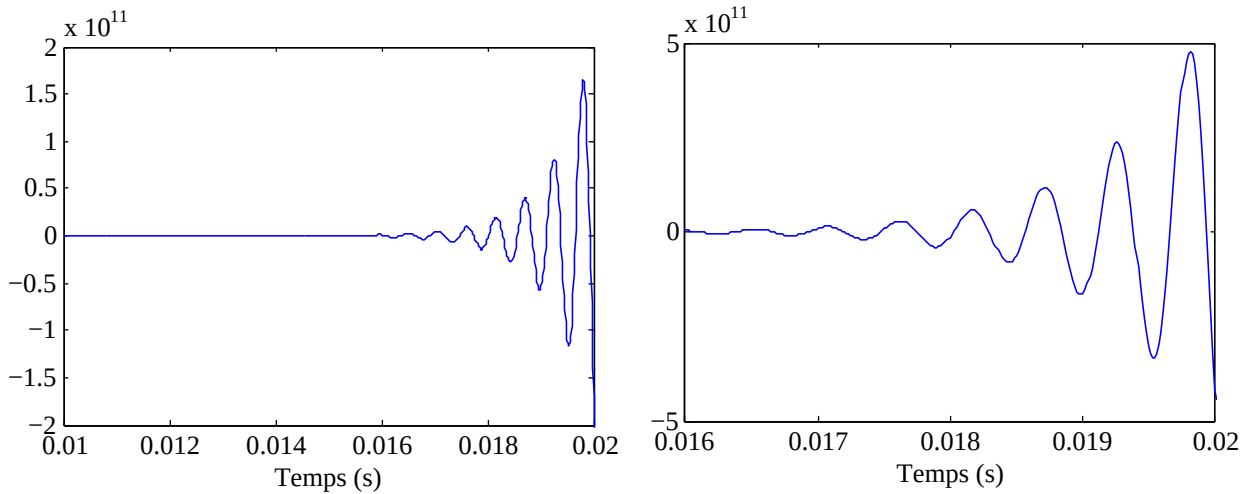
Afin d'illustrer ceci, nous supposons ci-après le contrôle des harmoniques 5 et 13 d'amplitude 10 A. La figure 4.8(a) montre l'erreur de poursuite de l'harmonique 5 pour différentes fréquences de coupure et différentes valeurs de τ . Pour l'harmonique 5, l'erreur de poursuite est relativement faible, et elle minimale avec une large bande passante et un retard de calcul faible. Pour l'harmonique 13, on remarque une erreur importante surtout lorsque le retard de calcul est important. Sur la figure 4.8(b), on peut observer que pour une fréquence de coupure de 2 kHz et retard de calcul de $200 \mu\text{s}$, on a carrément une instabilité pour les deux harmoniques.

4.3.6 Correcteurs multi-fréquentiels

L'inconvénient principal des correcteurs à base d'intégration est sans doute leur incapacité de corriger des références alternatives. Les correcteurs multi-fréquentiels sont nés de cet effet. Ce sont des correcteurs également basés sur l'intégration, mais qui sont capable de corriger des références dont le spectre peut être constitué de plusieurs fréquences. Cependant, ceci est au prix d'un volume de calcul parfois très volumineux.



(a) Erreur de poursuite pour différentes fréquences de coupure et différentes valeurs du retard τ .



(b) Instabilité apparue pour une fréquence de coupure de 2 kHz et une constante $\tau = 200 \mu s$.

FIGURE 4.8 – Effet de la bande passante et le retard de calcul τ sur la poursuite des références harmoniques, illustration pour l'harmonique 5 (à gauche), et l'harmonique 13 (à droite).

PI en repère tournant

Le correcteur PI est un correcteur mono-fréquentiel, car il n'est capable de corriger correctement qu'une seule fréquence, qui est la fréquence nulle. L'une des solutions proposées pour l'application du correcteur PI au contrôle des références alternatives est son utilisation en repère tournant par transformation de Park [Ma01]. En effet, une référence tournant à la vitesse ω_0 , sera vue comme un signal continu dans un repère tournant à la même vitesse, par conséquent facilement corrigée par un correcteur PI. La figure 4.9 montre le schéma de contrôle de courant dans un repère tournant. Cependant, dans l'application du filtrage actif, il n'y a pas une seule fréquence à contrôler mais plusieurs, par conséquent, il faut autant de repères tournants qu'il y a d'harmoniques à contrôler en tenant compte de la séquence de chaque harmonique.

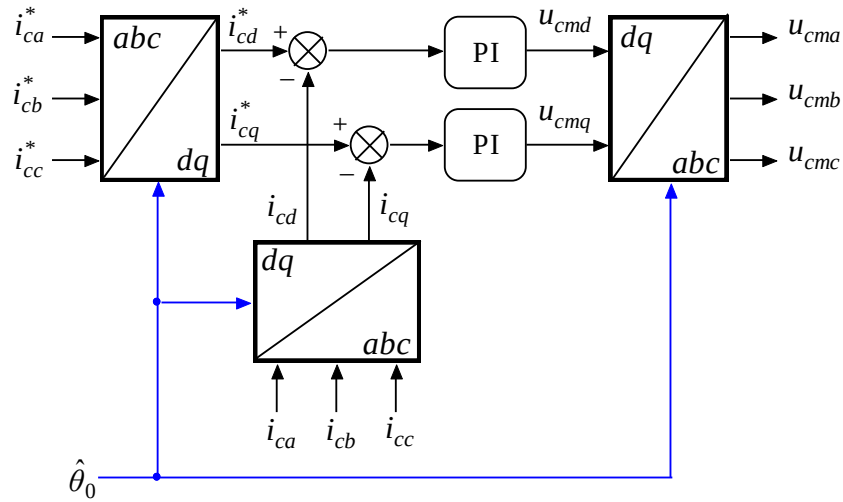


FIGURE 4.9 – Contrôle PI en repère tournant.

PI en repères tournants multiples

Afin de pouvoir contrôler plusieurs fréquences, il faut étendre le contrôle en repère tournant en repères tournants multiples [Bo99] [Al04]. Ceci peut être illustré par un exemple de contrôle des harmoniques 1, 5, 7, 11 et 13 [Be06]. Du fait de la translation des fréquences d'une pulsation égale à ω_0 , la fonction de transfert du correcteur équivalent en repère fixe d'un PI en repère tournant est donnée par :

$$C_{PI}(s) = k_p + \frac{k_i}{s - j\omega_0} \quad (4.17)$$

Ainsi, la réponse fréquentielle en repère fixe présentera des propriétés idéales à la fréquence ω_0 .

Tenant compte de l'effet de translation des fréquences en repère tournant, on peut vérifier que l'harmonique 5, de séquence négative tourne à -6ω , avec $\omega = \omega_d$, la vitesse de rotation du repère fondamentale. De même, les harmoniques 7 (séquence positive) tourne à $\omega_6 = 6\omega$, les harmoniques 11 (séquence négative) et 13 (séquence positive) tournent respectivement à $-\omega_{12} = -12\omega$ et $\omega_{12} = 12\omega$ (figure 4.10). Par conséquent, en plus du repère fondamental, quatre autres repères tournant sont nécessaires pour éliminer les autres fréquences. La structure du correcteur équivalent vue du repère tournant fondamental est donnée par :

$$C_{PI}(s) = k_p + \frac{k_{i1}}{s} + \frac{k_{i6}}{s - j\omega_6} + \frac{k_{i6}}{s + j\omega_6} + \frac{k_{i12}}{s - j\omega_{12}} + \frac{k_{i12}}{s + j\omega_{12}} \quad (4.18)$$

Le schéma bloc de ce correcteur est représenté sur la figure 4.11.

On peut déjà remarquer que la solution de PI en repère tournant nécessite des calculs volumineux, du fait du nombre de transformations nécessaires pour contrôler une large bande d'harmoniques. Il faut signaler que le schéma de contrôle de la figure 4.11 considère un système équilibré, ce qui n'est souvent pas vrai. Dans un système déséquilibré, chaque harmonique peut contenir les trois séquences (positive, négative

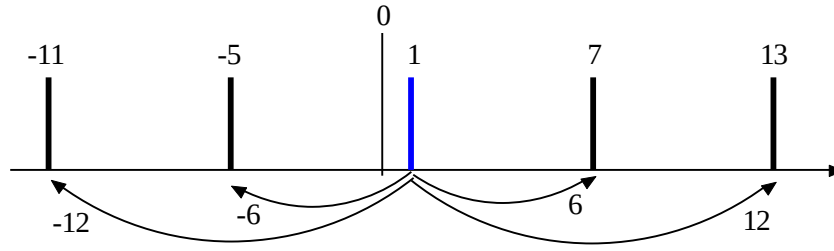


FIGURE 4.10 – Translation des fréquences dans un repère tournant.

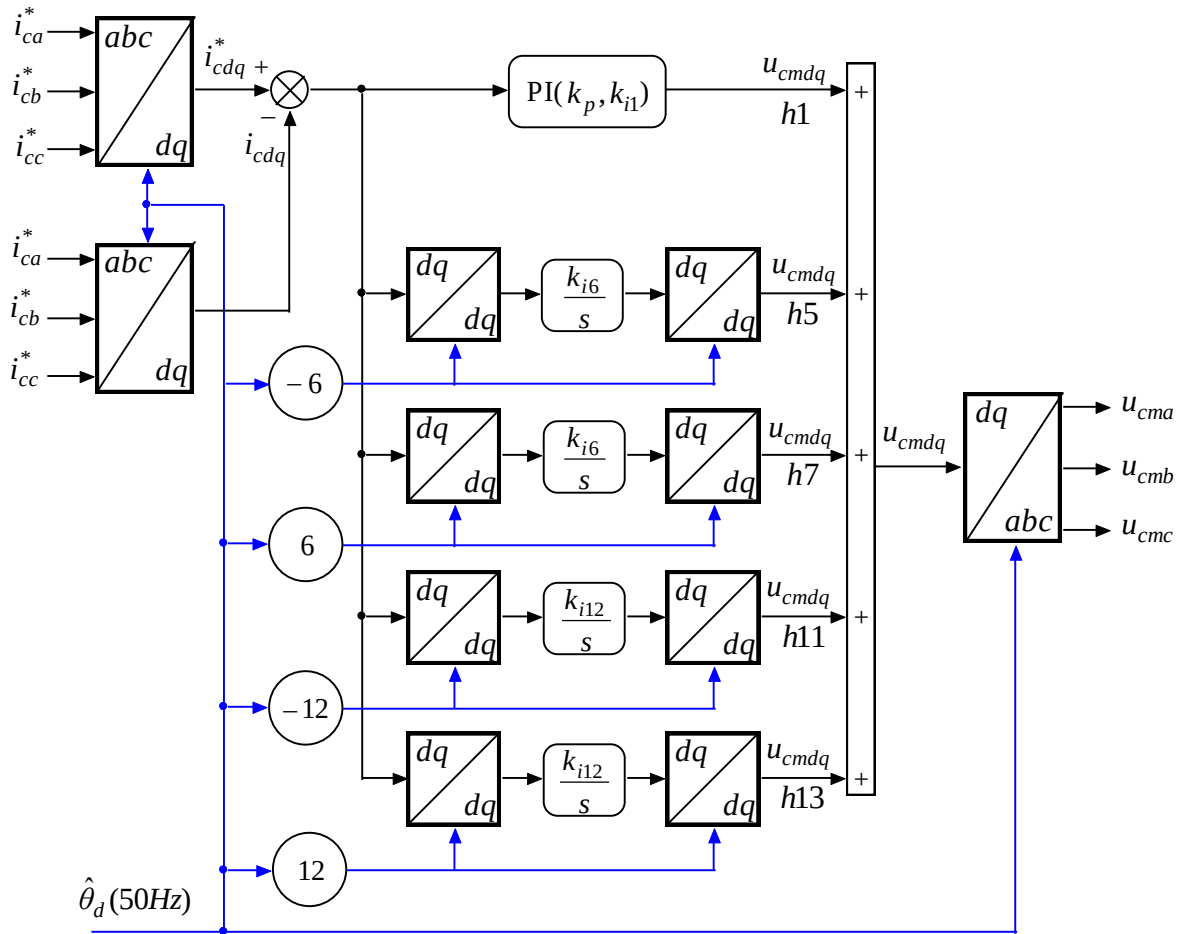


FIGURE 4.11 – Contrôle PI en repères tournants multiples.

et homopolaire), donc pour contrôler les différentes séquences, il faut tripler le nombre de repères, ce qui augmentera considérablement les calculs.

Correcteurs résonant et multi-résonant

Parmi les solutions envisageables pour réduire notamment le volume des calculs, il y a le correcteur *résonant*. Ce correcteur est similaire à un PI classique, avec un terme proportionnel ayant la même réponse face à toutes les fréquences, mais avec un terme intégral contenant un pôle résonant à une fréquence ω_0 . Ce qui permet d'éliminer l'har-

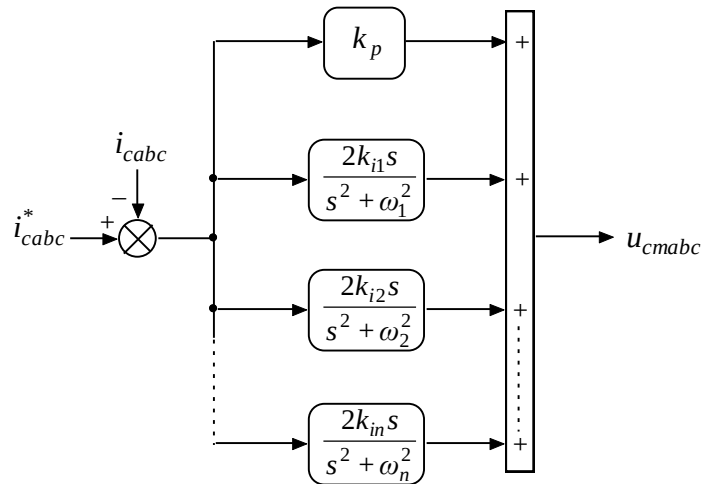


FIGURE 4.12 – Correcteur multi résonant en repère fixe.

monique correspondant à cette fréquence.

La structure d'un correcteur résonant est donnée par :

$$C_R(s) = k_p + \frac{2k_i s}{s^2 + \omega_0^2} = k_p + \frac{k_i}{s - j\omega_0} + \frac{k_i}{s + j\omega_0} \quad (4.19)$$

Cette équation montre que le terme résonant peut être décomposé en deux pôles complexes conjugués. Ce correcteur est similaire à un PI en repère tournant mais, avec un avantage supplémentaire qu'il est capable de corriger en même temps les deux séquences positive et négative de l'harmonique de fréquence ω_0 , du faite de la symétrie de ce correcteur par rapport à l'origine.

Néanmoins, pour le filtrage actif, il faut cette fois aussi prévoir autant de correcteurs résonnants qu'il y a d'harmoniques à contrôler, ceci donnera naissance à un correcteur *multi-résonnant* qu'on peut écrire comme suit :

$$C_R(s) = k_p + \frac{2k_{i1} s}{s^2 + \omega_1^2} + \frac{2k_{i2} s}{s^2 + \omega_2^2} + \dots + \frac{2k_{in} s}{s^2 + \omega_n^2} \quad (4.20)$$

Ce correcteur est représenté sur la figure 4.12. Bien que réduit par rapport à un PI en repères tournants multiples, le volume des calculs reste considérable lorsque plusieurs harmoniques sont à corriger. Il faut ajouter aussi le fait que les séquences homopolaires ne sont pas explicitement tenues en compte, donc d'autres correcteurs résonnants coordonnés aux harmoniques homopolaires sont nécessaires.

Correcteur multi-résonant en repères tournants multiples

Une solution est proposée dans [Et03] permet de réduire encore le volume des calculs en utilisant le correcteur résonant en repère tournant. En effet, si un correcteur résonant en repère fixe permet de corriger correctement les séquences positive et négative d'une fréquence ω_i , alors l'effet de translation d'une pulsation ω_0 fait que le correcteur initialement résonnant à $-\omega_i$ et $+\omega_0$ devient résonant à $-\omega_i + \omega_0$ et

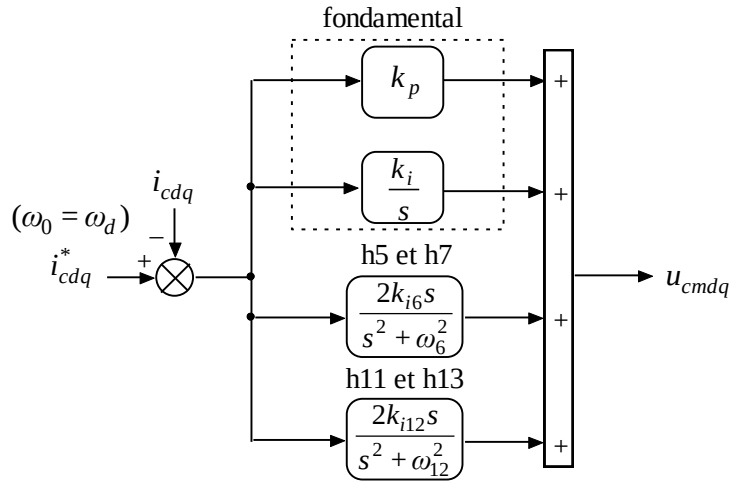


FIGURE 4.13 – Correcteur multi résonant en repère fixe.

$\omega_i + \omega_0$. Ainsi, par exemple, avec un seul terme résonant au cinquième harmonique ($-\omega_6$), on peut avoir deux résonances à $-\omega_5$, c'est-à-dire à l'harmonique 5 (séquence négative) et à $+\omega_7$, c'est-à-dire à l'harmonique 7 (séquence positive). De même, avec un terme résonant à ω_{12} , deux résonances sont observées aux harmoniques 11 (séquence négative) et 13 (séquence positive). Par conséquent, pour une référence dont le spectre contient les rangs 1, 5, 7, 11, 13, un correcteur PI en repère tournant à ω_1 (50Hz) est mise en œuvre pour le fondamental, et deux termes résonant à ω_6 et ω_{12} respectivement sont suffisant (figure 4.13). A titre de comparaison, en repère fixe, un terme proportionnel et 5 termes résonants seraient nécessaires.

Cependant, il faut signaler que la caractéristique de symétrie n'est plus assurée en repère tournant, ceci dit qu'en cas de déséquilibre, d'autres termes résonants sont nécessaires pour pouvoir corriger les autres séquences positives et négatives et éventuellement homopolaires.

Conclusion

Au final, on peut dire que ce type de correcteur offre une simplicité attractive en repère fixe, mais des performances qui se dégradent au fur et à mesure que la fréquence de l'harmonique à compenser augmente. Néanmoins, il peut présenter des performances acceptables pour des fréquences suffisamment basses par rapport à la fréquence de coupure choisie.

Les correcteurs multifréquentiels, offrent en théorie des performances sans doute meilleures. Cependant, nous pensons qu'ils présentent eux aussi un inconvénient, du fait des volumes de calcul nécessaires. Ce fait est d'autant plus vrai pour l'application sur des systèmes déséquilibrés (comme les systèmes à quatre fils), où toutes les séquences harmoniques coexistent.

4.3.7 Résultats de simulation

Nous avons choisi d'illustrer par simulation les performances d'un filtrage actif contrôlé en courant par des correcteurs PI en repère fixe. Les paramètres principaux du circuit sont :

Source AC	230 V, 50 Hz
Capacités du bus continu	$C_1 = C_2 = 5 \text{ mF}$
Tension de référence du bus continu	$V_{dc}^* = 1000 \text{ V}$
Inductance de sortie	$L_c = 2 \text{ mH}$
Fréquence MLI	12.5 kHz

La charge polluante est constituée de plusieurs charges non linéaire ; un redresseur triphasé à thyristors avec charge RLE, un redresseur monophasé à thyristors entre la phase b et le neutre alimentant une charge RL, et un redresseur monophasé à diode entre la phase c et le neutre avec une charge RL. Les tensions à la source sont données par : $225\sqrt{2}\angle 5^\circ$, $230\sqrt{2}\angle -120^\circ$, $230\sqrt{2}\angle 120^\circ$.

L'identification des courants de référence utilise la méthode synchrone présentée au chapitre 3, dont le système d'identification de la séquence directe fondamentale des tensions est celui proposé dans le même chapitre.

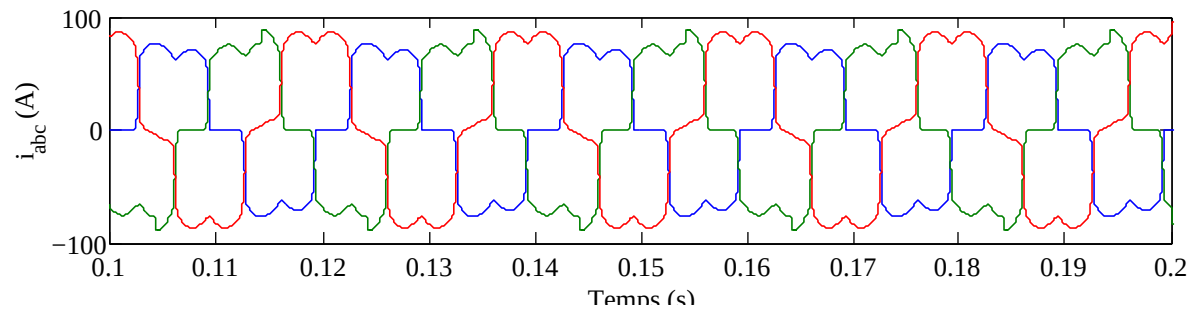
Pour les tensions du bus continu, un contrôle proportionnel intégral PI+P dont les détails sont donnés au chapitre suivant est adopté. A noter que le terme proportionnel P est choisi égal à 0.1.

Les courants triphasés absorbés par la charge non linéaire sont représentés sur la figure 4.14(a), tout comme le courant dans le neutre sur la figure 4.14(b). Ces courants sont perturbés par des distorsions harmoniques et sont déséquilibrés. Les contenus harmoniques de chaque phase sont donnés par les spectres représentés sur la figure 4.15 où on peut remarquer la présence des trois séquences, i.e., positive, négative et zéro (homopolaire). Les taux de distorsion sont respectivement 28, 27 et 24%¹.

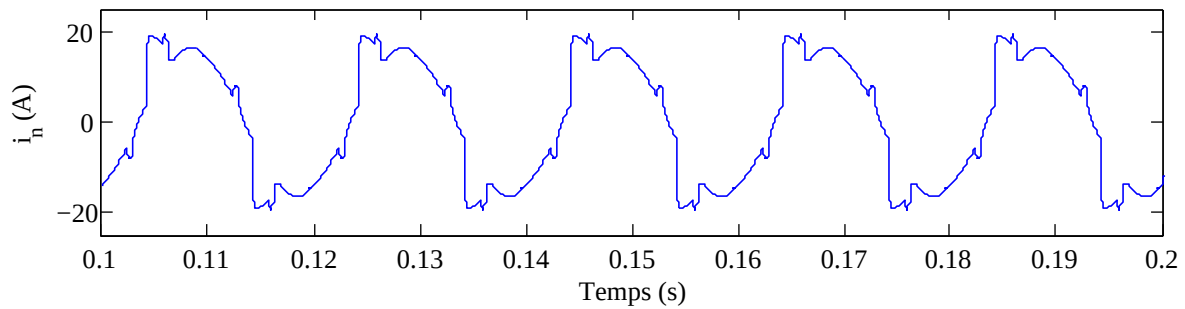
Les courants triphasés obtenus après filtrage sont représentés sur la figure 4.14(c) où on peut remarquer une amélioration de la forme d'onde, mais les spectres harmoniques pour chaque phase qui sont représentés sur la figure 4.15 montrent que cette amélioration est insuffisante. En effet, les taux de distorsion qui tournent autour de 6%. L'annulation du courant dans le neutre, représentée sur la figure 4.14(d) est relativement satisfaisante, cependant, il faut signaler que l'annulation de ce courant ne dépend pas uniquement du contrôle des courants, mais en partie du contrôle du bus continu comme on le verra au chapitre suivant.

Les résultats montrés sur la figure 4.16 sont obtenus après une variation de charge à l'instant $t = 0.2s$. Bien qu'uniquement la phase a est représenté, on a pu remarquer que les taux de distorsion après filtrage ont augmenté après la variation de charge, et tournent désormais autour de 8%. La comparaison des figures 4.16(a) et 4.16(c) permet de remarquer que grâce au filtrage du courant, la tension au point de raccordement est aussi améliorée. L'annulation du courant dans le neutre est aussi moins satisfaisante après la variation de la charge, bien que cette variation fût équilibrée entre les trois phases.

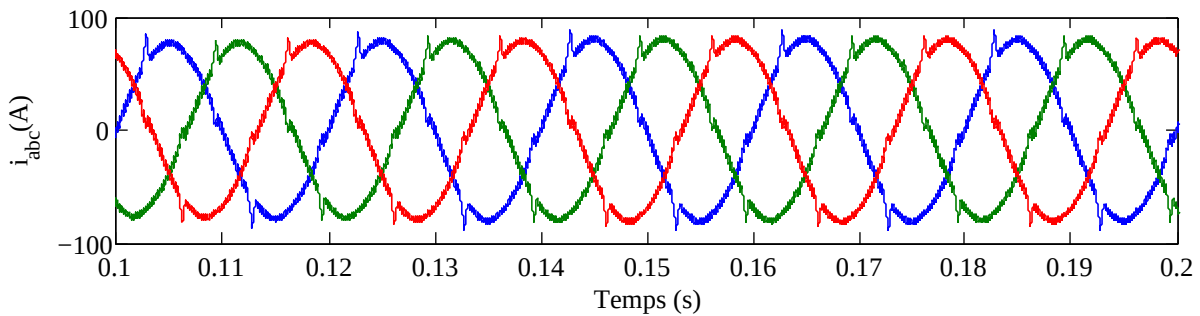
1. les résultats détaillés seront donnés dans le tableaux 4.1 et 4.2



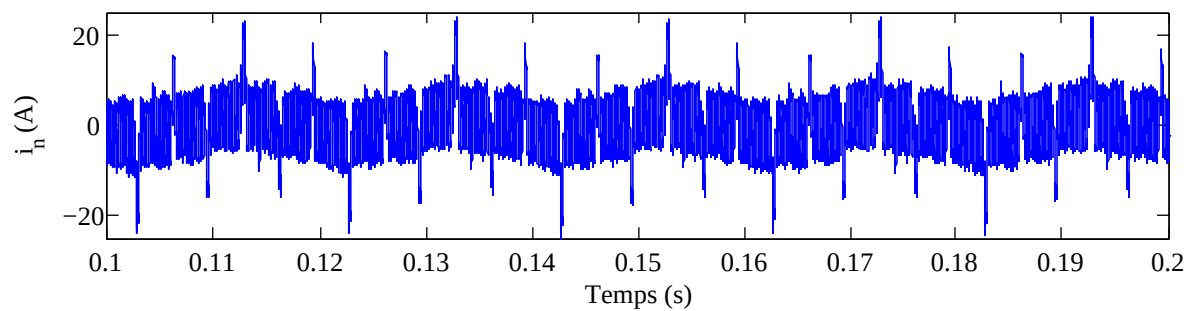
(a) Courants triphasés sans filtrage.



(b) Courant dans le neutre sans filtrage.



(c) Courants triphasés avec filtrage.



(d) Courants triphasés avec filtrage.

FIGURE 4.14 – Courants triphasés et dans le neutre avant et après filtrage actif.

La figure 4.17(a) illustre les puissances active et imaginaire instantanées avant et après filtrage, où on peut remarquer que la puissance active est relativement constante et la puissance imaginaire presque nulle après filtrage. Le spectre harmonique de la

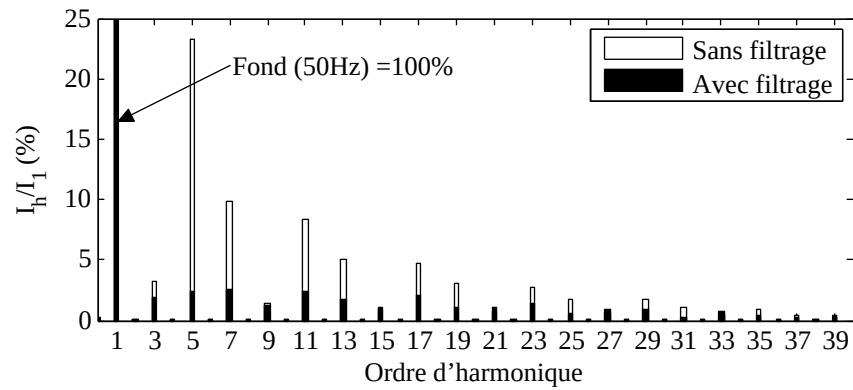
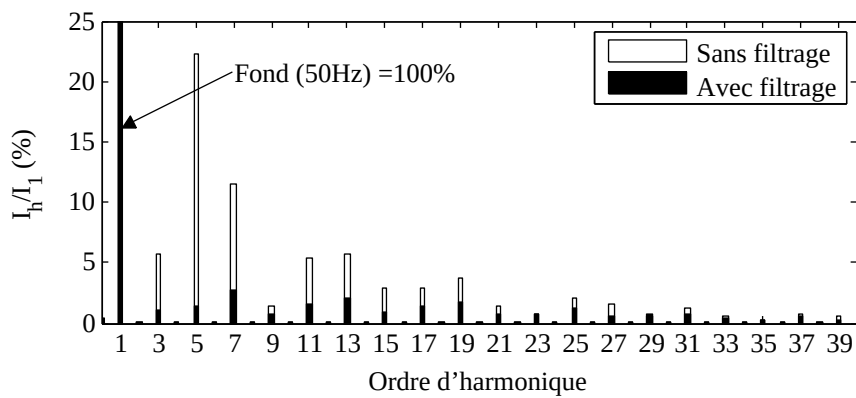
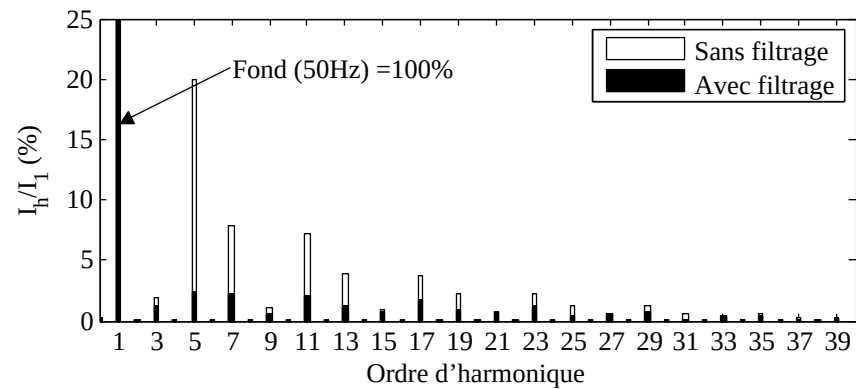
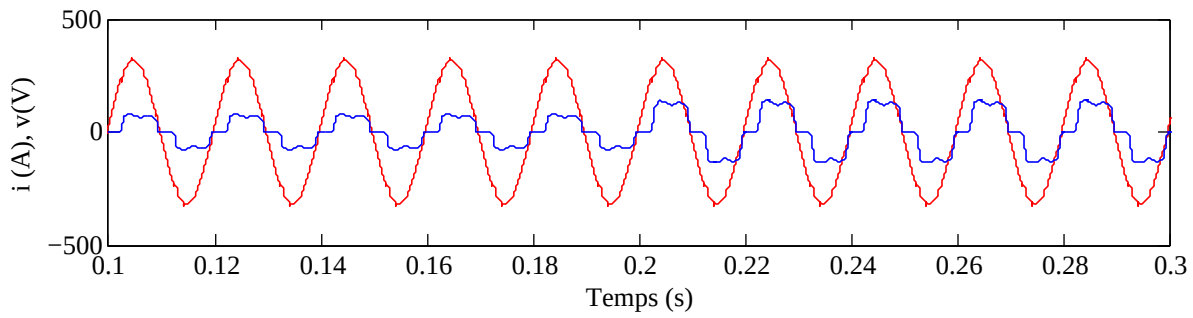
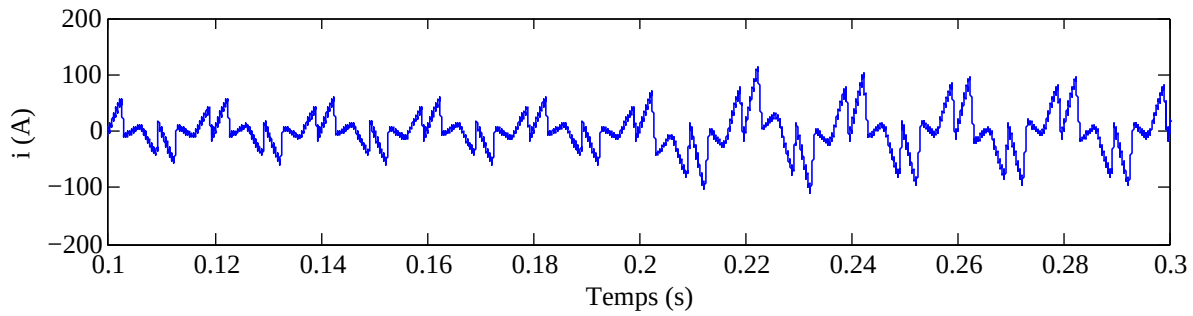
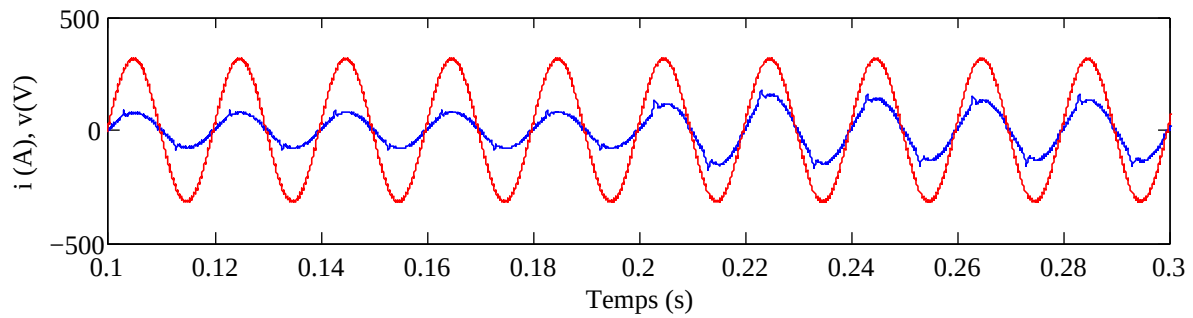
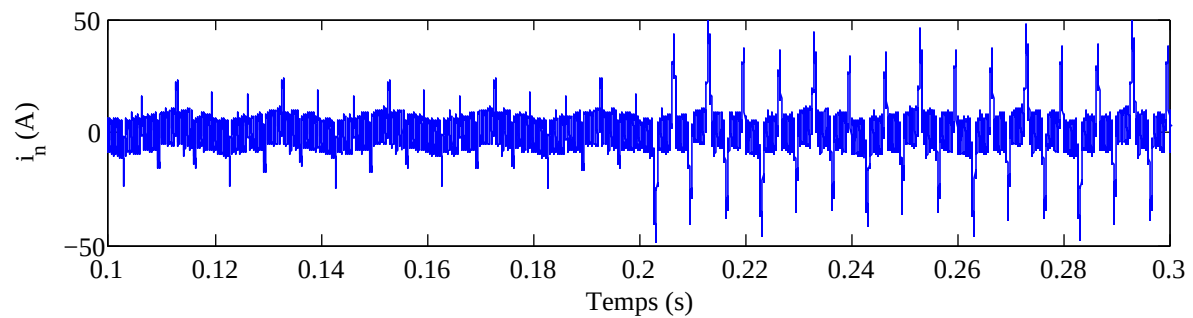
(a) Phase *a*.(b) Phase *b*.(c) Phase *c*.

FIGURE 4.15 – Spectres harmoniques des courants de phase avant et après filtrage actif.

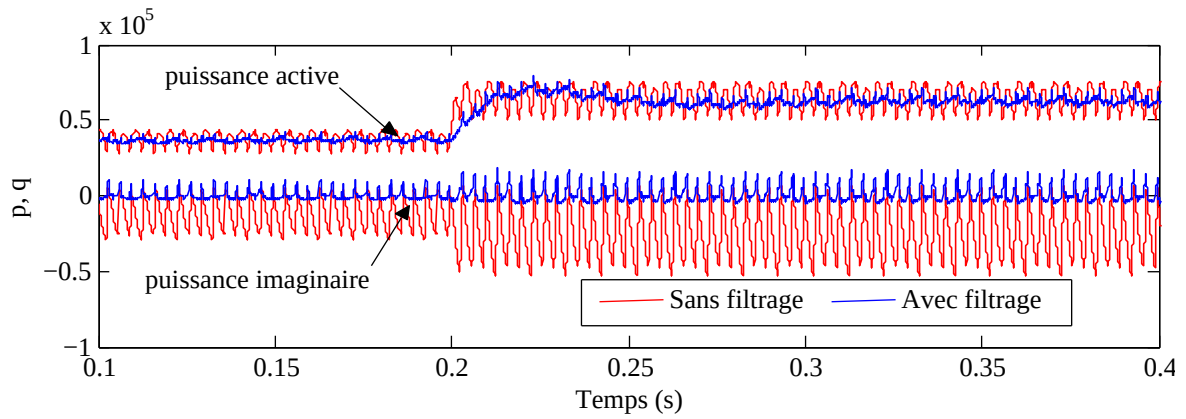
puissance active est représenté sur la figure 4.17(b) qui montre la présence des harmoniques paires basses fréquences, notamment les rangs 2, 4, 6 et 12, avec un taux de distorsion total d'environ 5%. Il faut noter que pour la puissance, le composante DC (fréquence zéro), représente le rang fondamental, et par conséquent, le taux de distorsion est calculé par rapport à cette composante.

Finalement les tensions dans le bus continu sont représentées sur la figure 4.18 qui montre des résultats dynamique et statique satisfaisants.

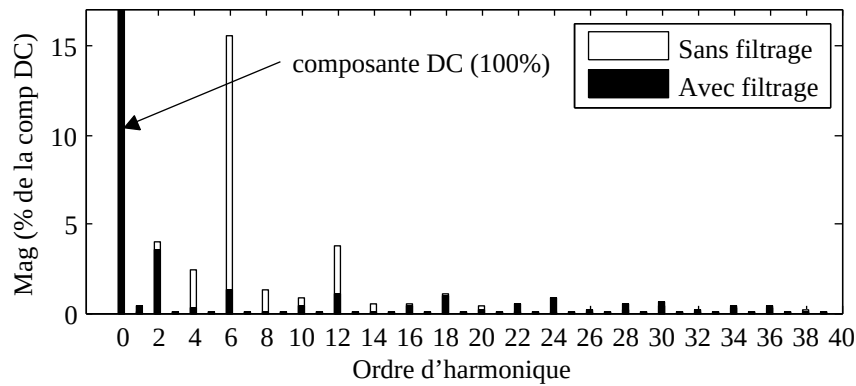
(a) Courant et tension de phase a sans filtrage.(b) Courant de compensation phase a .(c) Courant et tension de phase a après filtrage.

(d) Courant dans le neutre après filtrage.

FIGURE 4.16 – Résultats de simulation avec variation de charge à $t = 0.2$ s.



(a) Puissances active et imaginaire instantanées.



(b) Spectre harmonique de puissance active.

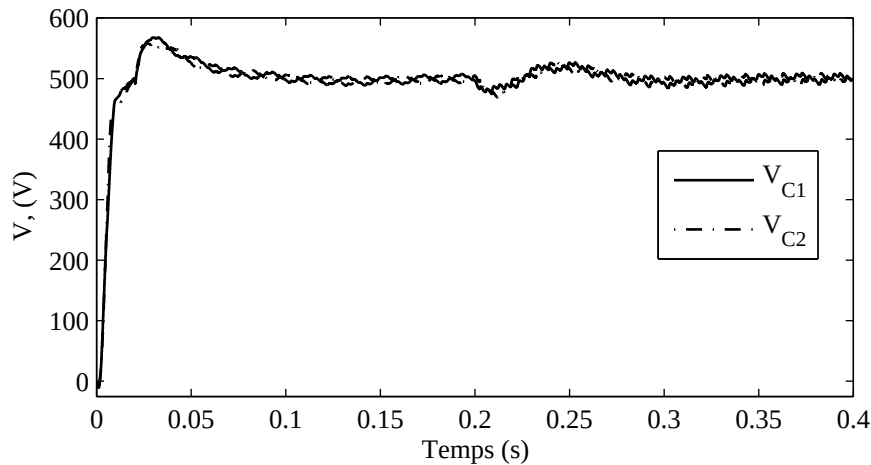
FIGURE 4.17 – Puissances instantanées et spectre harmonique de la puissance active sans et avec filtrage.

4.3.8 Conclusion

Dans cette première partie du chapitre, nous avons traité le contrôle de courant injecté par le filtre actif par une méthode linéaire classique très utilisée dans le contrôle en courant, qui est le contrôle proportionnel intégral. Nous avons montré par étude théorique, puis pas simulation que ce type de contrôle n'est pas bien adapté au filtrage actif, c'est pourquoi, nous allons proposer ci-après une autre solution basée sur le contrôle à structure variable qui le contrôle par mode de glissement.

4.4 Contrôle par mode de glissement

La théorie des systèmes à structure variable (variable structure systems, VSC) et les modes de glissement (sliding modes, SM), dont découle le contrôle par mode de glissement (sliding mode control SMC), est une technique de contrôle non linéaire. Elle est caractérisée par la discontinuité de la commande aux passages par une surface de commutation. Tout repose donc sur le choix approprié de cette surface, dite surface de glissement.



(a) Tensions aux bornes des deux capacités.

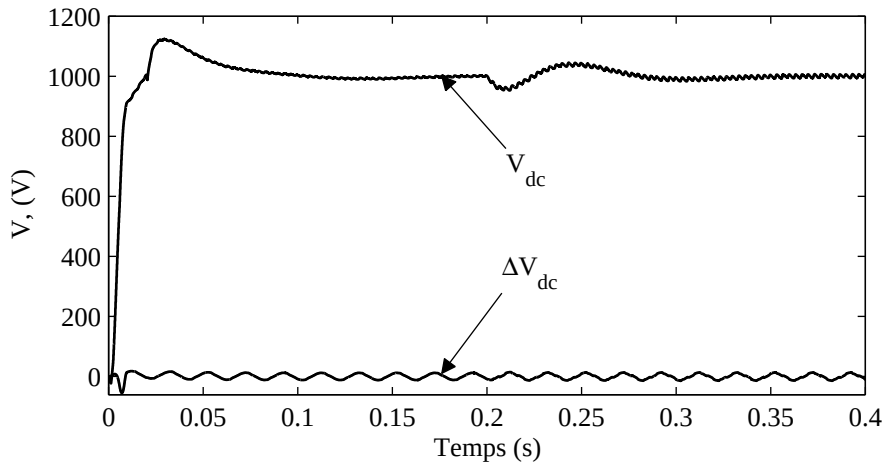
(b) Tension absolue V_{dc} et différence ΔV_{dc} .

FIGURE 4.18 – Tensions du bus continu.

L'idée des systèmes à structure variable remonte au début des années soixante, à travers les travaux du mathématicien soviétique Filipov sur la résolution des équations différentielles à second membre discontinu [Fi60]. Par la suite, de nombreux travaux ont vu le jour en union soviétique notamment ceux de Utkin [Ut77] [Ut78], et puis partout ailleurs à partir des années quatre vingt, dont l'intérêt est motivé sans doute par la robustesse inégalée qu'offre ce type de contrôle. Parmi les travaux qui ont débouché sur des applications, on peut citer ceux de Sabanovic et al sur le contrôle des machines à courant alternatif [Sa81] [Sa89], et de Bose sur la machine asynchrone [Bo85]. D'autres travaux sur la commande des convertisseurs DC-DC associés à la machine à courant continu sont proposés aussi par Venkataramanan et al [Ve85-a] [Ve85-b], et Bühler [Bü86]. A partir des années 90, de nombreuses contributions traitant l'application du contrôle par mode de glissement sur les systèmes de puissance et les entraînements électriques ont été proposées [Ut93] [Ut99] [Ya00] [Lo04].

Dans le domaine des convertisseurs statiques, le contrôle par mode de glissement a connu un grand succès. Ce succès est sans doute dû à la nature discontinue de ces

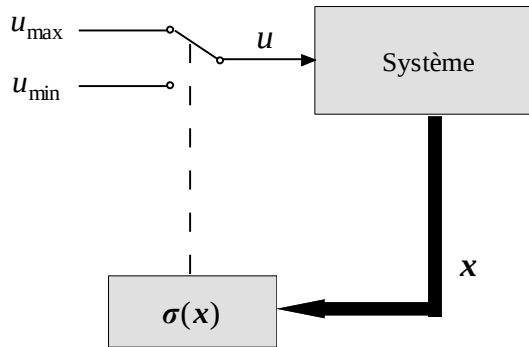


FIGURE 4.19 – Configuration d'un système à structure variable.

systèmes et pour lesquels donc le contrôle par mode de glissement est souhaitable [Bo91] [Sa93] [Sp95] [Es99] [Ta08] [Ya08]. Parmi les contributions intéressantes sur le contrôle par mode de glissement des convertisseurs statiques, on peut citer notamment les travaux de Sira-Ramirez depuis les années 80, résumés récemment dans un ouvrage [Sir06]. L'auteur a utilisé la théorie de la géométrie différentielle pour l'analyse et la synthèse de la commande par mode de glissement [Sir88].

Dans le domaine du filtrage actif, on trouve aussi quelques contributions traitant des systèmes à trois fils, qui ont montré des résultats très satisfaisants [Gu98] [Me01] [Li01]. La deuxième partie de ce chapitre est consacré à l'application du contrôle par mode de glissement à la commande des courants du filtre actif.

Nous avons proposé dans le cadre de ce travail d'adopter l'approche par géométrie différentielle pour l'analyse du mode glissant [Ha11-a]. Nous avons attaché une importance particulière au mode de glissement réel et la contrainte de la fréquence de commutation. A cet effet, nous avons adopté une solution basée sur la modulation de la largeur d'hystérésis [Ha11-b].

4.4.1 Systèmes à structure variable

Un système à structure variable est un système pour lequel l'actuel modèle dynamique dépend fortement de la région où il se trouve dans l'espace d'état. La nature discontinue du modèle est caractéristique des changements brusques de sa structure dus à des actions volontaires de l'opérateur, d'activer automatiquement un ou plusieurs commutateurs (interrupteurs) contrôlant le système.

La classe des systèmes à structure variable est large, et les systèmes d'électronique de puissance n'en sont qu'une partie. La figure 4.19 représente une configuration où le changement de structure se fait par commutation de la commande entre deux positions limites fixes $u_{\min}$ et $u_{\max}$, ce qui est le cas des convertisseurs statiques en général. L'ordre de changement de position est dicté par la loi de commutation $\sigma(x)$. Cette ordre peut tout simplement être dicté par le signe de la fonction $\sigma(x)$ comme suit :

$$u = \begin{cases} u_{\max} & \text{si } \sigma(x) > 0 \\ u_{\min} & \text{si } \sigma(x) < 0 \end{cases} \quad \text{ou} \quad u = \begin{cases} u_{\min} & \text{si } \sigma(x) > 0 \\ u_{\max} & \text{si } \sigma(x) < 0 \end{cases} \quad (4.21)$$

Pour que le système travaille en mode de glissement, il faut que les commutations aient lieu continûment entre u_{min} et u_{max} . Le comportement dynamique du système est déterminé par la condition $\sigma(x) = 0$.

Le contrôle par mode de glissement consiste en deux parties. La première étape est le choix des fonctions de commutation et la deuxième consiste en la sélection de la loi de commande. La technique de mode de glissement consiste à amener la trajectoire d'état vers la surface de glissement, et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée autour de cette surface. D'où le phénomène de glissement.

4.4.2 Principe de contrôle par mode de glissement-Approche par géométrie différentielle

Soit un système à contrôler donné par le modèle d'état non linéaire suivant :

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad (4.22)$$

Où $x \in \mathbb{R}^n$ représente le vecteur d'état de dimension n , u est la variable de commande appartenant à l'ensemble $\{u_{min}, u_{max}\}$. Les fonctions vecteur $f(x)$ et $g(x)$ représentent des champs de vecteurs définis sur l'espace tangent à $\mathbb{R}^n$.

Surface de glissement

Pour un système de dimension n , dont l'organe de commande est constitué d'un seul commutateur (convertisseur monophasé par exemple), on définit une surface de glissement S représentée par l'ensemble des vecteurs d'état dans $\mathbb{R}^n$, qui vérifie la restriction algébrique $\sigma(x) = 0$, où $\sigma(x) : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$. Ainsi, on écrit cette surface comme suit :

$$S = \{x \in \mathbb{R}^n | \sigma(x) = 0\} \quad (4.23)$$

L'ensemble S définit une variété (surface) de glissement de dimension $(n - 1)$.

Fonctionnement en mode de glissement

On dit que le système est en mode de glissement à partir du moment où la trajectoire de son point de fonctionnement suit une surface de commutation, ou l'intersection entre plusieurs surfaces de commutation.

Dans le cas d'un convertisseur statique commandé en mode de glissement, la trajectoire n'est jamais rigoureusement contenue dans la surface de commutation, mais elle oscille au voisinage immédiat de celle-ci, grâce à une commande par fourchette (figure 4.20). Dès que la trajectoire atteint l'une des bornes de la fourchette encadrant la surface de commutation, un changement de configuration du convertisseur est demandé. L'une des cellules de commutation change donc d'état, et cela fait revenir la trajectoire à l'intérieur de la fourchette ΔS .

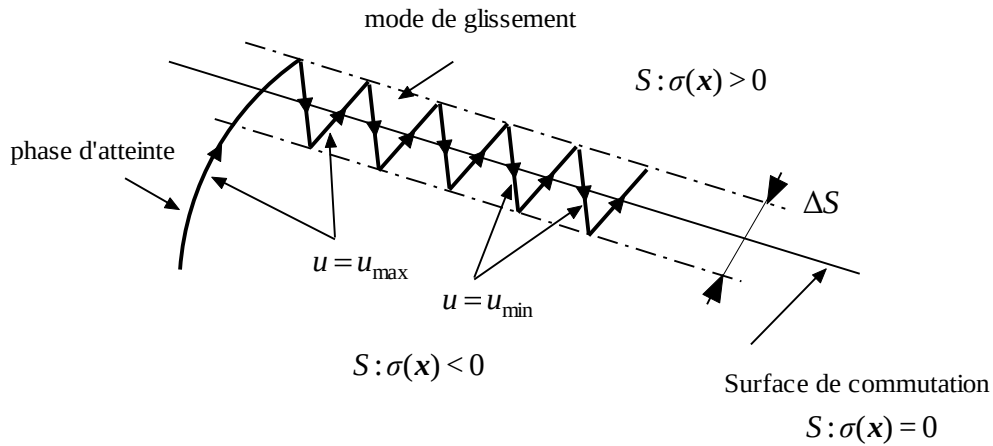


FIGURE 4.20 – Mode de glissement réel : la trajectoire se situe dans une fourchette autour de la surface de commutation

Mode de glissement idéal et notion de commande équivalente

Bien que la trajectoire du mode de glissement n'est pas parfaitement sur la surface de commutation, on peut supposer dans le cas où la fourchette ΔS est infiniment petite, que la condition $\sigma(x) = 0$ reste vraie, alors il n'est pas difficile de réaliser dans ce cas que la trajectoire en mode de glissement tend à se superposer obliquement sur la surface de glissement, grâce à des commutations entre u_{max} et u_{min} de la variable de commande u , avec une fréquence qui doit être nécessairement infinie. Dans cette condition la trajectoire évolue le long de la surface de glissement, comme si elle était le résultat d'une commande lisse (continue), plutôt qu'une commande discontinue. Cette équivalence entre la commande discontinue à fréquence de commutation infinie et la commande continue permet d'introduire la notion d'une *commande équivalente* noté par $u_{eq}(x)$, qui soutient idéalement l'évolution de la trajectoire de mode de glissement le long de la surface de glissement quand l'état initial du système, i.e., x_0 se trouve sur la surface S , c'est-à-dire $\sigma(x_0) = 0$. Ainsi, si $\sigma(x) = 0$ alors sa dérivée par rapport au temps l'est aussi, ce qui nous amène à écrire la *condition d'invariance* suivante :

$$\dot{\sigma}(x) = \frac{\partial \sigma}{\partial x^T} \dot{x} = 0 \quad (4.24)$$

Remplaçant $\dot{x}$ par son expression donnée par (4.22), la dérivée de la fonction de commutation s'écrit comme suit :

$$\dot{\sigma}(x) = \frac{\partial \sigma}{\partial x^T} (f(x) + g(x)u_{eq}(x)) = 0 \quad (4.25)$$

Notation

Nous allons représenter la quantité $\frac{\partial \sigma}{\partial x^T} f(x)$ par $l_f \sigma(x)$. Celle-ci représente la dérivée directionnelle de la fonction $\sigma(x)$ suivant le champ de vecteurs $f(x)$. De même

nous allons noter par $l_g\sigma(\mathbf{x})$ la dérivée directionnelle $\frac{\partial\sigma}{\partial\mathbf{x}^T}\mathbf{g}(\mathbf{x})$ de $\sigma(\mathbf{x})$ suivant le champ de vecteurs $\mathbf{g}(\mathbf{x})$. Ainsi, avec un vecteur des dérivées partielles de $\sigma(\mathbf{x})$ donné par :

$$\frac{\partial\sigma}{\partial\mathbf{x}^T} = \begin{bmatrix} \frac{\partial\sigma}{\partial x_1} & \frac{\partial\sigma}{\partial x_2} & \cdots & \frac{\partial\sigma}{\partial x_n} \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

et supposons des vecteurs $\mathbf{f}(\mathbf{x})$ et $\mathbf{g}(\mathbf{x})$ donnés par :

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} f_1(\mathbf{x}) \\ f_2(\mathbf{x}) \\ \vdots \\ f_n(\mathbf{x}) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{g}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} g_1(\mathbf{x}) \\ g_2(\mathbf{x}) \\ \vdots \\ g_n(\mathbf{x}) \end{bmatrix} \quad (4.27)$$

alors

$$l_f\sigma(\mathbf{x}) = \sum_{i=1}^n \frac{\partial\sigma}{\partial x_i} f_i(\mathbf{x}) \quad (4.28)$$

$$l_g\sigma(\mathbf{x}) = \sum_{i=1}^n \frac{\partial\sigma}{\partial x_i} g_i(\mathbf{x}) \quad (4.29)$$

Ainsi, l'équation (4.25) devient

$$\dot{\sigma}(\mathbf{x}) = l_f\sigma(\mathbf{x}) + l_g\sigma(\mathbf{x})u_{eq}(\mathbf{x}) = 0 \quad (4.30)$$

Ceci permet de définir la grandeur de commande équivalente comme suit :

$$u_{eq}(\mathbf{x}) = -\frac{l_f\sigma(\mathbf{x})}{l_g\sigma(\mathbf{x})} \quad (4.31)$$

Pour que $u_{eq}(\mathbf{x})$ prenne une valeur finie, il est indispensable que $l_g\sigma(\mathbf{x}) \neq 0$. Ceci est une condition intrinsèque de l'apparition du mode de glissement.

Existence du mode glissant

Grâce à une logique de commutation appropriée, la trajectoire d'état atteint et évolue au voisinage de la surface de glissement. On dit alors que le *régime glissant existe sur S* qui est maintenu à condition que

$$l_f\sigma(\mathbf{x}) + l_g\sigma(\mathbf{x})u_{max} > 0 \quad (4.32)$$

et

$$l_f\sigma(\mathbf{x}) + l_g\sigma(\mathbf{x})u_{min} < 0 \quad (4.33)$$

L'interprétation de ces inégalités sur S est que les projections des champs de vecteurs $\mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{g}(\mathbf{x})u_{max}$ et $\mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{g}(\mathbf{x})u_{min}$, sur le vecteur gradient à S sont de signes contraires comme l'explique la figure 4.21, et par conséquent, les champs contrôlés se dirigent vers la surface de commutation.

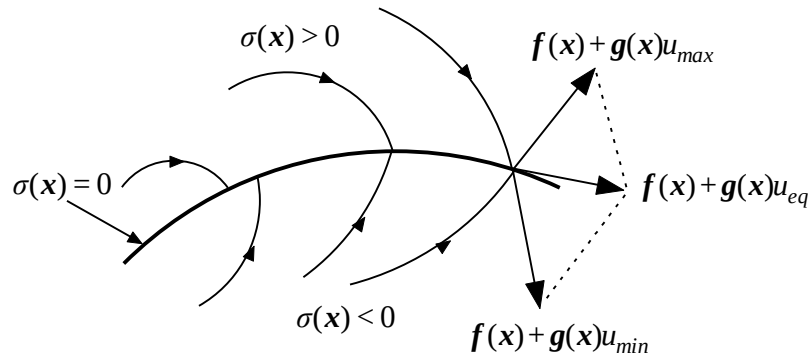


FIGURE 4.21 – Régime glissant, commutation des champs de vecteurs sur la surface de commutation.

Par soustraction de l'inégalité (4.33) de l'inégalité (4.32), on peut remarquer que lors du mode glissant nous avons toujours

$$l_g \sigma(\mathbf{x})(u_{max} - u_{min}) > 0 \quad (4.34)$$

Avec $u_{max} > u_{min}$, on peut déduire le résultat suivant, dit *condition de transversalité*

$$l_g \sigma(\mathbf{x}) > 0 \quad (4.35)$$

Supposons que le régime glissant existe localement sur $\mathcal{S}$, alors à partir de la première inégalité, i.e., (4.32), et en tenant compte du résultat (4.35) on a

$$\frac{l_f \sigma(\mathbf{x})}{l_g \sigma(\mathbf{x})} + u_{max} = -u_{eq}(\mathbf{x}) + u_{max} > 0 \quad (4.36)$$

De même à partir de la deuxième inégalité, i.e., (4.33) on a

$$\frac{l_f \sigma(\mathbf{x})}{l_g \sigma(\mathbf{x})} + u_{min} = -u_{eq}(\mathbf{x}) + u_{min} < 0 \quad (4.37)$$

Ces deux dernières équations nous amènent à la formulation de la *condition d'existence du mode de glissement*, qui est

$$u_{min} < u_{eq}(\mathbf{x}) < u_{max} \quad (4.38)$$

En effet, la commande équivalente peut être interprétée comme la valeur moyenne de la commande discrète lors des commutations rapides entre u_{min} et u_{max} , comme représenté sur la figure 4.22. Cette interprétation permet en effet de valider la condition (4.38).

Accessibilité de la surface de glissement

Soit $\mathbf{x}$ un point représentatif de la trajectoire d'état situé dans un ouvert de la surface $\mathcal{S}$. Supposons sans perte de généralité qu'à ce point, la restriction $\sigma(\mathbf{x})$ est strictement positive, i.e., $\sigma(\mathbf{x}) > 0$. Conventionnellement, nous considérons que nous sommes

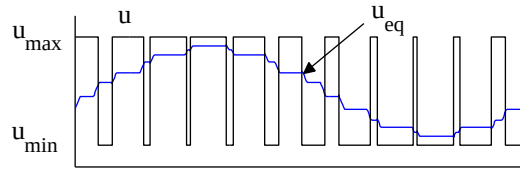


FIGURE 4.22 – Commande équivalente et commande réelle (discontinue).

au-dessus de la surface $\mathcal{S}$. Notre objectif est de choisir l'action de commande nécessaire qui fait que la trajectoire d'état atteigne et s'accroche à la surface $\mathcal{S}$. La dérivée dans le temps de $\sigma(x)$ au point x est donnée par :

$$\dot{\sigma}(x) = l_f \sigma(x) + l_g \sigma(x) u \quad (4.39)$$

Pour que le système accède à la surface de glissement, il faut que l'expression (4.39) soit négative lorsque $\sigma(x) > 0$. Du fait que $l_g \sigma(x) > 0$, et que $u_{\min} < -\frac{l_f \sigma(x)}{l_g \sigma(x)} < u_{\max}$, il n'est pas difficile de vérifier qu'il est nécessaire que la variable de commande u prenne la valeur minimale $u_{\min}$.

Par ailleurs, lorsque $\sigma(x) < 0$ (conventionnellement, nous considérons que nous sommes au-dessous de la surface $\mathcal{S}$), il faut que sa dérivée soit positive. Avec le même raisonnement, on peut vérifier dans ce cas qu'il faut que u prenne la valeur $u_{\max}$. On remarque ainsi qu'on retrouve les conditions dans (4.32) et (4.33).

Régime glissant idéal

En remplaçant dans (4.22) la commande discontinue par l'expression de la commande équivalente, le mouvement du système sur $\mathcal{S}$, dû à la commande équivalente est régi par

$$\dot{x} = f(x) - g(x) \frac{l_f \sigma(x)}{l_g \sigma(x)} = \left(I - \frac{1}{l_g \sigma(x)} g(x) \frac{\partial \sigma}{\partial x^T} \right) f(x) = M(x) f(x) \quad (4.40)$$

I représente la matrice identité de dimension n , alors que la matrice carrée $M(x)$ de dimension $n \times n$ est dite *opérateur de projection* sur l'espace tangent à $\mathcal{S}$. Cette opérateur projette tout champ de vecteurs sur l'espace tangent à $\mathcal{S}$ comme le montre la figure 4.23.

L'équation (4.40) représente le système idéal évoluant sur la surface $\mathcal{S}$, et constitue la moyenne de la trajectoire d'état soumise à la logique de commande synthétisée ci-dessus.

4.4.3 Système multi-commutateurs

Pour un système commandé par plusieurs commutateurs ou interrupteurs indépendants, la description générale dans l'espace d'état peut être donnée par l'équation différentielle à second membre discontinu suivante :

$$\dot{x} = f(x) + G(x)u \quad (4.41)$$

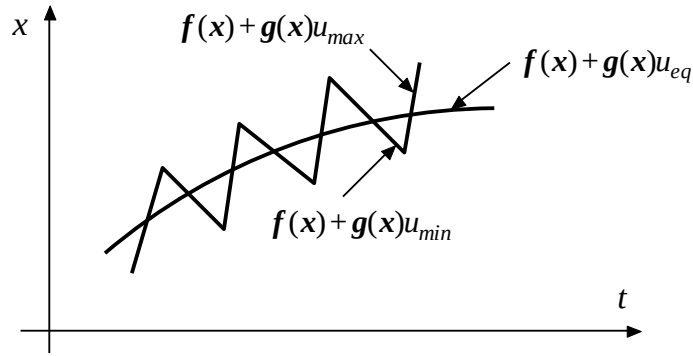


FIGURE 4.23 – Régime glissant réel et idéal.

Avec $\mathbf{x}$ le vecteur d'état de dimension n , $\mathbf{u}$ le vecteur de commande de dimension m qui appelé aussi vecteur d'entrée, avec $\mathbf{u} \in \{u_{max}, u_{min}\}^m$. La fonction $\mathbf{f}(\mathbf{x})$ est un champ de vecteurs défini sur l'espace tangent à $\mathbb{R}^n$, la matrice $\mathbf{G}(\mathbf{x})$, dite aussi matrice d'entrée est une matrice de dimension $n \times m$ dont les colonnes qu'on note par $\mathbf{g}_j^c(\mathbf{x})$, $j = 1, 2, \dots, m$ représentent aussi des champs de vecteurs.

Posons le vecteur d'état

$$\dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 & x_5 \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} i_{ca} & i_{cb} & i_{cc} & V_{C1} & V_{C2} \end{bmatrix}^T \quad (4.42)$$

Le modèle du filtre actif établi au chapitre 2 peut être mis sous la forme (4.41), avec $\mathbf{f}(\mathbf{x})$ de dimension $n = 5$ donné par :

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} -\frac{r_c}{L_c}x_1 + \frac{1}{2L_c}x_4 - \frac{1}{2L_c}x_5 - \frac{v_a}{L_c} \\ -\frac{r_c}{L_c}x_2 + \frac{1}{2L_c}x_4 - \frac{1}{2L_c}x_5 - \frac{v_a}{L_c} \\ -\frac{r_c}{L_c}x_3 + \frac{1}{2L_c}x_4 - \frac{1}{2L_c}x_5 - \frac{v_a}{L_c} \\ \frac{1}{2C}x_1 + \frac{1}{2C}x_2 + \frac{1}{2C}x_3 \\ -\frac{1}{2C}x_1 - \frac{1}{2C}x_2 - \frac{1}{2C}x_3 \end{bmatrix} \quad (4.43)$$

La matrice d'entrée $\mathbf{G}(\mathbf{x})$ de dimension $n \times m = 5 \times 3$ est donnée par :

$$\mathbf{G}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} \frac{x_4+x_5}{2L_c} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{x_4+x_5}{2L_c} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{x_4+x_5}{2L_c} \\ \frac{x_1}{2C} & \frac{x_2}{2C} & \frac{x_3}{2C} \\ \frac{x_1}{2C} & \frac{x_2}{2C} & \frac{x_3}{2C} \end{bmatrix} \quad (4.44)$$

Finalement le vecteur de commande $\mathbf{u}$ de dimension $m = 3$,

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} \quad (4.45)$$

Surface de glissement

Pour un système de dimension n commandé par m commutateurs indépendants, m fonctions de commutation sont définies dans le vecteur $\sigma(x) : \mathbb{R}^n \mapsto \mathbb{R}^m$. Cette fonction représente d'une certaine manière la situation de la trajectoire en mode de glissement par rapport à la surface de glissement $\mathcal{S}$; $\sigma(x) \neq 0$ si la trajectoire est hors surface de glissement et $\sigma(x) = 0$ si cette trajectoire est sur la surface de glissement. Ainsi, la surface de glissement $\mathcal{S}$ peut être représentée par la satisfaction simultanée des restrictions algébriques récapitulées dans l'équation $\sigma(x) = 0$, c'est-à-dire $\sigma_j(x) = 0$, $j = 1, 2, \dots, m$. Ceci définit m surfaces $\mathcal{S}_j$ dans $\mathbb{R}^n$ chacune de dimension $n - 1$ qui peuvent être écrites comme suit :

$$\mathcal{S}_j = \{x \in \mathbb{R}^n | \sigma_j(x) = 0\} \quad (4.46)$$

La surface $\mathcal{S}$ est l'intersection entre les m surfaces donnée par :

$$\mathcal{S} = \{x \in \mathbb{R}^n | x \in \mathcal{S}_j, j = 1, 2, \dots, m\} \quad (4.47)$$

Régime glissant idéal et commande équivalente

Dans ce cas aussi, on peut supposer que grâce à des commutations rapides des variables de commande u_j , ($j = 1, 2, \dots, m$) entre u_{max} et u_{min} , la condition $\sigma(x) = 0$ est satisfaite. Alors, il est toujours possible d'admettre que la trajectoire d'état du système évolue idéalement sur la surface de glissement, et ainsi définir un vecteur de commande équivalente $u_{eq}(x)$ qui soutient l'évolution de cette trajectoire sur la surface désignée. Les fonctions de commutation vérifient alors la condition d'invariance suivante

$$\dot{\sigma}(x) = \frac{\partial \sigma}{\partial x^T} \dot{x} = 0 \quad (4.48)$$

Remplaçant $\dot{x}$ par son expression donnée par (4.41), dans laquelle u prendra $u_{eq}(x)$, cette condition s'écrit comme suit :

$$\dot{\sigma}(x) = \frac{\partial \sigma}{\partial x^T} (f(x) + G(x)u_{eq}(x)) = 0 \quad (4.49)$$

Notation

Nous représentons $\frac{\partial \sigma}{\partial x^T} f(x)$, qui sont les dérivées directionnelles de la fonction de commutation $\sigma(x)$ suivant le vecteur champ $f(x)$ par le vecteur $l_f \sigma(x)$ de dimension m , donné par :

$$l_f \sigma(x) = \begin{bmatrix} \frac{\partial \sigma_1(x)}{\partial x_1} & \frac{\partial \sigma_1(x)}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial \sigma_1(x)}{\partial x_n} \\ \frac{\partial \sigma_2(x)}{\partial x_1} & \frac{\partial \sigma_2(x)}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial \sigma_2(x)}{\partial x_n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial \sigma_m(x)}{\partial x_1} & \frac{\partial \sigma_m(x)}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial \sigma_m(x)}{\partial x_n} \end{bmatrix} f(x) = \begin{bmatrix} l_f \sigma(x)_1 \\ l_f \sigma(x)_2 \\ \vdots \\ l_f \sigma(x)_m \end{bmatrix} \quad (4.50)$$

Supposons une matrice $G(x)$ donnée par

$$G(x) = \begin{bmatrix} g(x)_1^c & g(x)_2^c & \dots & g(x)_m^c \end{bmatrix} \quad (4.51)$$

alors, la matrice carrée $m \times m$, $\frac{\partial \sigma}{\partial \mathbf{x}^T} \mathbf{G}(\mathbf{x})$ sera dénotée par $\mathbf{L}_G \sigma(\mathbf{x})$. Cette matrice représente les dérivées directionnelles de $\sigma(\mathbf{x})$ suivant les m champs de vecteurs dans la matrice $\mathbf{G}(\mathbf{x})$ données par :

$$\mathbf{L}_G \sigma(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} \frac{\partial \sigma_1(\mathbf{x})}{\partial x_1} & \frac{\partial \sigma_1(\mathbf{x})}{\partial x_2} & \cdots & \frac{\partial \sigma_1(\mathbf{x})}{\partial x_n} \\ \frac{\partial \sigma_2(\mathbf{x})}{\partial x_1} & \frac{\partial \sigma_2(\mathbf{x})}{\partial x_2} & \cdots & \frac{\partial \sigma_2(\mathbf{x})}{\partial x_n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial \sigma_m(\mathbf{x})}{\partial x_1} & \frac{\partial \sigma_m(\mathbf{x})}{\partial x_2} & \cdots & \frac{\partial \sigma_m(\mathbf{x})}{\partial x_n} \end{bmatrix} \mathbf{G}(\mathbf{x}) \quad (4.52)$$

Cette matrice contient m lignes et m colonnes qu'on peut écrire donc suit

$$\mathbf{L}_G \sigma(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} l_G \sigma(\mathbf{x})_1^c & l_G \sigma(\mathbf{x})_2^c & \cdots & l_G \sigma(\mathbf{x})_m^c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_G \sigma(\mathbf{x})_1^l \\ l_G \sigma(\mathbf{x})_2^l \\ \vdots \\ l_G \sigma(\mathbf{x})_m^l \end{bmatrix} \quad (4.53)$$

Ainsi, l'équation (4.49) devient :

$$\dot{\sigma}(\mathbf{x}) = \mathbf{l}_f \sigma(\mathbf{x}) + \mathbf{L}_G \sigma(\mathbf{x}) \mathbf{u}_{eq}(\mathbf{x}) = 0 \quad (4.54)$$

Ceci permet de définir la grandeur de commande équivalente comme suit :

$$\mathbf{u}_{eq}(\mathbf{x}) = -(\mathbf{L}_G \sigma(\mathbf{x}))^{-1} \mathbf{l}_f \sigma(\mathbf{x}) \quad (4.55)$$

Ceci dit que pour que le mode de glissement soit défini, l'inversibilité de la matrice $\mathbf{L}_G \sigma(\mathbf{x})$ doit être vérifiée. Comme indiqué précédemment, cette grandeur (commande équivalente), est la moyenne de la commande réelle lors des commutations entre les valeurs maximale et minimale, ainsi il est toujours indispensable que $u_{min} < u_{eq}(\mathbf{x})_j < u_{max}$ pour vérifier l'existence du mode de glissement.

Finalement le système virtuellement commandé par la grandeur équivalente, et évoluant sur la surface de glissement $\mathcal{S}$ peut être exprimé par :

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) - \mathbf{G}(\mathbf{x})(\mathbf{L}_G \sigma(\mathbf{x}))^{-1} \mathbf{l}_f \sigma(\mathbf{x}) \quad (4.56)$$

ou alternativement par

$$\dot{\mathbf{x}} = \left(\mathbf{I} - \mathbf{G}(\mathbf{x})(\mathbf{L}_G \sigma(\mathbf{x}))^{-1} \frac{\partial \sigma}{\partial \mathbf{x}^T} \right) \mathbf{f}(\mathbf{x}) = \mathbf{M}(\mathbf{x}) \mathbf{f}(\mathbf{x}) \quad (4.57)$$

Accessibilité de la surface de glissement, approche de Lyapunov

Cette condition est en fait la condition sous laquelle le mode de glissement existe, et sous laquelle la trajectoire d'état va effectivement atteindre la surface de glissement en un temps fini. L'approche de Lyapunov permet de synthétiser la loi de commande

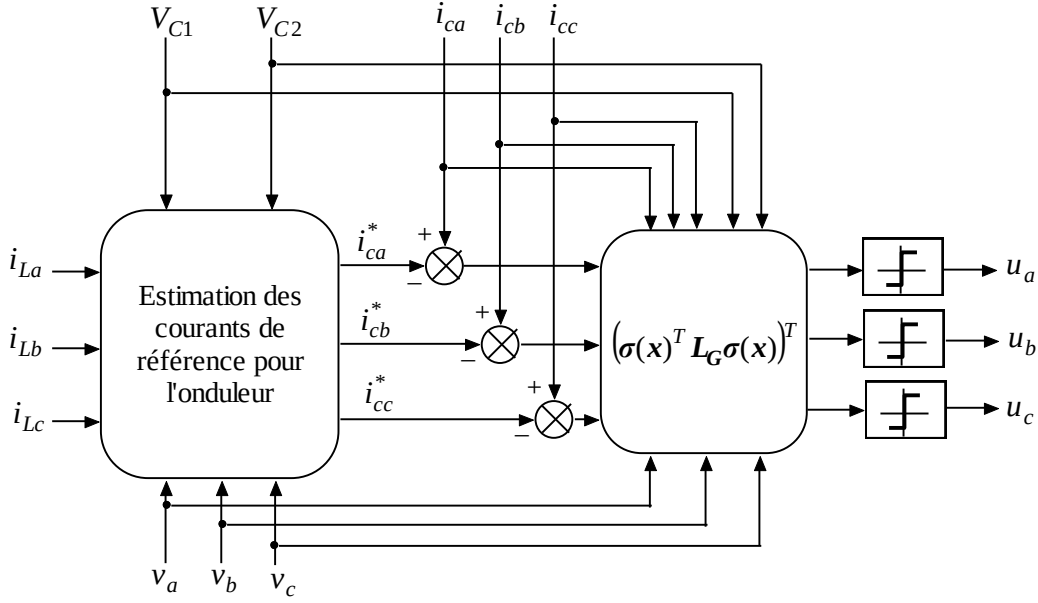


FIGURE 4.24 – Schéma bloc de contrôle de courant par mode de glissement.

à partir de la condition de stabilité de Lyapunov. Ainsi, on suppose une fonction de Lyapunov de la forme suivante :

$$\mathcal{V}(\sigma(x)) = \frac{1}{2} \sigma^T(x) \sigma(x) \quad (4.58)$$

Cette fonction est semi-définie positive, elle est nulle sur la surface de glissement $\mathcal{S}$, c'est-à-dire quand $\sigma(x) = 0$, et elle est positive quand $\sigma(x) \neq 0$. La quantité $\mathcal{V}(\sigma(x))$ peut être interprétée comme étant la distance par rapport à la surface de glissement désirée. Ainsi une possible stratégie pour satisfaire la condition $\sigma(x) = 0$ consiste à exercer des actions de commande discrète $u \in \{u_{min}, u_{max}\}^m$, pour l'ouverture et la fermeture des interrupteurs afin de réduire la distance $\mathcal{V}(\sigma(x))$, cela dit que la variation de cette dernière dans le temps doit être strictement négative, ainsi :

$$\frac{d}{dt}(\mathcal{V}(\sigma(x))) = \sigma^T(x) \dot{\sigma}(x) < 0 \quad (4.59)$$

En se référant à l'équation (4.54), si $\sigma(x) \neq 0$, remplaçant $u_{eq}(x)$ par u , ainsi la dérivé de la fonction de Lyapunov peut être exprimée comme suit :

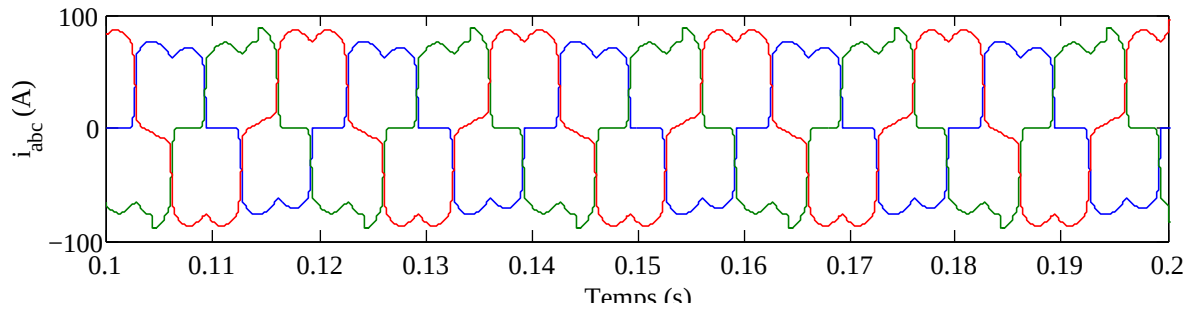
$$\dot{\mathcal{V}}(\sigma(x)) = \sigma^T(x) (l_f \sigma(x) + L_G \sigma(x) u) < 0 \quad (4.60)$$

De même, si $\sigma(x) = 0$, alors :

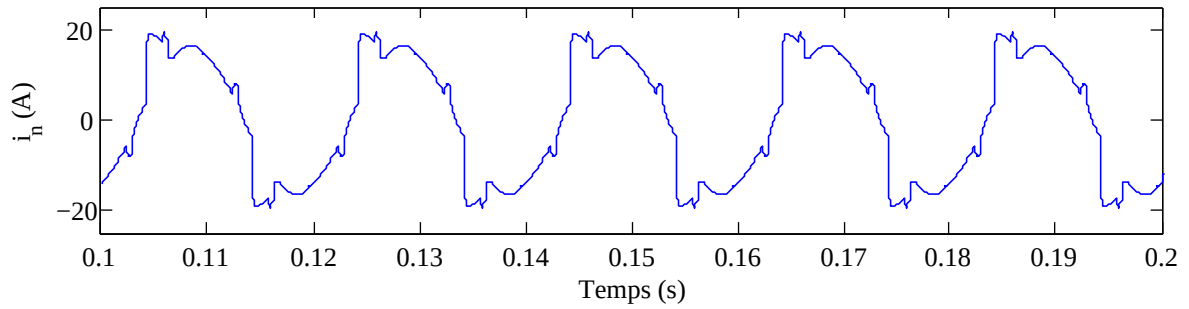
$$\dot{\mathcal{V}}(\sigma(x)) = \sigma^T(x) (l_f \sigma(x) + L_G \sigma(x) u_{eq}(x)) = 0 \quad (4.61)$$

Ainsi, de la l'équation (4.61), on tire $l_f \sigma(x) = -L_G \sigma(x) u_{eq}(x)$. Remplaçant dans l'équation (4.60), la condition 4.59 peut être écrite comme suit :

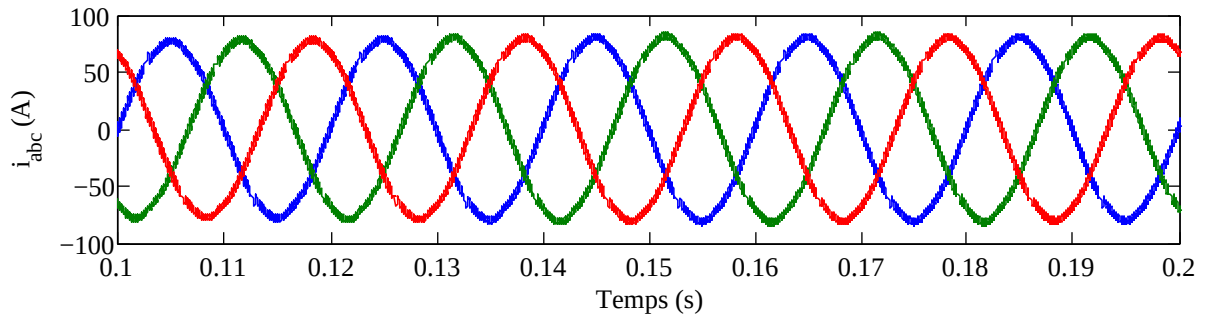
$$\dot{\mathcal{V}}(\sigma(x)) = \sigma^T(x) L_G \sigma(x) (u - u_{eq}(x)) < 0 \quad (4.62)$$



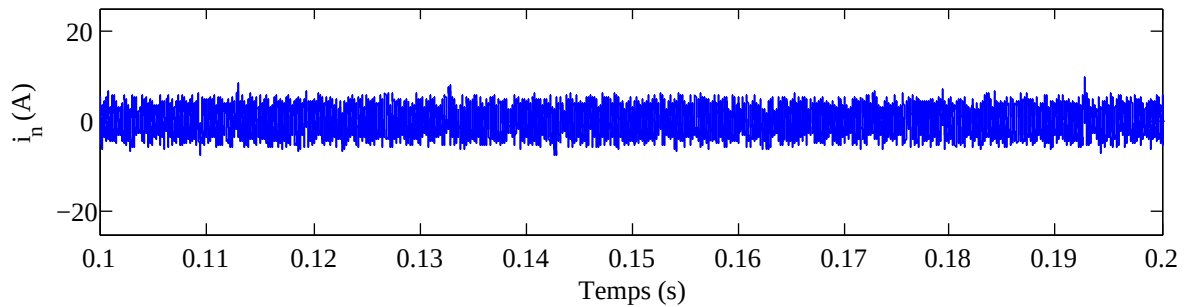
(a) Courants triphasés sans filtrage.



(b) Courant dans le neutre sans filtrage.



(c) Courants triphasés avec filtrage.

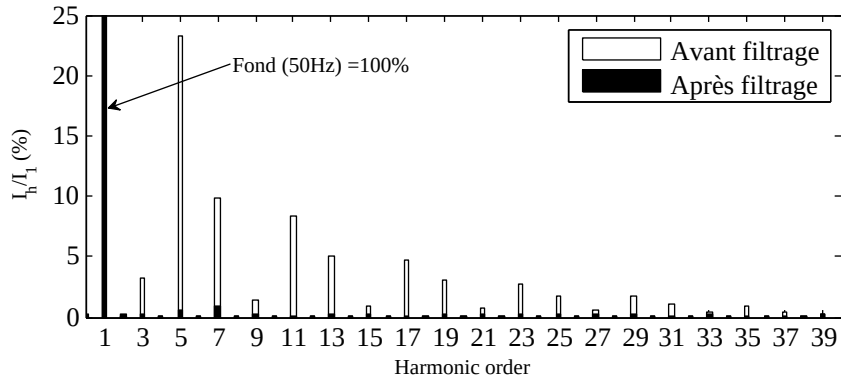


(d) Courants dans le neutre avec filtrage.

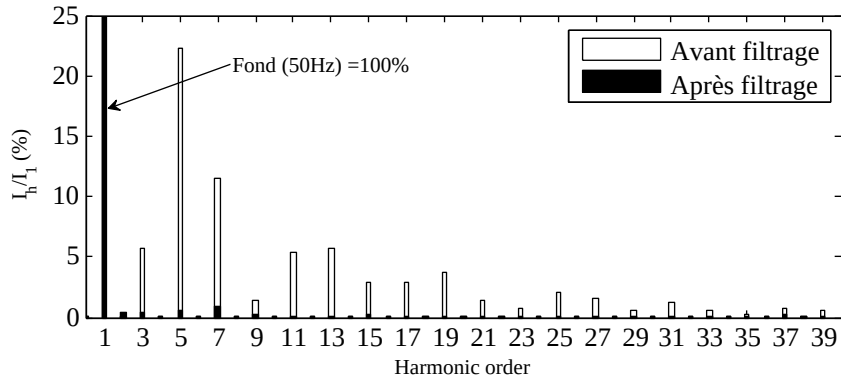
FIGURE 4.25 – Courants triphasés et dans le neutre avant et après filtrage actif avec contrôle par mode de glissement.

Ainsi de l'équation (4.53) l'inégalité suivante peut être déduite :

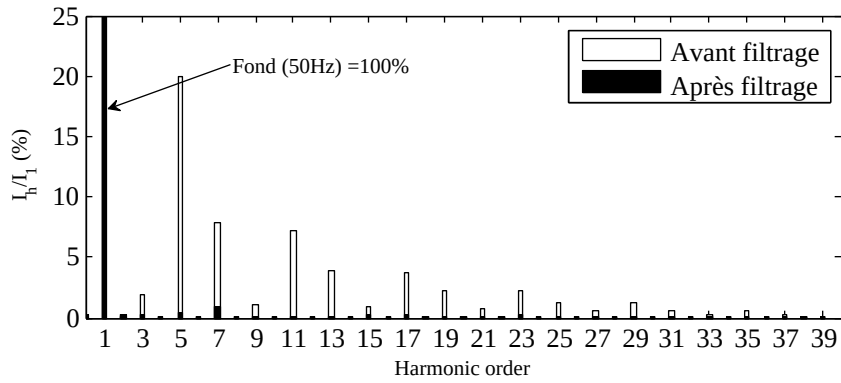
$$\sum_{j=1,2,3} \sigma(x)^T l_G \sigma(x)_j^c u_j < \sum_{j=1,2,3} \sigma(x)^T l_G \sigma(x)_j^c(x) u_{eq}(x)_j \quad (4.63)$$



(a) Phase a.



(b) Phase b.



(c) Phase c.

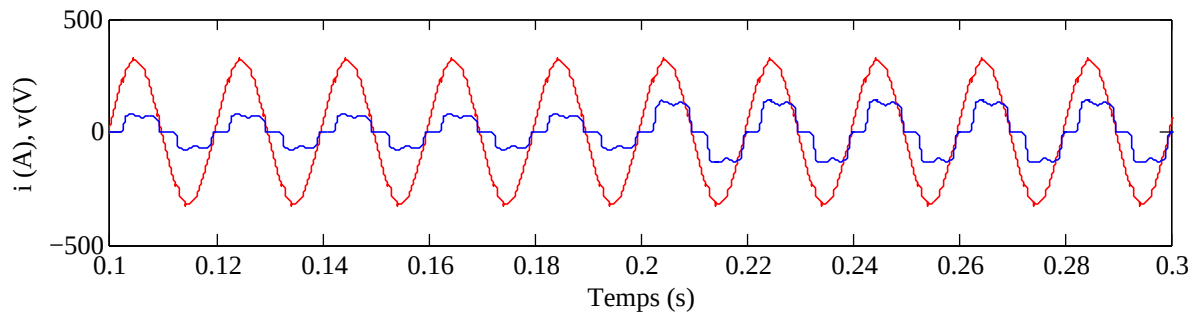
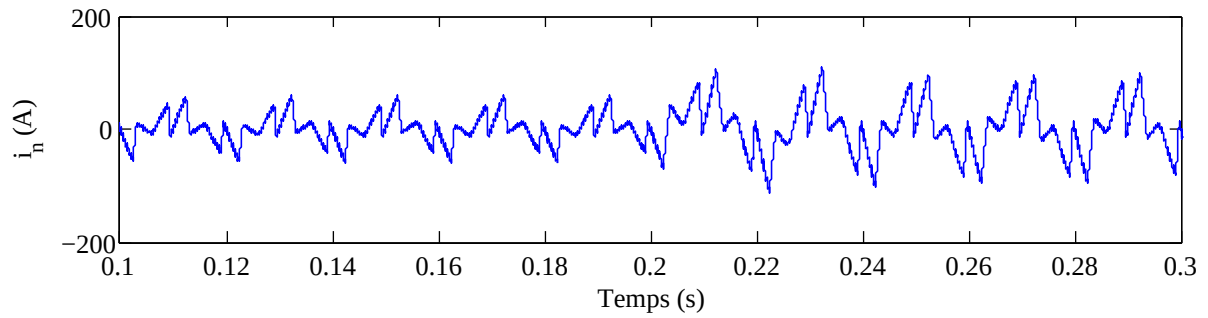
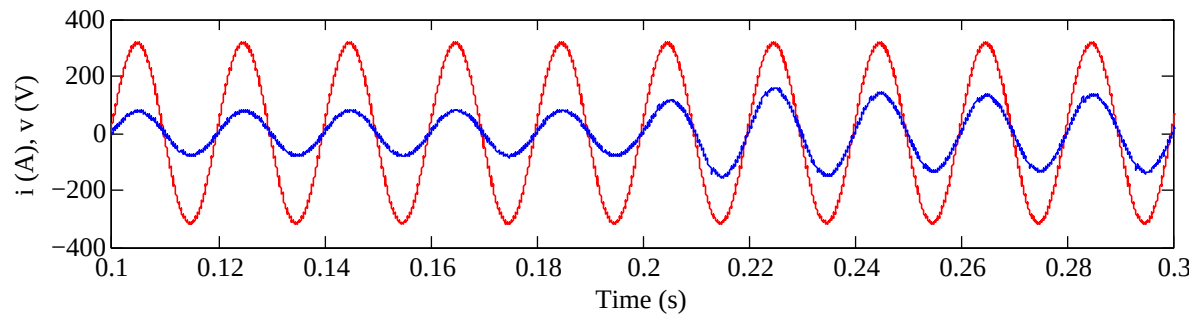
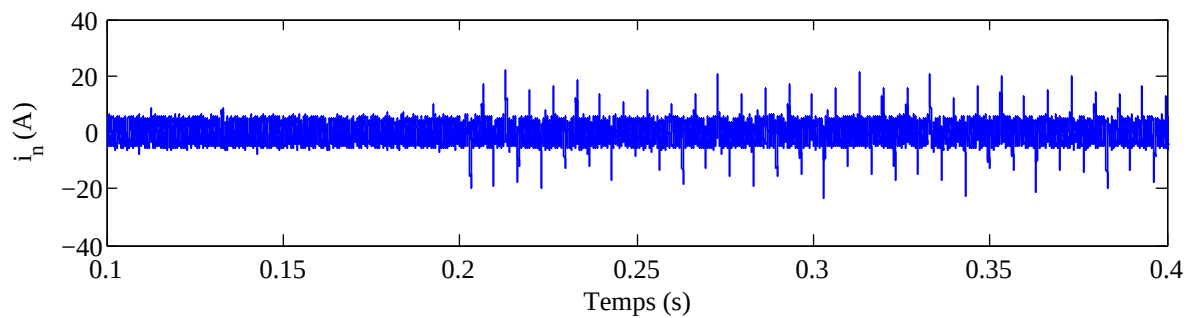
FIGURE 4.26 – Spectres harmoniques des courants de phase avant et après filtrage actif.

Admittant que $u \in \{-1, 1\}^m$, donc $-1 < u_{eq}(x)_j < 1$, alors la restriction (4.63) peut tout le temps être achevée par l'application de l'action de commande suivante :

$$u_j = \begin{cases} 1 & \text{si } \sigma(x)^T l_G \sigma(x)_j^c < 0 \\ -1 & \text{si } \sigma(x)^T l_G \sigma(x)_j^c > 0 \end{cases} \quad (4.64)$$

c'est-à-dire

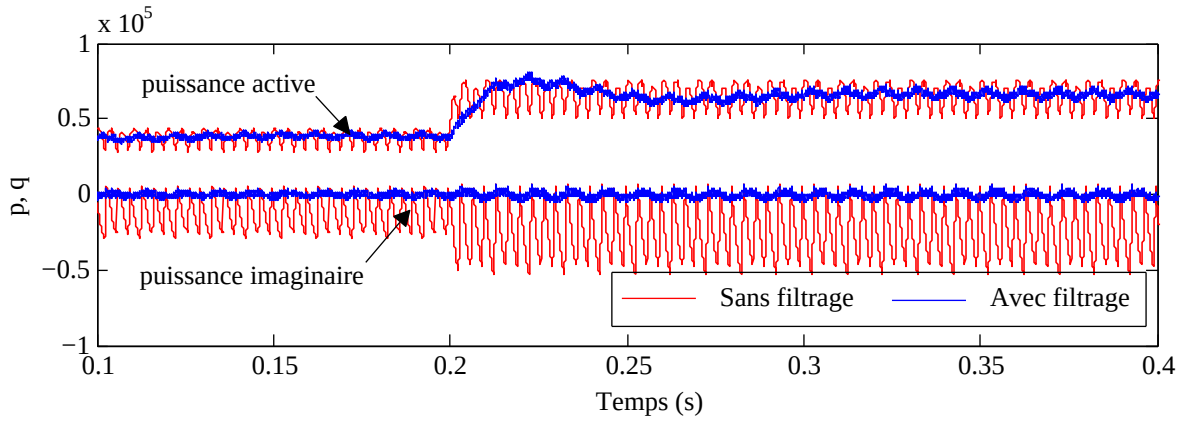
$$u_j = -\text{sign}\left(\sigma(x)^T l_G \sigma(x)_j^c\right) \quad (4.65)$$

(a) Courant et tension de phase a sans filtrage.(b) Courant de compensation phase a .(c) Courant et tension de phase a après filtrage.

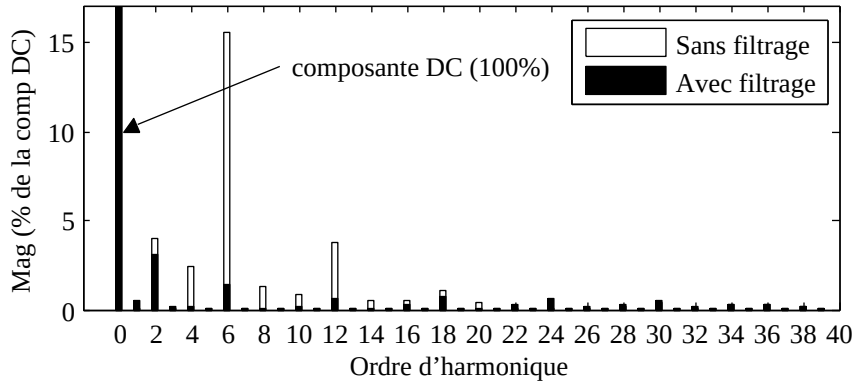
(d) Courant dans le neutre avec filtrage.

FIGURE 4.27 – Résultats de simulation avec variation de charge à $t = 0.2$ s.

où $sign$ désigne la fonction signe. Finalement la variable de commande $d_j \equiv d_k \in \{1, 0\}$



(a) Puissances active et imaginaire instantanées.



(b) Spectre harmonique de puissance active.

FIGURE 4.28 – Puissances instantanées et spectre harmonique de la puissance active sans et avec filtrage.

est donnée par

$$d_j = \frac{u_j + 1}{2} \quad (4.66)$$

4.4.4 Résultats de simulation

Le schéma bloc du contrôle de courant par mode de glissement est donné sur la figure 4.24. Le vecteur $\sigma(\mathbf{x})$ est donnée par

$$\begin{bmatrix} \sigma_1(\mathbf{x}) \\ \sigma_2(\mathbf{x}) \\ \sigma_3(\mathbf{x}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 - x_1^* \\ x_2 - x_2^* \\ x_3 - x_3^* \end{bmatrix} \quad (4.67)$$

Les résultats de simulation sont illustrés sur les figures 4.25 à 4.28. Ces résultats montrent une amélioration très nette par rapport à ceux donnés précédemment avec un contrôle proportionnel intégral. Les taux de distorsion harmoniques des courants de phases, sont cette fois-ci dans des limites très acceptables, et le courant dans le neutre est pratiquement nul. Les résultats numériques détaillés avec les deux méthodes de contrôle sont résumés dans les tableaux 4.1 et 4.2.

3-phases et neutre	$t < 0.2s$			$t > 0.2s$		
	Sans filtrage	Avec filtrage		Sans filtrage	Avec filtrage	
		PI contrôle	SMC		PI contrôle	SMC
THD(%)						
<i>a</i>	28.29	06.96	01.60	26.15	08.79	02.00
<i>b</i>	27.67	05.84	01.45	24.83	07.45	01.86
<i>c</i>	23.76	05.59	01.76	23.59	07.83	01.90
<i>N</i>	31.31	–	–	31.31	–	–
RMS(A) (Valeurs efficaces des fondamentaux)						
<i>a</i>	54.03	53.84	54.34	98.42	93.19	93.12
<i>b</i>	58.74	52.12	54.73	105.57	91.06	93.05
<i>c</i>	65.21	54.52	54.44	108.57	94.78	92.48
<i>N</i>	13.10	02.44	–	13.10	03.14	–

TABLE 4.1 – Résumé des résultats numériques sur les courants obtenus par PI contrôle et mode de glissement.

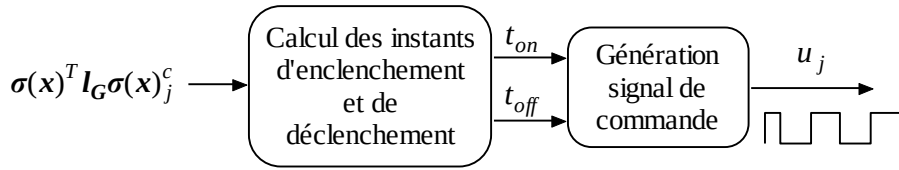
Puissances instantanées	$t < 0.2s$			$t > 0.2s$		
	Sans filtrage	Avec filtrage		Sans filtrage	Avec filtrage	
		PI contrôle	SMC		PI contrôle	SMC
THD(%)						
Active	15.63	05.33	03.66	16.25	07.07	03.69
Imaginaire	108.27	–	–	89.04	–	–
Composantes DC ($\times 10^4$)						
Active	03.69	03.61	03.71	06.28	06.26	06.36
Imaginaire	01.25	–	–	02.46	–	–

TABLE 4.2 – Résumé des résultats numériques sur les puissances obtenus par PI contrôle et mode de glissement.

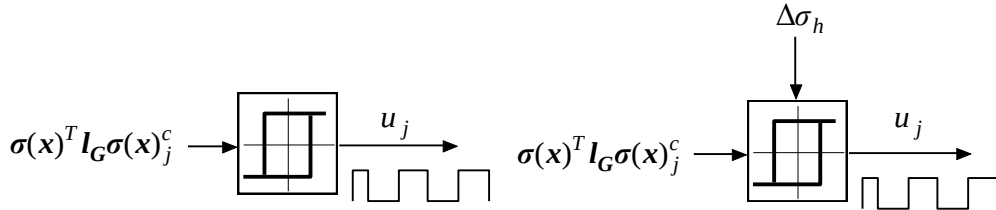
4.4.5 Fréquence de commutation

Les expressions établies ci-dessus ne sont rigoureusement vraies que si on suppose un système fonctionnant en mode de glissement idéal c'est-à-dire à fréquence de commutation infinie. Ceci est en général une contrainte importante de point de vue pratique. En effet, en pratique, la fréquence de commutation ne doit pas seulement être finie, mais aussi le plus stable possible afin de réduire les contraintes sur les semi-conducteurs et les pertes par commutation.

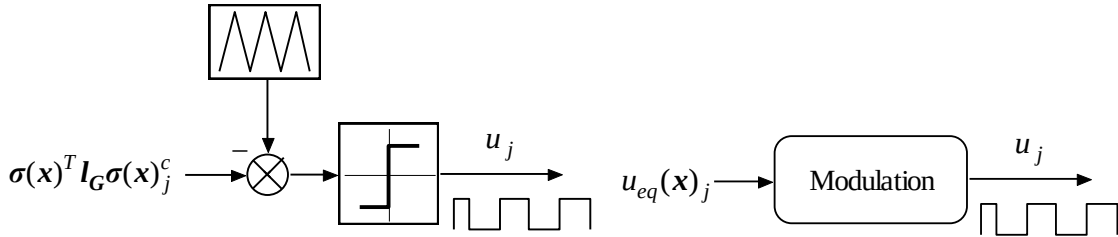
Il existe quelques solutions pour la limitation de la fréquence de commutation (figure 4.29). On peut citer entre autre l'utilisation d'une loi de commutation avec des durées d'enclenchement et de déclenchement minimales imposées afin de limiter la fréquence de commutation [Bü86]. La loi de commutation avec hystérésis, est peut être la solution la plus utilisée pour l'implémentation pratique du mode glissement, car il permet en plus de sa simplicité de limiter la fréquence de commutation. Toutefois, cette fréquence reste libre, i.e., variable. Parfois, il est utile de moduler ou bien d'imposer la largeur de l'hystérésis afin de fixer la fréquence de commutation du convertisseur [Ng95] [Ka05]. D'autres techniques pour un mode de glissement à fréquence de



(a) Durées d'enclenchement et de déclenchement imposées (fréquence de commutation limitée).



(b) Loi de commutation avec hystérésis (fréquence de commutation libre). (c) Loi de commutation avec hystérésis modulé (fréquence de commutation fixe).



(d) Loi de commutation avec un signal auxiliaire (fréquence de commutation fixe). (e) Modulation de la commande équivalente (fréquence de commutation fixe).

FIGURE 4.29 – Techniques de limitation de la fréquence de commutation, (mode de glissement réel).

commutation fixe existent. La modulation de la loi de commutation par un signal auxiliaire de forme triangulaire ou en dents de scie est une solution qui permet d'imposer une fréquence de commutation constante et égale à celle du signal auxiliaire [Bü86]. La modulation de la loi de commande équivalente est une autre solution de commuter à fréquence constante. Parmi ces techniques de modulation, on peut trouver $\Sigma - \Delta$ -modulation [Si06], ou la MLI [Ta05] [Na09].

4.4.6 Formulation du problème de mode de glissement réel

Si à l'inverse des suppositions faites ci-dessus, on considère une fréquence de commutation finie, alors il y a pendant un laps de temps un mouvement où la grandeur de commande u est égale à u_{max} ou u_{min} . Dans ce cas la dérivée de la loi de commutation est :

$$\dot{\sigma}(x)_j = l_f \sigma(x)_j + l_G \sigma(x)_j^l u_{lim} \quad (4.68)$$

où u_{lim} représente le vecteur de commande discrète de dimension m , dont les éléments sont égaux à $u_{max} = 1$ ou $u_{min} = -1$.

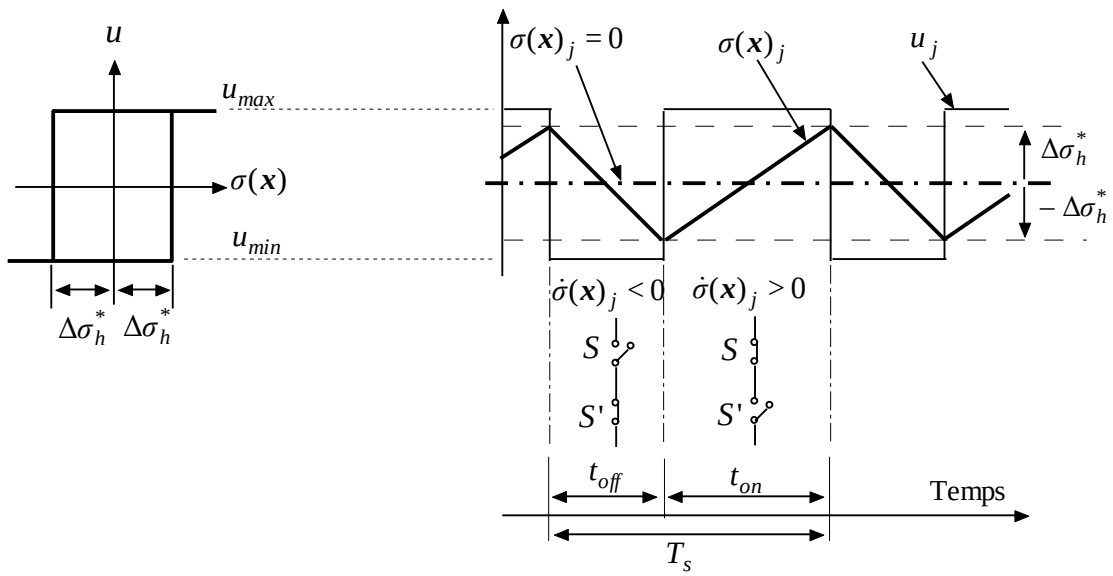


FIGURE 4.30 – Loi de commutation avec hystérésis.

Dans le cas idéal, on a :

$$\dot{\sigma}(x)_j = 0 = l_f \sigma(x)_j + l_G \sigma(x)_j^l u_{eq}(x) \quad (4.69)$$

Lorsque on suppose des petites variations par rapport à la surface de commutation, ce qui est vrai lorsque la fréquence de commutation est suffisamment élevée, on peut admettre avec une bonne approximation que les deux équations sont identiques, autrement dit, le vecteur d'état prend pratiquement la même valeur dans (4.68) et (4.69). Ainsi, on peut tirer de (4.69)

$$l_f \sigma(x)_j = -l_G \sigma(x)_j^l u_{eq}(x) \quad (4.70)$$

remplaçant dans (4.68), on a

$$\dot{\sigma}(x)_j = l_G \sigma(x)_j^l (u_{lim} - u_{eq}(x)) \quad (4.71)$$

4.4.7 Loi de commutation avec hystérésis

Comme déjà indiqué, le comparateur à hystérésis est très utilisé pour la mise en œuvre du mode de glissement réel. Dans ce cas, la nouvelle fonction de commande est donnée par :

$$\begin{aligned} u &= 1 & \text{si } \sigma(x)^T l_G \sigma(x)_j^c \leq -\Delta \sigma_h^* \\ u &= -1 & \text{si } \sigma(x)^T l_G \sigma(x)_j^c \geq \Delta \sigma_h^* \end{aligned} \quad (4.72)$$

où $\Delta \sigma_h^*$ Représente la demi largeur de la bande d'hystérésis.

La caractéristique de commutation et l'allure de $\sigma(x)$ qui varie en fonction du temps entre $\pm \Delta \sigma_h^*$ sur la figure 4.30. Durant l'enclenchement t_{on} , la grandeur de commande

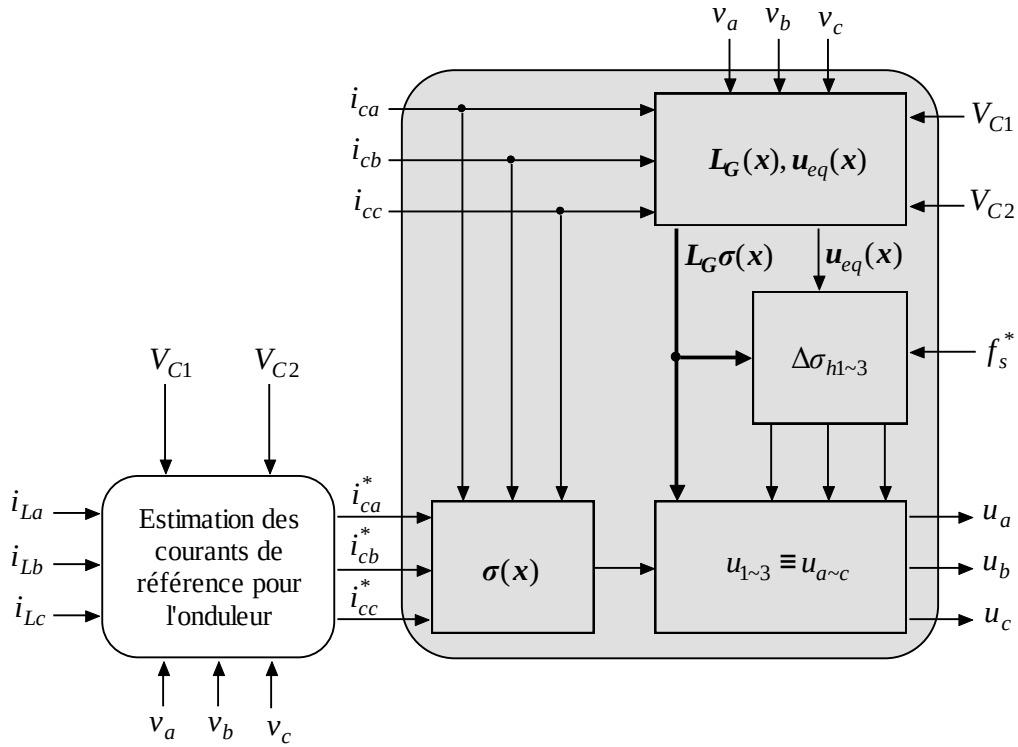


FIGURE 4.31 – Schéma bloc de contrôle de courant par mode de glissement à fréquence de commutation fixe.

prend la valeur u_{max} , et durant la durée de déclenchement t_{off} elle prend la valeur u_{min} . Ainsi, on peut obtenir les temps d'enclenchement et de déclenchement comme suit :

$$t_{on} = \frac{2\Delta\sigma_h^*}{\dot{\sigma}(x)_j^+} = \frac{2\Delta\sigma_h^*}{l_G \sigma(x)_j^l (1_m - u_{eq}(x))} \quad (4.73)$$

$$t_{off} = \frac{2\Delta\sigma_h^*}{-\dot{\sigma}(x)_j^-} = \frac{2\Delta\sigma_h^*}{l_G \sigma(x)_j^l (1_m + u_{eq}(x))} \quad (4.74)$$

où $\dot{\sigma}(x)_j^+$ et $\dot{\sigma}(x)_j^-$ indiquent respectivement que la dérivée dans le temps de $\sigma_j(x)$ est positive ou négative. Le vecteur 1_m est un vecteur colonne de dimension m dont les éléments sont égaux à 1.

Sachant que la fréquence de commutation est donnée par

$$f_s = \frac{1}{T_s} = \frac{1}{t_{on} + t_{off}} \quad (4.75)$$

alors cette fréquence peut être exprimée tenant compte de (4.71) et (4.72) comme suit

$$f_s = \frac{l_G \sigma(x)_j^l (1 - u_{eq}(x)) l_G \sigma(x)_j^l (1 + u_{eq}(x))}{4\Delta\sigma_h^* l_G \sigma(x)_j^l (1_m)} \quad (4.76)$$

L'équation (4.76) montre clairement que la fréquence de commutation f_s dépend d'une part du vecteur de la commande équivalente $u_{eq}(x)$ et du vecteur ligne $l_G \sigma(x)_j^l$

3-phases et neutre	$t < 0.2s$		$t > 0.2s$	
	Avant filtrage	Après filtrage	Avant filtrage	Après filtrage
THD(%)				
a	28.29	01.70	26.15	02.53
b	27.67	01.48	24.83	02.00
c	23.76	01.76	23.59	02.09
N	31.31	–	31.31	–
RMS(A) (Valeurs efficaces des fondamentaux)				
a	54.03	54.42	98.42	98.00
b	58.74	54.53	105.57	97.51
c	65.21	54.50	108.57	97.58
N	13.10	–	13.10	–

TABLE 4.3 – Les taux de distorsions harmoniques et valeurs efficaces des courants fondamentaux avant et après filtrage avec mode de glissement à fréquence de commutation fixe.

et de l'autre part de la largeur de l'hystérésis $\Delta\sigma_h^*$. Une faible largeur de la bande hystérésis est généralement synonyme d'une fréquence de commutation élevée. Bien que recommandé pour le contrôle des courants harmoniques, ceci peut provoquer des contraintes sur les semi conducteurs, notamment lorsque les puissances compensées sont importantes. Par ailleurs, le vecteur de commande équivalente est responsable d'éventuelles oscillations de la fréquence de commutation susceptibles d'être la source d'un bruit électromagnétique. Pour ce qui est du vecteur ligne $\mathbf{l}_G\sigma(\mathbf{x})_j^l$, on peut supposer que son influence est négligeable devant $\mathbf{u}_{eq}(\mathbf{x})$.

Afin de stabiliser la fréquence de commutation nous avons proposé une largeur variable de la bande hystérésis. En effet, l'équation (4.74) montre qu'il est possible de déterminer la largeur instantanée d'hystérésis en fonction de la commande équivalente et d'une valeur prédéfinie f_s^* de la fréquence de commutation. Ainsi, d'après cette équation la largeur instantanée d'hystérésis sera :

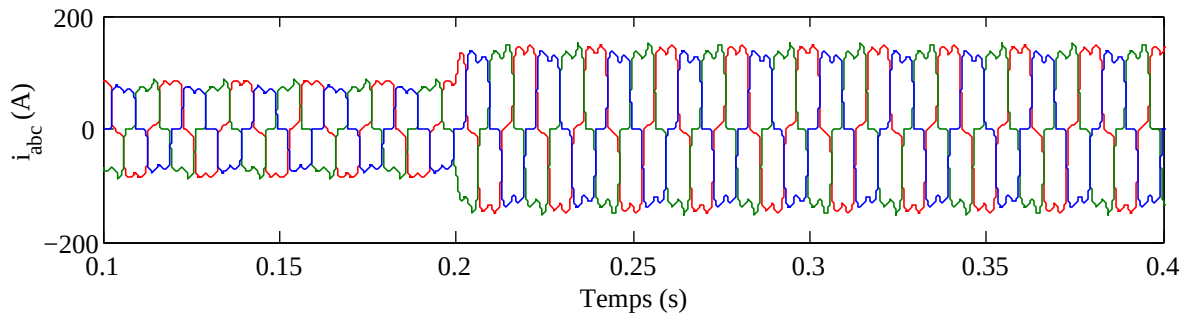
$$\Delta\sigma_{hj} = \frac{\mathbf{l}_G\sigma(\mathbf{x})_j^l(\mathbf{1}_m - \mathbf{u}_{eq}(\mathbf{x}))\mathbf{l}_G\sigma(\mathbf{x})_j^l(\mathbf{1}_m + \mathbf{u}_{eq}(\mathbf{x}))}{4f_s^*\mathbf{l}_G\sigma(\mathbf{x})_j^l(\mathbf{1}_m)} \quad (4.77)$$

La loi de commande est ainsi donnée par (4.72) avec une largeur d'hystérésis donnée à chaque instant par (4.77). Finalement, le schéma bloc de contrôle est représenté sur la figure 4.31.

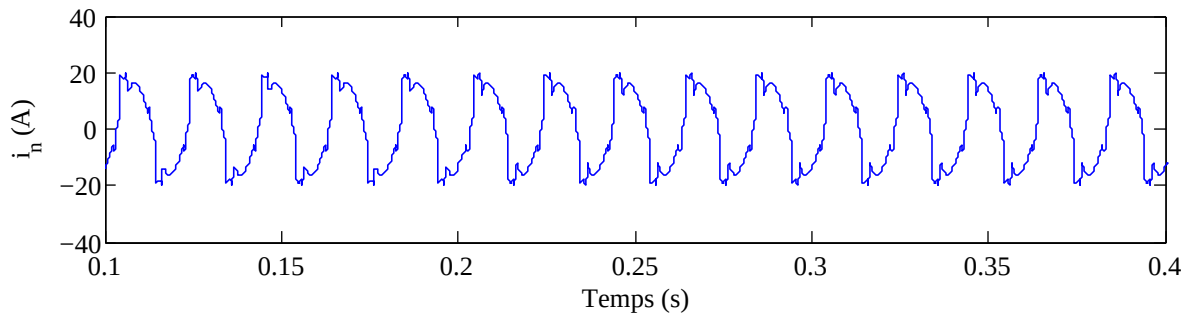
4.4.8 Résultats de simulation

Les résultats de simulation obtenus en adoptant un mode de glissement à fréquence fixe sont présentés en considérant une variation de charge à $t = 0.2s$. Outre les paramètres de simulation précédents, une fréquence de commutation prédéfinie $f_s^* = 12.5$ kHz est adoptée.

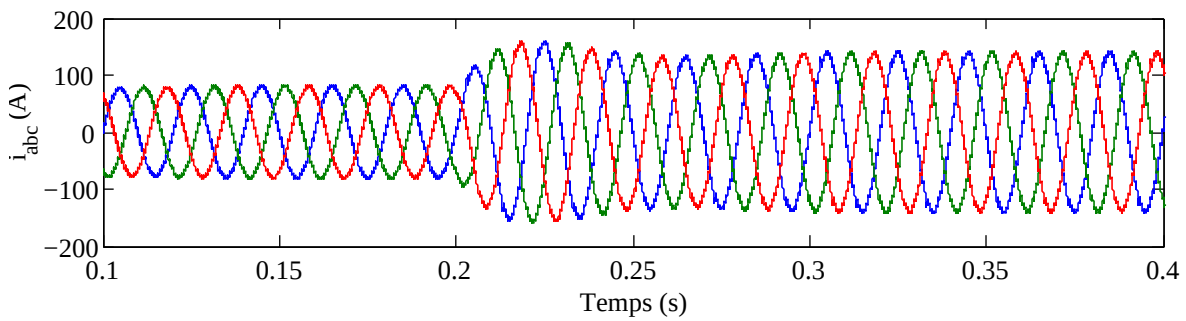
La figure 4.32 représente les courants de phases et dans le neutre avant et après variation de charge. Nous pouvons noter une grande satisfaction quant à la qualité de filtrage harmonique. Les spectres harmoniques représentés sur les figures 4.33 pour



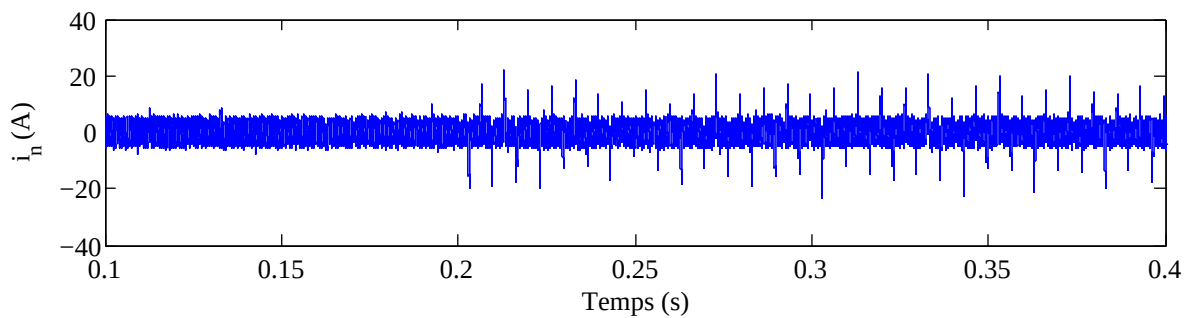
(a) Courants triphasés sans filtrage.



(b) Courant dans le neutre sans filtrage.



(c) Courants triphasés avec filtrage.



(d) Courant dans le neutre avec filtrage.

FIGURE 4.32 – Courants de phases et dans le neutre sans et avec filtrage avec variation de charge.

$t < 0.2$ s, et 4.34 pour $t > 0.2$ s, montrent que tous les taux de distorsion individuels sont réduits à moins de 1.2%. Le tableau 4.3 donne les taux de distorsion et les valeurs

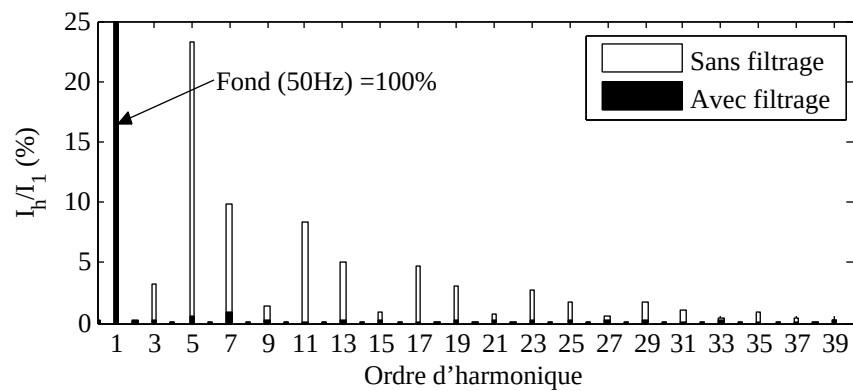
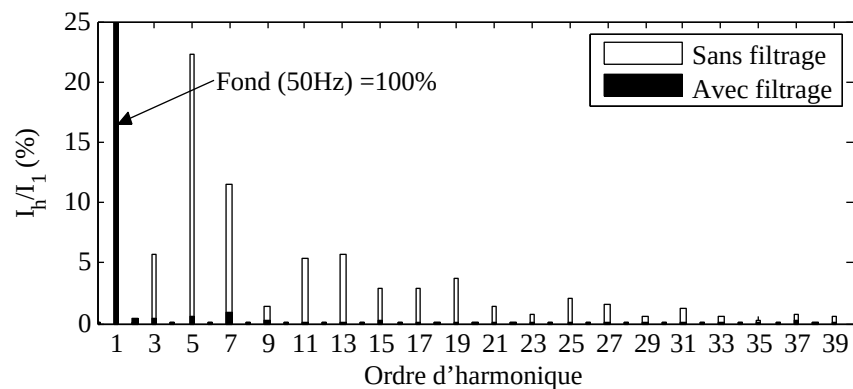
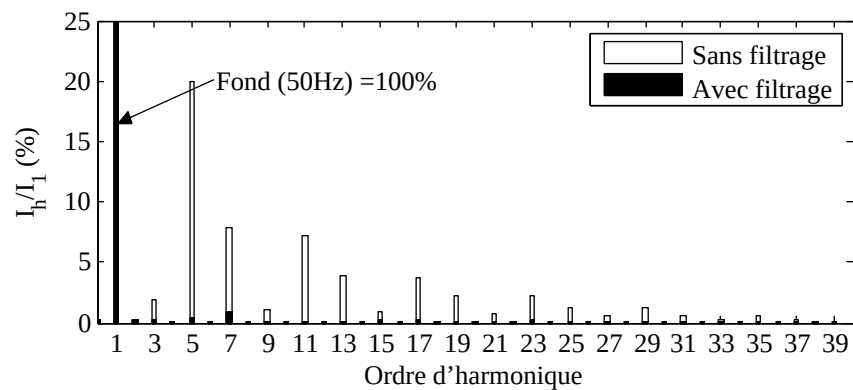
(a) Phase *a*.(b) Phase *b*.(c) Phase *c*.

FIGURE 4.33 – Spectres harmoniques des courants de phase sans et avec filtrage actif avant la variation de charge.

efficaces des courants obtenus avec ce type de contrôle.

La fréquence de commutation instantanée est représentée sur la figure 4.35. D'abord, sur la figure 4.35(a) est représentée la fréquence de commutation instantanée résultant d'un mode de glissement avec une largeur d'hystérésis constante égale à 3 A, adoptée précédemment. On remarque que cette fréquence tourne autour d'une valeur moyenne égale à 12.5 kHz, mais avec des oscillations important (approximativement

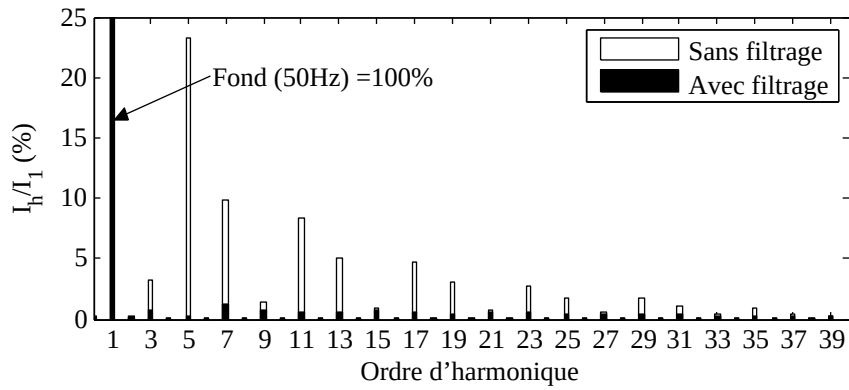
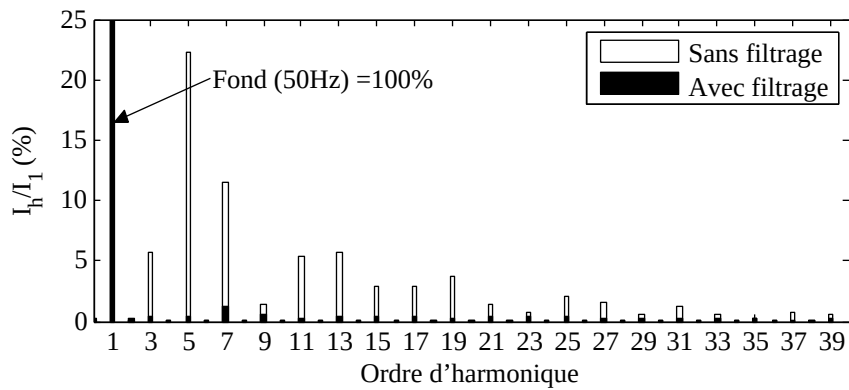
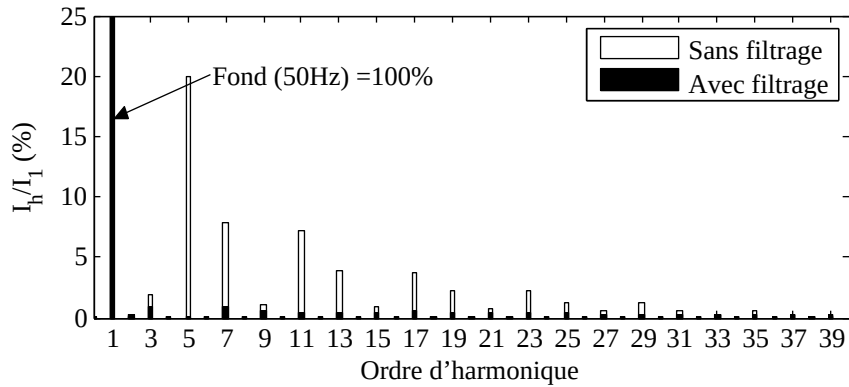
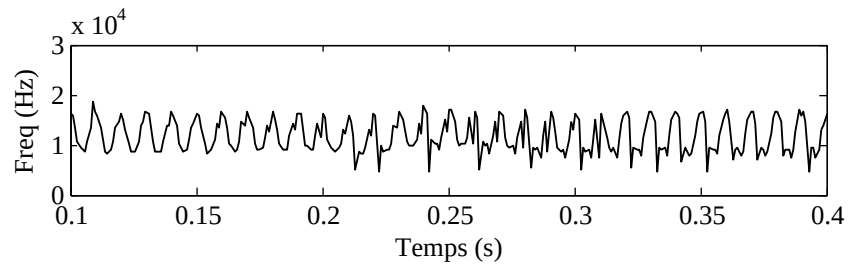
(a) Phase a .(b) Phase b .(c) Phase c .

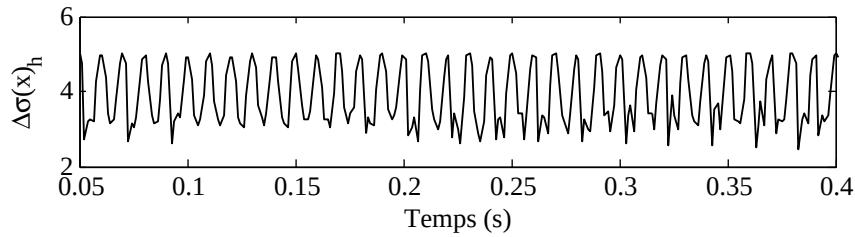
FIGURE 4.34 – Spectres harmoniques des courants de phase sans et avec filtrage actif après la variation de charge.

50% de la valeur moyenne). En adoptant une largeur d'hystérésis variable calculée à chaque instant par (4.77), et représentée sur la figure 4.35(b), on remarque que la fréquence de commutation résultante (figure 4.35(c)) est presque constante à la valeur prédéfinie. Cependant, la largeur d'hystérésis devient à son tour oscillatoire autour de 3 A.

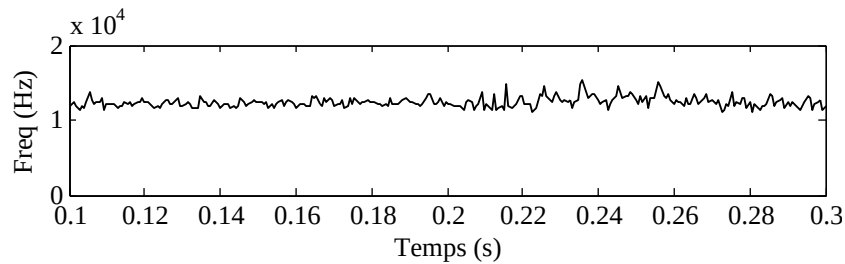
Un autre exemple illustratif est représenté sur la figure 4.36. Cette fois, nous avons



(a) Fréquence de commutation libre avec band hystérésis fixe 3 A.



(b) Bande hystérésis instantanée pour une fréquence fixe de 12.5 kHz.



(c) Fréquence de commutation instantanée fixe (12.5 kHz).

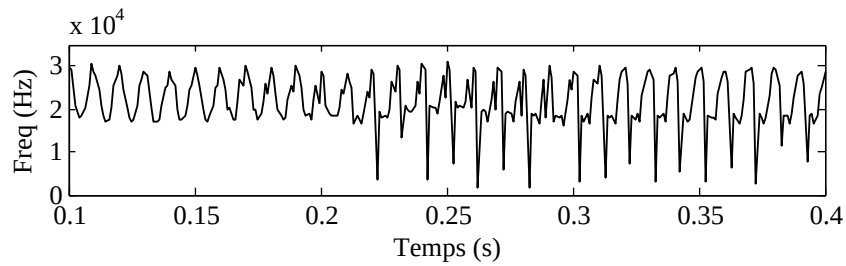
FIGURE 4.35 – Fréquences de commutations instantanées pour mode de glissement à fréquences libre et fixe 12.5 kHz.

	THD(%)	
	$t < 0.2 \text{ s}$	$t > 0.2 \text{ s}$
Largeur d'hystérésis fixe $\pm 3 \text{ A}$	01.27	02.27
Fréquence de commutation fixe 12.5 kHz	01.70	02.53
Largeur d'hystérésis fixe $\pm 2.5 \text{ A}$	01.23	02.26
Fréquence de commutation fixe 20 kHz	01.43	02.33

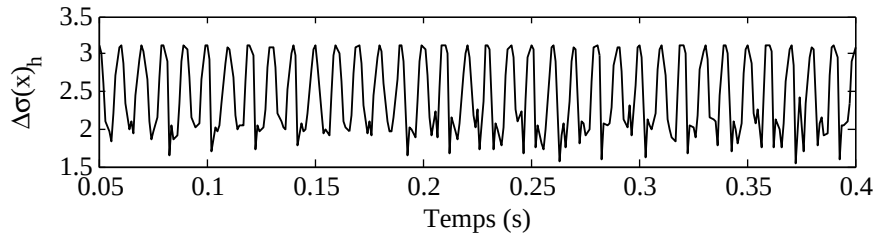
TABLE 4.4 – THD en courant pour la phase a par mode de glissement à fréquence libre et à fréquence fixe.

supposé une largeur d'hystérésis égale à 2.5 A, qui fait que la fréquence de commutation augmente et tournent désormais autour de 20 kHz avec des oscillations aussi importantes. Cette fréquence de commutation est fixée à 20 kHz grâce à l'adoption d'une largeur d'hystérésis variable oscillant autour de 2.5 A.

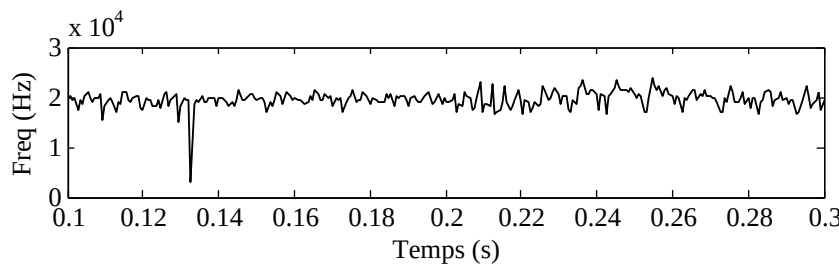
La figure 4.37 représente le courant de phase a obtenu par mode de glissement à fréquences de commutation libre et constante égales à 12.5 et 20 kHz. On peut constater qu'il n'y a pas de différence très remarquable. Les taux de distorsion harmonique



(a) Fréquence de commutation libre avec band hystérésis fixe 2.5 A.



(b) Bande hystérésis instantanée pour une fréquence fixe de 20 kHz.



(c) Fréquence de commutation instantanée fixe (20 kHz).

FIGURE 4.36 – Fréquences de commutations instantanées pour mode de glissement à fréquences libre et fixe 20 kHz.

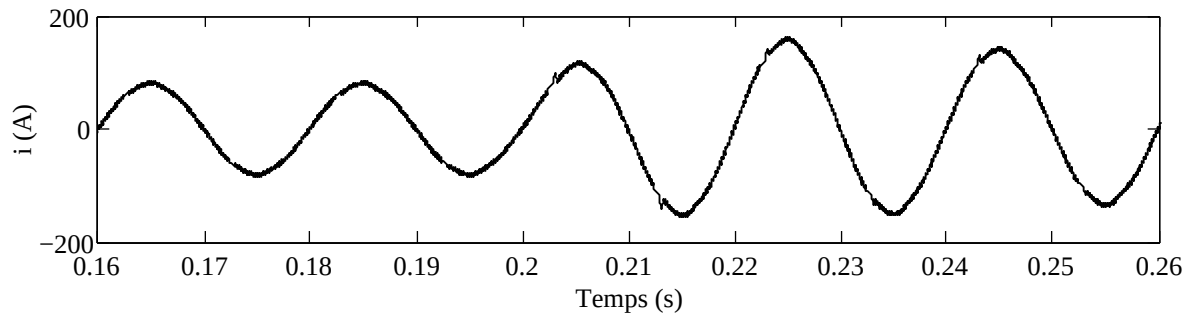
sont donnés dans le tableau 4.4, montrent que malgré une légère supériorité du mode de glissement à fréquence libre, cette supériorité est presque insignifiante. Finalement remarquer que plus la fréquence de commutation est grande plus le taux de distorsion est réduit.

4.5 Conclusion

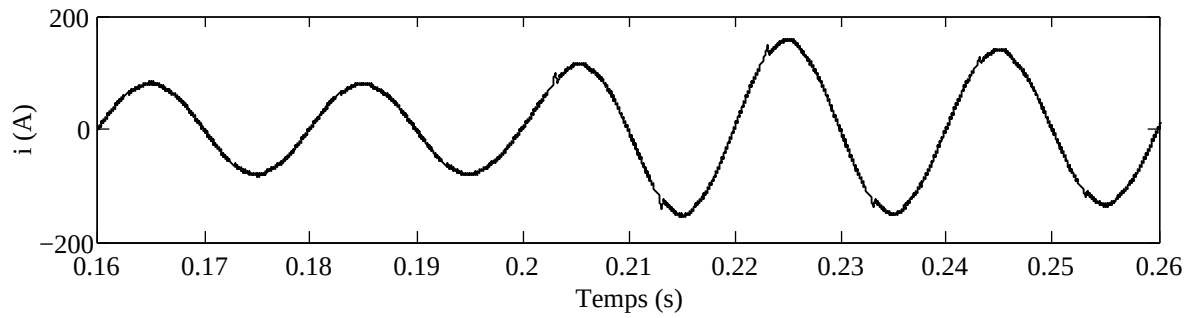
L'objectif de ce chapitre était d'étudier le contrôle des courants injectés par le filtre actif dans le point de raccordement afin d'éliminer les composantes indésirables dans les courants côté amont.

Nous avons abordé et comparé deux philosophies différentes pour le contrôle de courant, qui sont le contrôle linéaire et le contrôle non linéaire. Notre intérêt était plutôt porté sur le contrôle non linéaire plus approprié à la commande des systèmes d'électronique de puissance qui est le contrôle par mode de glissement.

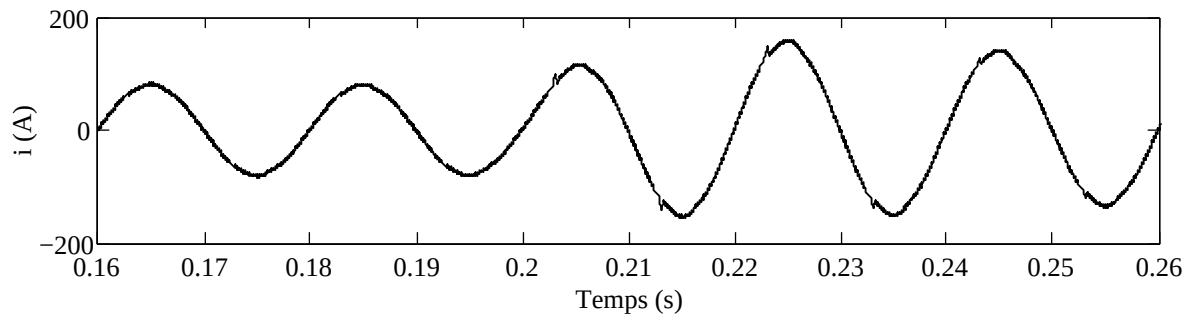
Les résultats de simulation ont montré une supériorité très nette de ce type de contrôle par rapport au contrôle linéaire, notamment le contrôle PI traditionnellement



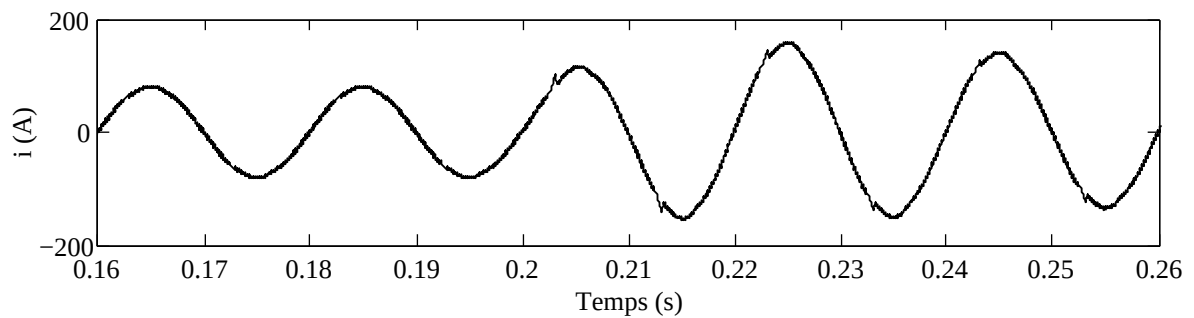
(a) Fréquence de commutation libre autour de 12.5 kHz.



(b) Fréquence de commutation fixe 12.5 kHz.



(c) Fréquence de commutation libre autour de 20 kHz.



(d) Fréquence de commutation fixe 20 kHz.

FIGURE 4.37 – Courant de phase a avec contrôle par mode de glissement à fréquence de commutation libre et fixe.

utilisé à cet effet.

Nous avons noté l'intérêt d'un mode glissant à fréquence fixe, et une méthode de

modulation de largeur d'hystérésis est utilisée afin de fixer la fréquence de commutation. Les résultats de simulation obtenus ont montré des performances très satisfaisantes très comparables à celles obtenues par mode de glissement à fréquence fixe.

Finalement, un point important reste à signaler que dans ce chapitre, nous avons compenser des courants de charge qui ne sont pas très déséquilibrés, et par conséquent les contraintes sur l'état du bus continu ne sont pas apparues. Le prochain chapitre fera l'objet de la régulation du bus continu lorsque le filtre actif compense des courants très perturbés.

CHAPITRE 5

CONTRÔLE DU BUS CONTINU

LES éléments du filtre actif sont le siège de pertes actives responsables des variations du niveau tension dans le bus continu. Les performances de compensation passent obligatoirement par une bonne régulation de cette tension. Le rôle de cette régulation est de compenser ces pertes en forçant le filtre actif à absorber leur équivalent à partir du réseau, afin de maintenir cette tension dans les limites tolérables. Ceci dit qu'en plus des courants identifiés sur les courants de charge, d'autres composantes identifiées par le régulateur de tension continue leur sont ajoutées, pour former les courants de compensation finaux.

Dans un filtre actif à trois fils ou à quatre fils de type FLFB, les variations de tension continue sont dues aux pertes actives essentiellement dans le filtre inductif, par conséquent un courant actif supplémentaire est nécessaire pour les compenser. Cependant, dans le cas d'un filtre actif à quatre fils de type TLSC, le problème des déséquilibres apparaît entre les deux tensions du bus continu. Ces déséquilibres sont d'autant plus accentués lors de la compensation des courants homopolaires, puisque ceux-ci s'écoulent entièrement à travers le point milieu du bus.

Le contrôle de la tension du bus continu est d'une importance cruciale. En effet, sans un contrôle satisfaisant de cette tension, l'objectif de filtrage ne peut jamais être réalisé et ce quelque soit la l'algorithme d'identification ou encore la technique de régulation des courants harmoniques. Cette importance est d'autant plus évidente dans le cas de la structure TLSC car nous allons voir que les courants filtrés dépendront beaucoup des courants supplémentaires réclamés par le contrôle du bus continu.

Dans ce qui suit, nous allons nous intéresser au contrôle de la tension du bus continu pour la structure TLSC, en mettant l'accent particulièrement au problème de déséquilibre. Une solution à base de la logique floue qui est à la fois simple est efficace est proposée pour éventuellement éviter quelques inconvénients rencontrés par les méthodes habituellement utilisées.

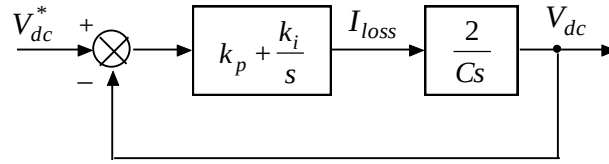


FIGURE 5.1 – Boucle de régulation de tension absolue.

5.1 Régulation du niveau de tension

La régulation du niveau de tension (tension absolue V_{dc}) est usuellement faite par des correcteurs de type proportionnel intégral (PI). Le courant de référence additionnel I_{loss} est généré par le correcteur PI comme suit :

$$I_{loss} = k_p(V_{dc}^* - V_{dc}) + k_i \int (V_{dc}^* - V_{dc}) dt \quad (5.1)$$

Avec k_p et k_i les termes proportionnel et intégral du correcteur PI. Contrairement au contrôle des courants harmoniques, ce correcteur est bien adapté à la régulation de la tension continue, et il reste le plus utilisé à cet effet. Les gains proportionnel et intégral sont déterminés à partir de l'étude de la fonction de transfert en boucle fermée schématisée sur la figure 5.1.

La fonction de transfert est donnée par :

$$\frac{V_{dc}}{V_{dc}^*} = \frac{2\xi\omega_c s + \omega_c^2}{s^2 + 2\xi\omega_c s + \omega_c^2} \quad (5.2)$$

Où le coefficient d'amortissement ξ et la fréquence de coupure ω_c sont donnés par :

$$\omega_c = \sqrt{\frac{2k_i}{C}}, \quad \xi = k_p \sqrt{\frac{1}{2k_i C}} \quad (5.3)$$

5.2 Compensation du déséquilibre dans le bus continu

5.2.1 Sources du déséquilibre dans le bus continu

Les déséquilibres éventuels entre les tensions aux bornes des deux capacités sont dus à trois facteurs principaux : d'abord à cause des commutations. En effet, pendant le laps de temps où un semi-conducteur conduit alors que l'autre est bloqué, il y a une tension qui est au dessus de l'autre, et lorsque le deuxième semi-conducteur prend la relève, l'autre tension devient à son tour plus grande, ainsi un phénomène d'oscillation à la fréquence de commutation apparaît entre les deux tensions. Ce phénomène est expliqué par la figure 5.1, et le tableau 5.1 résume tous les cas possibles [Ar97]. Néanmoins, ces oscillations sont en générale faibles, et avec des capacités relativement larges, elles deviennent négligeables. La deuxième raison est la compensation des courants homopolaires, en effet, d'après l'équation (2.25), les courants i_{C1} et i_{C2} dans les

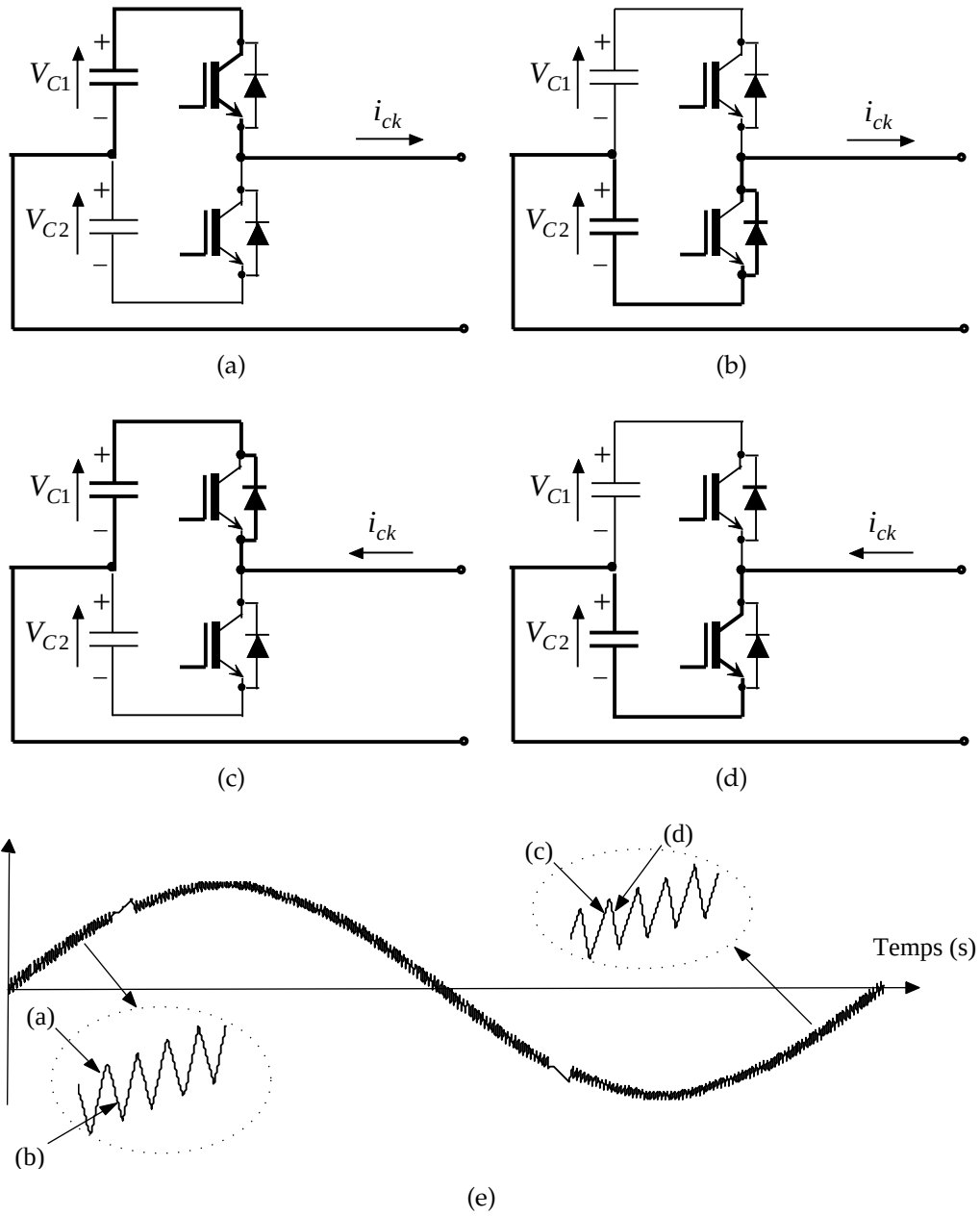


FIGURE 5.2 – Courant du neutre dans une structure TLSC (illustration pour un seul bras).

Cas	i_{ck}	di_{ck}/dt	Effet sur le bus continu
a	positif	positif	réduit V_{C1}
b	positif	négatif	augmente V_{C2}
c	négatif	positif	augmente V_{C1}
d	négatif	négatif	réduit V_{C2}

TABLE 5.1 – Variation de la tension du bus continu en fonction du courant injecté côté alternatif (illustration pour un seul bras).

capacités C_1 et C_2 du bus continu sont liés aux courants côté alternatif comme suit :

$$i_{C1} = -\frac{1}{2} \left(\sum_{k=a,b,c} i_{ck} + \sum_{k=a,b,c} u_k i_{ck} \right) \quad (5.4)$$

$$i_{C2} = \frac{1}{2} \left(\sum_{k=a,b,c} i_{ck} - \sum_{k=a,b,c} u_k i_{ck} \right) \quad (5.5)$$

Or, d'après (2.27), on a :

$$u_k = \frac{2v_{ck} - \Delta V_{dc}}{V_{dc}} \quad (5.6)$$

D'autre part, d'après la figure 2.5, on a toujours :

$$v_{ck} = v_k + r_c i_{ck} + L \frac{d}{dt} i_{ck} \quad (5.7)$$

En remplaçant dans (5.4) et (5.5) la variable u_k par son expression dans (5.6), tout en tenant compte de l'expression de v_{ck} dans (5.7), les courants i_{C1} et i_{C2} sont réécrits comme suit :

$$i_{C1} = -\frac{1}{V_{dc}} \left(V_{C2} \sum_{k=a,b,c} i_{ck} + \sum_{k=a,b,c} v_k i_{ck} + \sum_{k=a,b,c} (r_c i_{ck} + L_c \frac{d}{dt} i_{ck}) i_{ck} \right) \quad (5.8)$$

$$i_{C2} = \frac{1}{V_{dc}} \left(V_{C1} \sum_{k=a,b,c} i_{ck} - \sum_{k=a,b,c} v_k i_{ck} - \sum_{k=a,b,c} (r_c i_{ck} + L_c \frac{d}{dt} i_{ck}) i_{ck} \right) \quad (5.9)$$

Ces deux équations peuvent être simplifiées comme suit :

$$i_{C1} = -\frac{1}{V_{dc}} (V_{C2} i_{cn} + p_c + \Delta p_c) \quad (5.10)$$

$$i_{C2} = \frac{1}{V_{dc}} (V_{C1} i_{cn} - p_c - \Delta p_c) \quad (5.11)$$

avec i_{cn} le courant injecté par le point milieu du bus continu, p_c la puissance instantanée développée par le filtre actif, et Δp_c représenterait les pertes dans le filtre inductif.

Supposons comme condition initiale $V_{C1}(0) = V_{C2}(0)$, alors la différence de tension ΔV_{dc} peut être déduite par :

$$\Delta V_{dc} = \frac{1}{C} \int_0^t (i_{C2} - i_{C1}) dt \quad (5.12)$$

Finalement, dès équations (5.10) et (5.11), l'équation (5.12) devient simplement :

$$\Delta V_{dc} = \frac{1}{C} \int_0^t i_{cn} dt \quad (5.13)$$

Cette dernière équation montre que la différence de tension est essentiellement due à la compensation des courants homopolaires. Le courant injecté à travers le point milieu du bus continu est responsable des déséquilibres. On peut distinguer à partir de l'équation (5.13) que ce déséquilibre peut se manifester sous forme d'oscillations à la fréquence du courant i_{cn} , mais s'il y a terme continu dans ce courant il y aura un déséquilibre constant (non oscillatoire) entre les deux tensions.

5.2.2 Solutions pour la compensation du déséquilibre

La compensation de ce déséquilibre est effectuée par l'absorption d'un courant compensateur I_{dc} de la source alternative (réseau). Deux techniques sont déjà proposées à cet effet : Aredes et al [Ar97] a proposé de modifier la largeur de la bande hystérésis contrôlant les courants injectés par le filtre actif. Cette modification est dictée par le taux de déséquilibre entre les deux capacités du bus, et son principe consiste à décaler ou avancer l'instant d'ouverture ou de fermeture des interrupteurs afin d'augmenter ou de réduire la tension aux bornes de l'une des capacités par rapport à l'autre. La modification de largeur de la bande est déterminée par le signal ε généré à travers la différence $V_{C2} - V_{C1}$ par :

$$\begin{aligned} \varepsilon &= -1 \quad \text{si} \quad V_{C2} - V_{C1} < -\kappa V_{dc}^* \\ \varepsilon &= \frac{\Delta V_{dc}}{\kappa V_{dc}^*} \quad \text{si} \quad -\kappa V_{dc}^* \leq V_{C2} - V_{C1} \leq \kappa V_{dc}^* \\ \varepsilon &= 1 \quad \text{si} \quad V_{C2} - V_{C1} > \kappa V_{dc}^* \end{aligned} \quad (5.14)$$

Avec κ un gain faible. Les limites supérieures et inférieures du comparateur à hystérésis sont ainsi : $i_{cj}^* + \Delta h(1 + \varepsilon)$ et $i_{cj}^* - \Delta h(1 - \varepsilon)$ respectivement, où i_{cj}^* ($j = a, b, c$) est le courant instantané de référence, et Δh la demi-largeur de la bande hystérésis. Ainsi, en décalant les instants de commutation, un certain déséquilibre volontaire est provoqué dans les courants injectés ou absorbés du réseau, et un terme continu est alors injecté ou absorbé de sorte à ce que si $\varepsilon > 0$, alors V_{C1} prend un temps supplémentaire pour augmenter et V_{C2} pour baisser, et si $\varepsilon < 0$, V_{C2} prend un temps supplémentaire pour augmenter et V_{C1} pour baisser.

Cette méthode, bien que simple, elle n'est pas capable de compenser correctement des déséquilibres basses fréquences, notamment si une partie continue est présente dans le courant dans le neutre de l'onduleur. En effet, il n'est pas possible de varier excessivement la bande hystérésis sous peine de toucher à la régulation de courant, ainsi, il est possible de ne pas générer le courant compensateur I_{dc} nécessaire pour l'élimination d'un déséquilibre significatif.

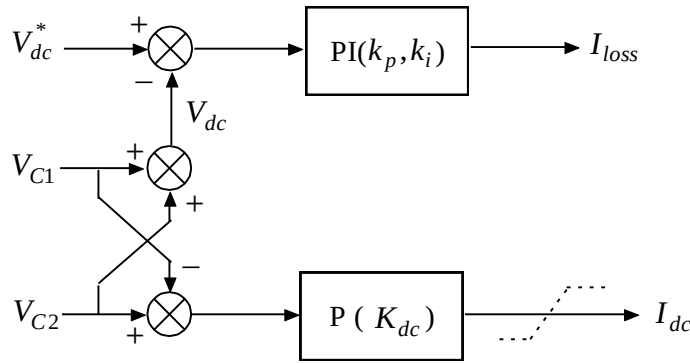
La deuxième méthode [Li04], la plus connue à cet effet est plus simple et plus efficace. Elle consiste à forcer l'onduleur de tension à absorber du réseau un courant compensateur I_{dc} tel que, si la valeur moyenne de la tension V_{C1} est plus grande que celle de V_{C2} , un terme négatif de courant est absorbé pour compenser cette dernière. Inversement, si V_{C2} est plus grande, un terme de courant positif est absorbé pour compenser V_{C1} . Le courant compensateur I_{dc} est directement déterminé par un contrôle proportionnel (P) comme suit :

$$I_{dc} = K_{dc}(V_{C2} - V_{C1}) \quad (5.15)$$

où K_{dc} est un gain qui doit être suffisamment petit, sous peine de provoquer un terme continu ou un courant homopolaire dans les courants de source après filtrage.

Courants de références corrigés

Les courants de références donnés dans le chapitre 3 ne tiennent pas compte du courant compensateur I_{dc} . Pour en tenir compte, ces références doivent être corrigées

FIGURE 5.3 – Contrôle du bus continu ; PI pour V_{dc} et P pour ΔV_{dc} .

comme suit :

$$\begin{bmatrix} (i_{ca}^*)' \\ (i_{cb}^*)' \\ (i_{cc}^*)' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{ca}^* + I_{dc} \\ i_{cb}^* + I_{dc} \\ i_{cc}^* + I_{dc} \end{bmatrix} \quad (5.16)$$

Par la suite un contrôle proportionnel intégral du bus continu sera désigné par PI+P, qui signifie un PI pour le contrôle de V_{dc} et P pour ΔV_{dc} . Le schéma bloc de ce contrôle est schématisé sur la figure 5.3. A la sortie du correcteur proportionnel, une éventuelle limitation serait nécessaire [Li06].

5.2.3 Solution proposée

La seconde méthode ci-dessus est, semble-il plus intéressante, néanmoins, il n'est pas difficile de remarquer que la linéarité de l'équation (5.15) est déjà un inconvénient. En effet, lorsque la différence entre les deux tension est importante, on risque d'augmenter le courant I_{dc} au point de perturber les courants absorbés de la source alternative, c'est pourquoi en plus d'un gain faible il est recommandé de limiter le courant de sortie [Li06]. Il faut aussi signaler que lorsque la différence entre les deux tensions est importante, le courant nécessaire au rétablissement doit être aussi important pour améliorer la dynamique de régulation, or avec un gain faible ceci n'est pas possible.

La solution introduite ci-après propose un contrôle par logique floue du bus continu [Ha—c]. Les contrôleurs PI et P sont remplacés par deux contrôleurs flous FLC1 et FLC2, avec avantage d'avoir un comportement non linéaire pour pallier les inconvénients dus à la linéarité des contrôleurs proportionnel intégral.

5.3 Rappels sur la théorie de la logique floue

L'application de la théorie de la logique floue dans les processus de prise de décision et de contrôle des systèmes est très répandue, notamment dès le début des années quatre vingt dix [Le90] [Ro95]. On trouve entre autre des applications dans les systèmes électroénergétiques [So97] [So98], systèmes d'électronique de puissance et les entraînements électriques [So94] [Sa98] [Ci02]. Pour le filtrage actif, plusieurs

contributions ont vu le jour notamment durant la dernière décennie [El00] [Ja02] [Ma05] [Si06] [Do09].

La théorie de contrôle par logique floue est basée sur le principe de l'expérience et l'intuition humaine, plutôt que sur des modèles mathématiques précis. La théorie de la logique floue est basée sur l'incertitude. En effet, contrairement à la logique classique, qui ne reconnaît une information que absolument vraie ou absolument fausse, c'est-à-dire en langage binaire soit 1 soit 0, la logique floue admet une information toujours avec un degré de vérité et un degré fausseté, par conséquent dans cette logique la décision peut être de 0 à 1. La théorie de la logique floue est basée sur la notion d'*ensembles flous* (fuzzy sets) introduite par Zedah [Ze65].

5.3.1 Ensembles flous

Un ensemble flou est un ensemble sans frontières brusques clairement définies. Un ensemble classique peut être défini par :

$$A = \{x \in U | P(x)\} \quad (5.17)$$

Où l'élément de A a la propriété P , et U désigne l'univers de discours. La fonction caractéristique $\mu_A(x) : U \rightarrow \{0, 1\}$ prend la valeur 0 si x n'est pas un élément de A et 1 si x est un élément de A . Par exemple si sur un univers de discours $[-10, 10]$ on considère comme propriété $x > 5$, alors il est logique que $\mu_A(0) = 0$, $\mu_A(10) = 1$, et $\mu_A(4.9) = 0$, $\mu_A(5.1) = 1$. Mais d'après notre raisonnement, la valeur 4.9 est-elle petite par rapport à 5 ? ou encore 5.1 est-elle grande par rapport à 5 ?

Dans la théorie des ensembles flous, le concept de la fonction caractéristique est généralisé, et connu sous le nom de la fonction d'appartenance $\mu_A(x) : U \rightarrow [0, 1]$. Cette fonction d'appartenance attribue à chaque élément x dans U une valeur d'appartenance ou un degré d'appartenance entre 0 et 1. Ainsi, dans l'exemple ci-dessus, pour la valeur 10, la propriété $x > 5$ est 100% vraie, i.e $\mu_A(10) = 1$, mais pour 5.1, cette propriété peut ne pas être vraie qu'à 5% par exemple, i.e $\mu_A(5.1) = 0.05$. Un ensemble flou est défini par :

$$A = \{(x, \mu_A(x)) | x \in U\} \quad (5.18)$$

5.3.2 Fonctions d'appartenances

Il y a plusieurs formes de fonctions d'appartenances utilisées dans la théorie des ensembles flous. Les plus connues sont données sur la figure 5.4. Il n'est généralement pas facile d'opter pour une forme plutôt que pour une autre, cependant dans les applications de contrôle, les formes triangulaire et gaussienne sont les plus populaires [Dr93].

5.3.3 Variables linguistiques

Le concept de variable linguistique est utilisé pour décrire les variables physiques réelles. Il est à la base des contrôleurs flous. Une variable conventionnelle est définie par une valeur numérique précise, quant une variable linguistique est plus vaste et

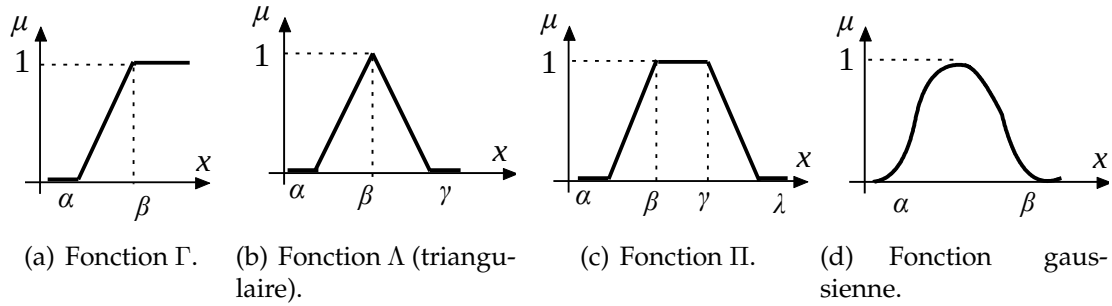


FIGURE 5.4 – Quelques différentes formes de fonctions d'appartenance.

imprécise. Une variable linguistique est souvent un mot, une phrase, qui qualifie d'une perception humaine l'état d'une variable physique, par exemple, entre -10 et 10, on peut qualifier les éléments entre -10 et 0 de NEGATIFS, ceux entre -5 et 5 de NULS, et entre 0 et 10 de POSITIFS. On peut remarquer d'un côté l'imprécision de ces variables, et de l'autre côté l'interférence entre les variables, c'est-à-dire un élément peut être négatif et nul à la fois.

5.3.4 Opérateurs de la logique floue

Les variables linguistiques sont liées entre elles au niveau des inférences floues par des opérateurs de la logique floue intervenant sur les fonctions d'appartenance représentant les variables linguistiques. Voici quatre principaux opérateurs :

$$\begin{aligned}
 \text{Négation(NON)} \quad & \mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \\
 \text{Conjonction(ET)} \quad & \mu_C(z) = \mu_{A \text{ ET } B}(z) = \min[\mu_A(x), \mu_B(y)] \\
 \text{Disjonction(OU)} \quad & \mu_C(z) = \mu_{A \text{ OU } B}(z) = \max[\mu_A(x), \mu_B(y)] \\
 \text{Implication} \quad & \text{Si } x \text{ est } A \text{ Alors } y \text{ est } B
 \end{aligned} \tag{5.19}$$

L'implication est une importante connexion dans les algorithmes de contrôle par logique floue, car la stratégie d'asservissement est souvent dictée par un ensemble de règles *Si...Alors...* Il y a plusieurs méthodes d'implication [Dr93], mais les plus connues sont :

$$\text{Imp de Zadeh} \quad \mu_C(x, y) = \max\{\min[\mu_A(x), \mu_B(y)], 1 - \mu_A(x)\} \tag{5.20}$$

$$\text{Imp de Mamdani} \quad \mu_C(x, y) = \min[\mu_A(x), \mu_B(y)] \tag{5.21}$$

5.4 Structure d'une commande floue

La figure 5.5 montre le schéma bloc d'un régulateur flou. Il y a lieu de distinguer quatre principaux éléments à savoir : le module de fuzzification, la base de règles, le moteur d'inférence et le module de défuzzification. Des gains d'entrée et de sortie peuvent éventuellement être nécessaires.

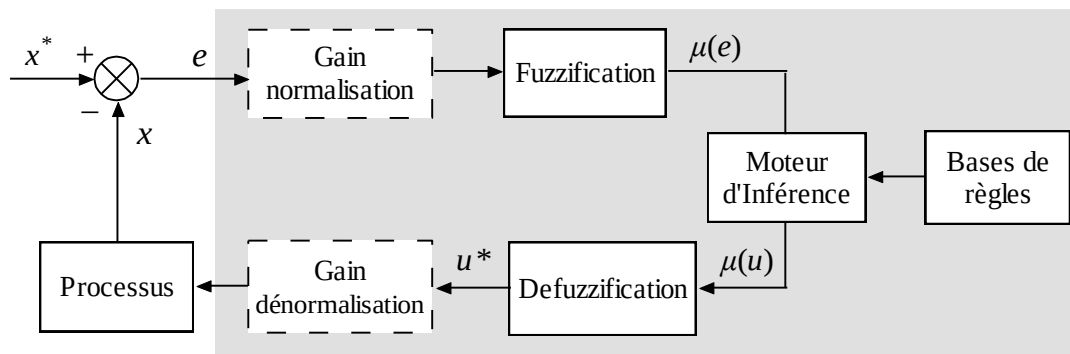


FIGURE 5.5 – Schéma bloc d'un contrôleur flou.

5.4.1 Fuzzification

La fuzzification sert à convertir la valeur réelle d'entrée qui est en générale l'erreur entre la valeur d'une variable et sa consigne, en valeurs linguistiques, et ce en attribuant pour chaque variable d'entrée un ensemble de sous ensembles flous sur un univers de discours.

5.4.2 Base de règle

La base de règles consiste à entrer dans le moteur d'inférence l'ensemble des règles *Si...Alors...* Ces règles seront interprétées par la technique d'implication. La base de règle est très importante, (si ce n'est pas la plus importante), car c'est elle qui dicte la réaction du régulateur flou face aux variations de la variable asservie. Une connaissance du système à asservir est souvent nécessaire pour formuler ces règles.

L'inférence floue relie les grandeurs d'entrée (fuzzifiées) et les grandeurs de sortie (fuzzifiées), par l'ensemble des règles dictées. Ces règles sont combinées par les opérateurs ET, OU, NON. Il y a plusieurs types d'inférences floues [Sm98], et les plus connues sont illustrées graphiquement sur la figure 5.6.

Méthode Max-prod

Cette méthode utilise les représentations standards pour les sous-ensembles d'entrée et de sortie. Le poids d'activation d'une règle est utilisé pour multiplier la fonction d'appartenance du sous-ensemble de sortie imposée par cette règle. L'action globale (ou la valeur de commande) est l'union des actions produites par chaque sous-ensemble individuellement.

Méthode Min-max

Cette méthode est la plus mentionnée dans la littérature sur les régulateurs flous. Elle utilise les mêmes descriptions pour les sous-ensembles de sortie que pour les sous-ensembles d'entrée à la condition de chaque règle R_i est attribué un poids d'activation w_i , qui dépend de la condition elle-même et des valeurs d'entrée. Pour l'opération ET, on utilise l'opérateur min. Le poids d'activation est utilisé comme la constante

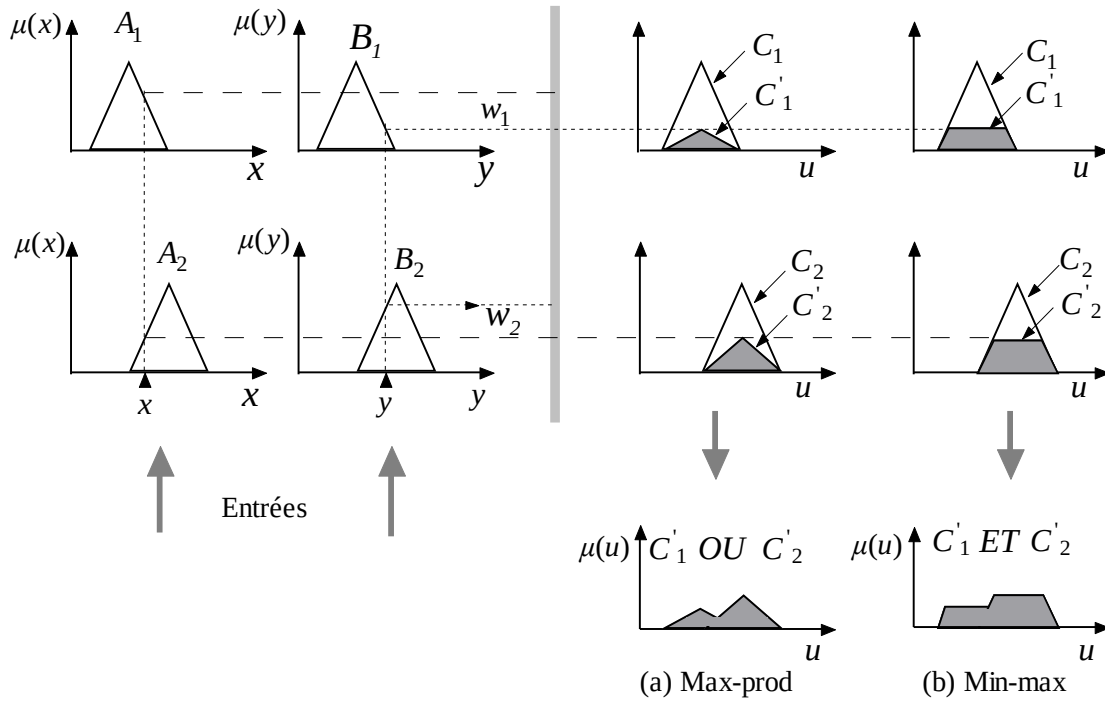


FIGURE 5.6 – Représentation graphique de l'inférence floue par mathodes max-prod et min-max.

d'écrtage pour le sous-ensemble de sortie imposé par la partie conséquente de la règle R_i . La réunion des sous-ensembles écrtés forme le sous-ensemble de sortie.

5.4.3 Défuzzification

Le résultat d'une inférence floue est une fonction d'appartenance, cependant, un organe de commande nécessite un signal de commande précis. La transformation d'une information floue en une information déterminée est la défuzzification. Il y a plusieurs méthodes de défuzzification proposées dans la littérature, nous présentons ici deux méthodes principales.

Méthode de moyenne des maximums

Cette méthode génère une commande précise en calculant la moyenne des valeurs pour lesquelles l'appartenance est maximale (figure 5.7(a)). Cette commande peut être déterminée mathématiquement par :

$$u^* = \frac{\int_S u du}{\int_S du} \quad \text{où} \quad S = \{u_i \in U : \mu(u_i) = \sup(\mu(u))\} \quad (5.22)$$

Méthode de centre de gravité

C'est la méthode de défuzzification la plus utilisée. Elle consiste à déterminer l'abscisse du centre de gravité u^* de la fonction d'appartenance résultante de l'inférence

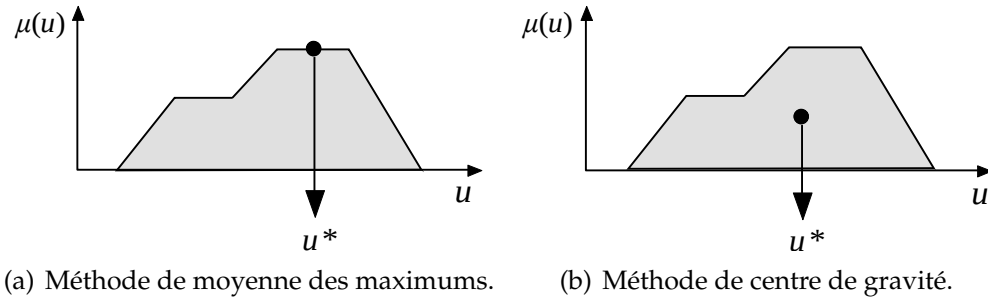


FIGURE 5.7 – Défuzzification par moyenne des maximums et centre de gravité.

$\mu(u)$. Cette abscisse correspond à la valeur de sortie du régulateur. La figure 5.7(b) montre le principe de cette méthode de défuzzification.

$$u^* = \frac{\int u\mu(u)du}{\int \mu(u)du} \quad (5.23)$$

5.5 Mise en œuvre du contrôle flou pour le bus continu

Le contrôle flou proposé repose sur le remplacement du contrôleur PI pour V_{dc} et P pour ΔV_{dc} par deux contrôleurs flous FLC1 et FLC2 respectivement.

Le contrôleur FLC1 utilise deux variables d'entrée qui sont l'erreur $er = V_{dc}^* - V_{dc}$ et la variation de l'erreur dans le temps $der = er(k) - er(k-1)$. Cependant, la variable de sortie est considérée comme le courant I_{loss} .

Pour la fuzzification de la variable er , cinq sous ensembles flous (figure 5.8(a)) nommés respectivement par NG (négative grand), NM (négative moyenne), EZ (environ zéro), PM (positive moyenne), PG (positive grand) sont attribués. Trois sous ensembles flous sont attribués pour la variable der (figure 5.8(b)) et sont N (négative), EZ (environ zéro) et P (positive). Par ailleurs, pour la fuzzification de la variable I_{loss} , cinq sous ensembles sont aussi attribués (figure 5.8(c)) : NG (négatif grand), NM (négatif moyen), EZ (environ zéro), PM (positif moyen), PG (positif grand). Les univers de discours de ces variables sont fixés entre -1 et 1 en introduisant des gains d'entrée et de sortie comme le montre la figure 5.12. La base de règles est ainsi constituée de 15 règles *Si...Alors...* consignées dans le tableau 5.2 avec implication de Mamdani [Ma77]. Finalement, la défuzzification qui donne la valeur effective de I_{loss} à travers le gains G_{FLC1} est réalisée par la méthode de centre de gravité. La figure 5.9 montre la surface caractéristique de FLC1.

Le contrôleur FLC2 utilise comme variable d'entrée la différence $V_{C2} - V_{C1}$ et comme sortie le courant compensateur I_{dc} . Le FLC2 introduit trois sous ensemble flous pour la fuzzification de la variable d'entrée (figure 5.10(a)) et autant pour la fuzzification de la variable de sortie (figure 5.10(b)). Ces ensembles sans N (négatif), EZ (Environ zéro) et P (positif). Des gains d'entrée et de sortie sans aussi introduit pour fixer les univers de discours entre -1 et 1. Trois simples règles *Si...Alors...* constituent

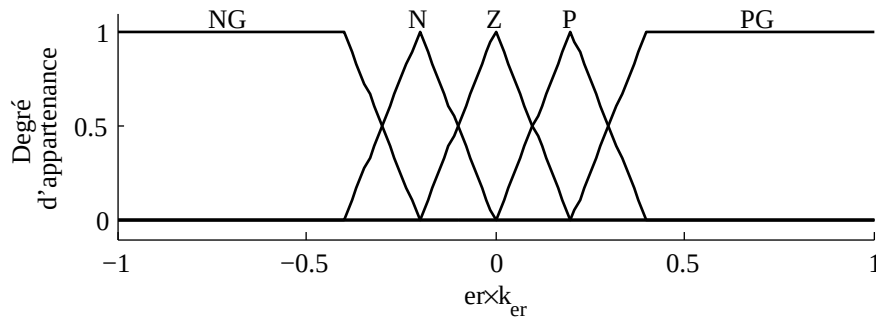
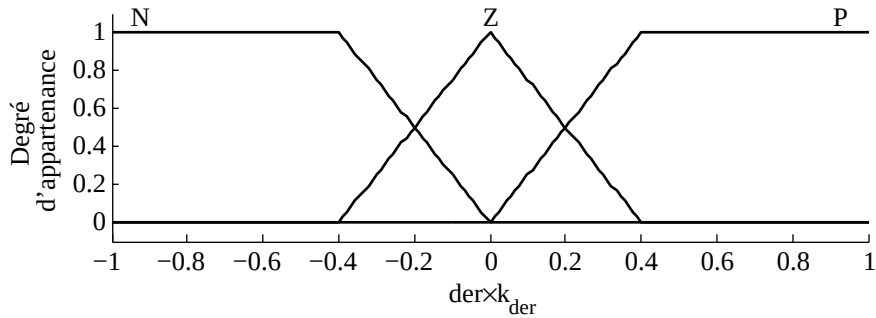
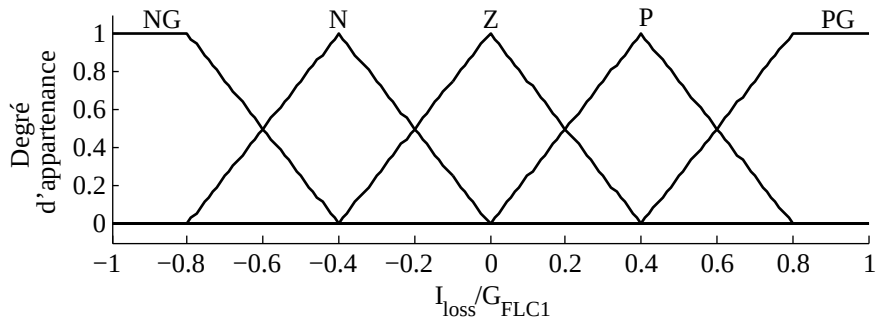
(a) Variable d'entrée (l'erreur er).(b) Variable d'entrée (variation d'erreur der).(c) Variable de sortie (le courant I_{loss}).

FIGURE 5.8 – Fuzzification des variables d'entrée et de sortie pour FLC1.

la base de règles : *Si* ΔV_{dc} N *Alors* I_{dc} N, *Si* ΔV_{dc} EZ *Alors* I_{dc} EZ et *Si* ΔV_{dc} P *Alors* I_{dc} P.

Le contrôleur FLC2 doit générer un courant de compensation I_{dc} suffisamment large quand la différence ΔV_{dc} est large, et un courant faible quand cette différence devient acceptable (autour de zéro) comme le montre la caractéristique sur la figure 5.11. Ceci, pour améliorer l'état transitoire et le régime statique de contrôle du bus continu. En effet, durant le régime transitoire, la différence ΔV_{dc} peut être large, par conséquent, le filtre actif doit absorber à partir du réseau un courant significatif pour compenser cette différence. Par ailleurs, une fois le régime statique établi, juste des oscillations entre les deux tensions V_{C1} et V_{C2} persistent, et dans ce cas le courant nécessaire doit être le plus faible possible afin d'éviter une perturbation significative sur les courants triphasés et du neutre du côté de la source.

		<i>er</i>				
		NG	NM	EZ	PM	PG
<i>der</i>	N	NG	NG	NG	EZ	PM
	EZ	NM	NM	EZ	PM	PM
	P	NM	EZ	PG	PG	PG

TABLE 5.2 – Base de règle pour FLC1.

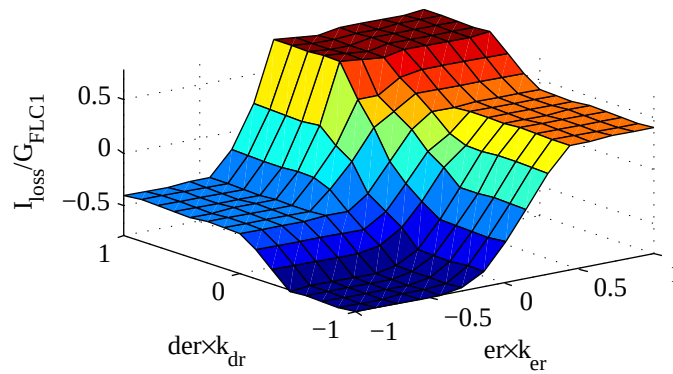


FIGURE 5.9 – Surface caractéristique de FLC1.

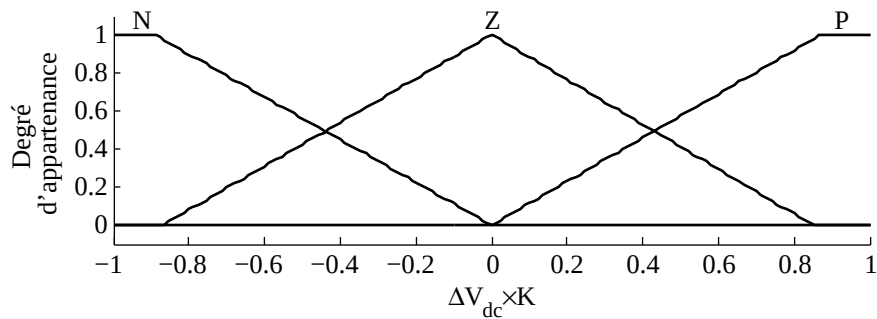
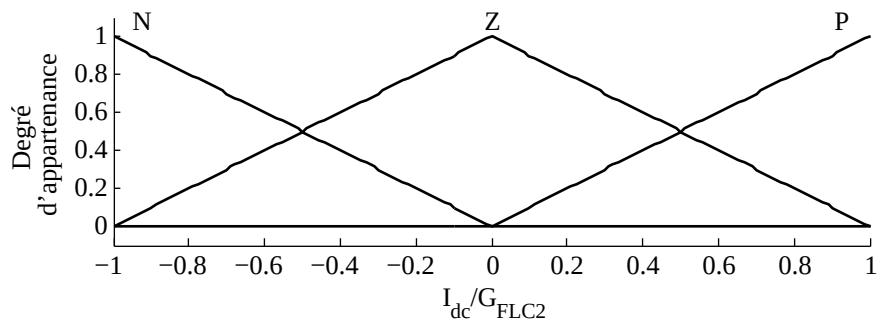
(a) Variable d'entrée ΔV_{dc} .(b) Variable de sortie I_{dc} .

FIGURE 5.10 – Fuzzification des variables d'entrée et de sortie pour FLC2.

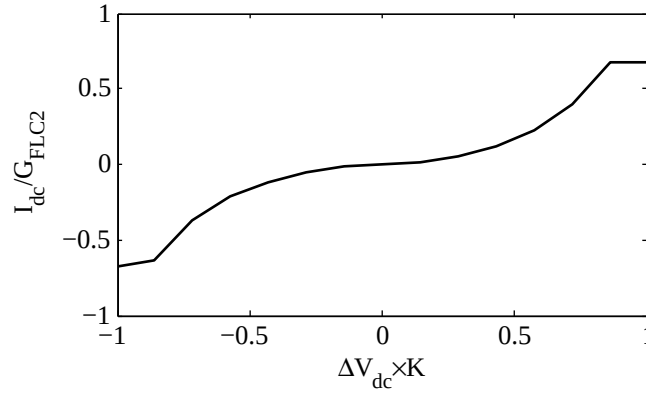


FIGURE 5.11 – Surface caractéristique de FLC2.

5.6 Résultats de simulation

Le schéma bloc complet du contrôle du filtre actif est représenté sur la figure 5.12, avec une mise en évidence du contrôle du bus continu. Ci-après sont les résultats de simulation obtenus par la méthode conventionnelle (PI+P) contrôle et la méthode proposée (contrôle par logique floue). L'implémentation des contrôleurs flous est réalisée directement sur Fuzzy Logic Toolbox Graphical User Interface [Mat10]. Les résultats seront présentés en deux parties, la première sera consacrée à la comparaison entre les deux méthodes et la deuxième aux performances du contrôle proposé sous des courants très perturbés.

5.6.1 Comparaison entre les contrôles PI+P et logique floue

Pour cette comparaison, nous avons choisi un angle d'amorçage du redresseur triphasé à thyristor $\alpha = 0$, les courants côté alternatif sont contrôlés par mode de glissement. Les courants triphasé et dans le neutre sans filtrage actif sont illustrés sur la figure 5.13. Pour la première méthode (i.e contrôle par PI+P), les gains proportionnel et intégral du correcteur PI sont respectivement 0.0707 et 1. Ces gains sont fixés à partir de l'étude de la fonction de transfert en boucle fermée en choisissant une fréquence de coupure $\omega_c = 20$ rad/s, et un facteur d'amortissement $\xi = 0.7$. Par ailleurs, pour le contrôle de ΔV_{dc} , trois valeurs du gain proportionnel K_{dc} sont testées : $K_{dc} = 0.1$, $K_{dc} = 0.5$ et $K_{dc} = 1$.

Sur les figures 5.14(a) et 5.14(b), la tension absolue du bus V_{dc} et la différence ΔV_{dc} sont respectivement représentées, pour les deux méthodes de contrôle. Comme attendu, on peut remarquer que pour un contrôle proportionnel, un gain K_{dc} grand est meilleur qu'un gain petit. En effet, ceci permet de limiter la différence entre les deux tensions aux bornes des deux capacités et par conséquent améliore la caractéristique transitoire de contrôle du bus continu. On peut facilement voir que plus le gain est petit, plus le régime transitoire est long et par conséquent le contrôle du bus est mauvais. Ceci peut être expliqué par le courant de compensation I_{dc} représenté sur la figure 5.15 où on peut voir qu'un large gain implique un large courant I_{dc} notamment durant le régime transitoire (figure 5.15(b)). Durant ce régime, un courant I_{dc} large est nécessaire

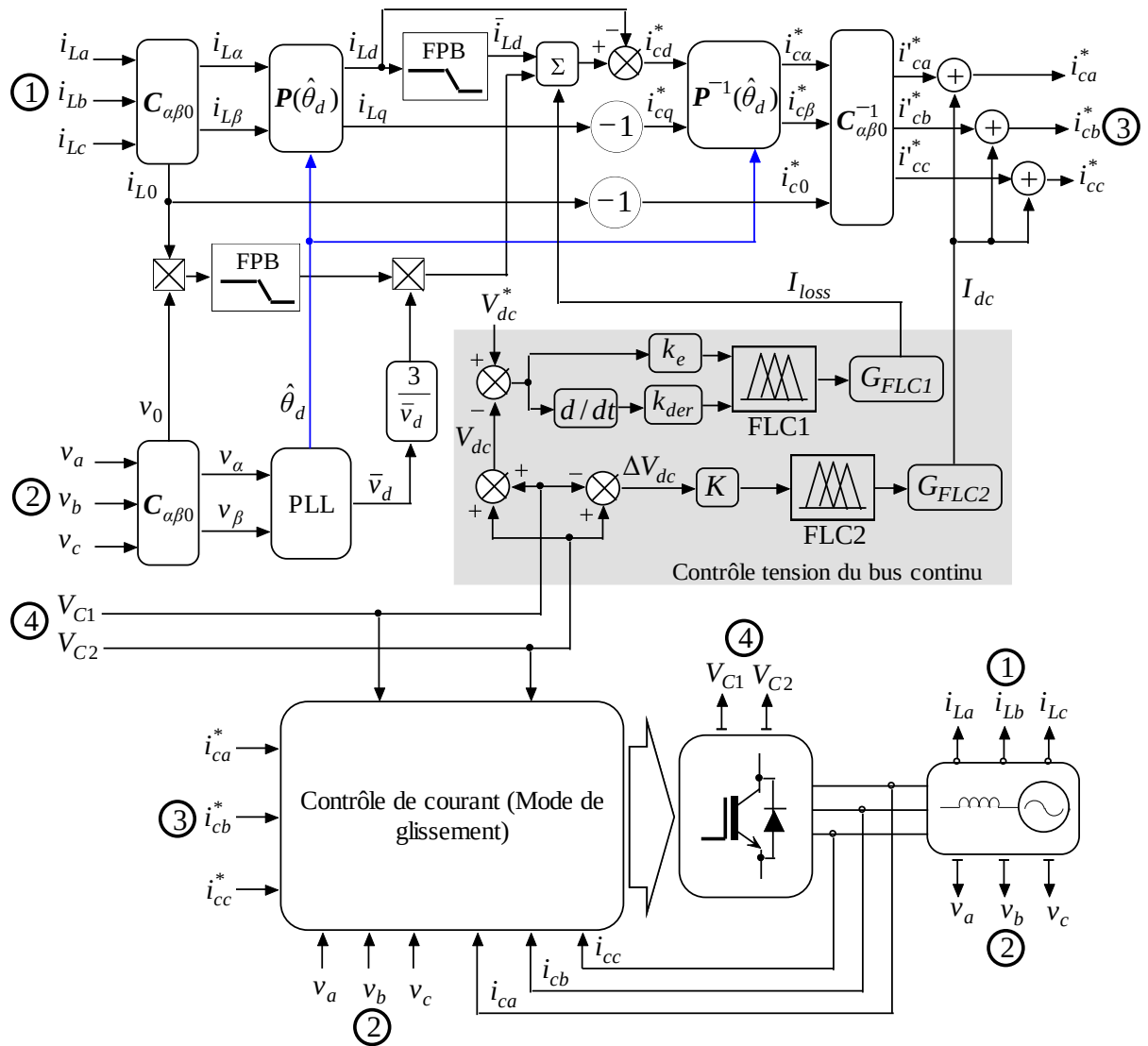


FIGURE 5.12 – Schéma bloc complet de contrôle du filtre actif, mise en évidence du contrôle du bus continu.

pour faire équilibrer les deux tensions V_{C1} et V_{C2} . Cependant, durant le régime statique (figure 5.15(c)), il n'y a pas une influence significative du gain K_{dc} sur la différence ΔV_{dc} mais un impacte claire sur la régulation de V_{dc} .

Avec un contrôle par logique floue, on peut observer d'excellents résultats. Premièrement, remarquons que le différence de tension ΔV_{dc} est très réduite durant le régime transitoire et juste de petites oscillations sont présentes en régime statique (figure 5.14). Ceci est grâce à un courant large I_{dc} absorbé durant le régime transitoire et un courant I_{dc} suffisamment faible durant le régime statique comme le montre la figure 5.15. Un contrôle satisfaisant est obtenu pour V_{dc} , grâce à FLC1 certes mais la contribution de FLC2 est nécessairement incontestable surtout durant le régime transitoire.

Pour ce qui est des courants de source, un avantage très claire de la méthode

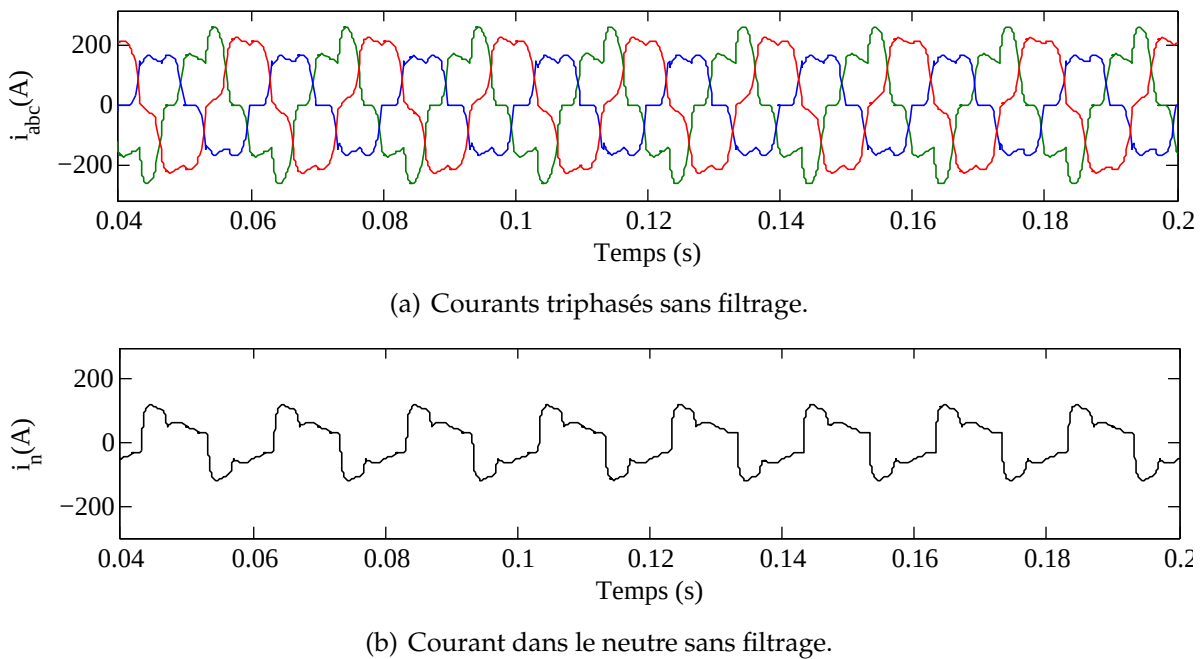


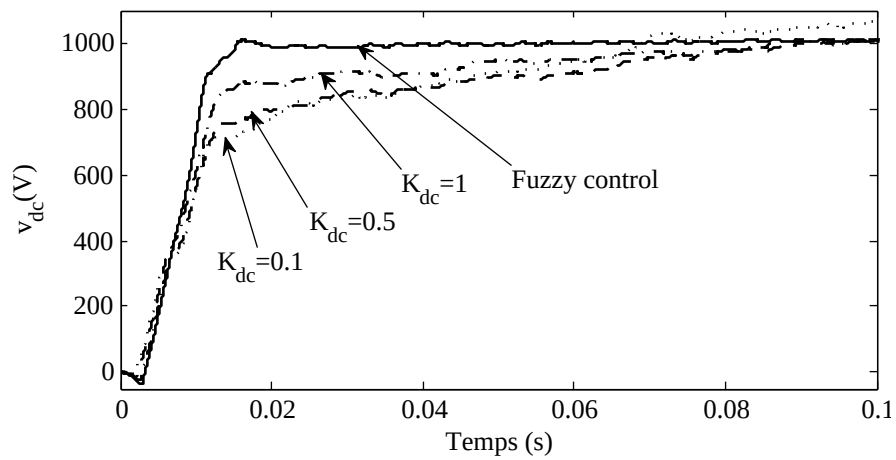
FIGURE 5.13 – Courants de phases et dans le neutre sans filtrage actif.

proposée est observé à partir des résultats représentés sur les figures 5.16 à 5.19. Premièrement, par un contrôle PI+P avec un large gain K_{dc} , le courant I_{dc} absorbé de la source perturbe significativement les courants de source et par conséquent le courant dans le neutre n'est pas du tout nul. Par ailleurs, comme attendu, plus le gain réduit plus le courant est réduit, et par conséquent plus les courants de source sont meilleurs. Cependant, il faut signaler que plus ce gain est réduit plus le régime transitoire est long.

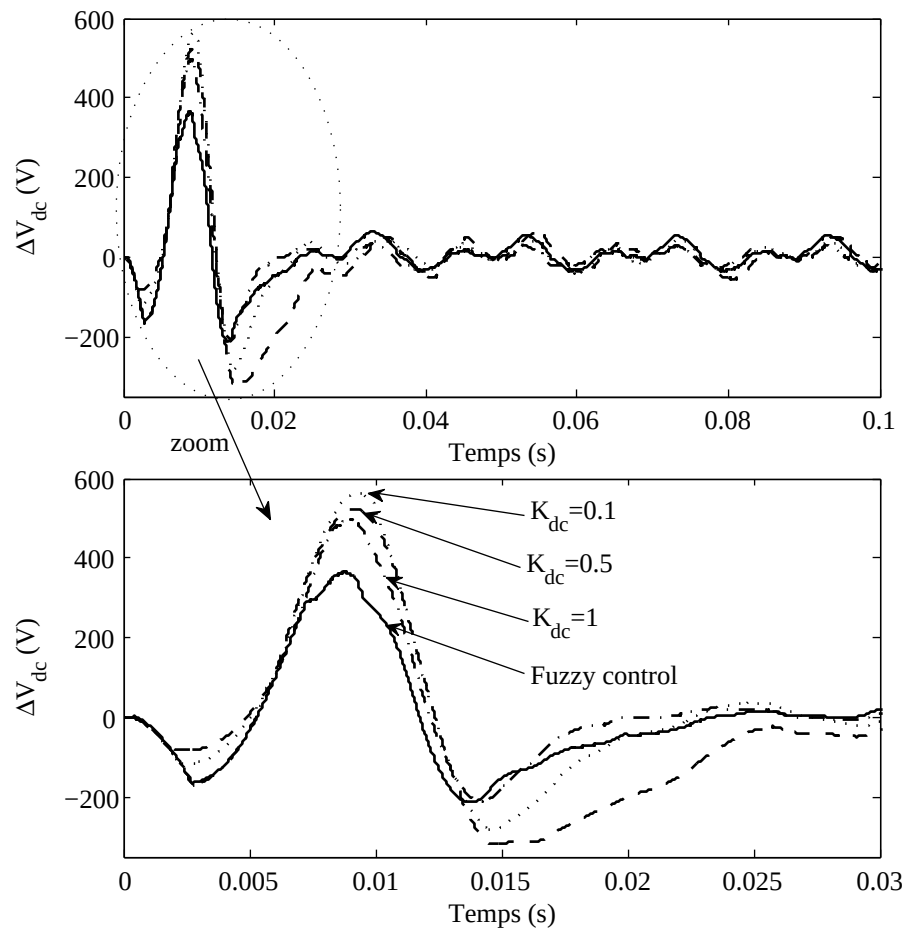
Avec le contrôle par logique floue, le courant absorbé I_{dc} est effectivement large durant le régime transitoire, mais très faible une fois le régime statique est établi. L'impact de ce courant sur les courants de source en régime statique est insignifiant comme on peut le voir sur la figure 5.19 où les courants triphasés sont sinusoïdaux et équilibrés et le courant dans le neutre est pratiquement nul. Finalement, le tableau 5.3 donne une comparaison détaillée des deux méthodes. A noter que les taux des composantes inverse (Séq-nég) et homopolaire (Séq-zéro) sont donnés par rapport à la séquence positive fondamentale.

5.6.2 Performances du contrôle proposé sous charge très polluée

Pour tester les performances du contrôle par logique floue sous une charge absorbant des courants très perturbés, nous avons dans un premier temps maintenu l'angle d'amorçage $\alpha = 0$ et une variation de charge est considérée de sorte que le courant dans le neutre augmente à 112 A (fondamentale) comme le montre la figure 5.20(b). Sur les figures 5.20(c) et 5.20(d), les courants triphasés et le courant du neutre à la source sont respectivement représentés. La tension du bus continu V_{dc} ainsi que le déséquilibre ΔV_{dc} sont représentés sur la figure 5.21. On peut remarquer qu'effectivement il y a une relative amplification du déséquilibre dans le bus continu. Pour

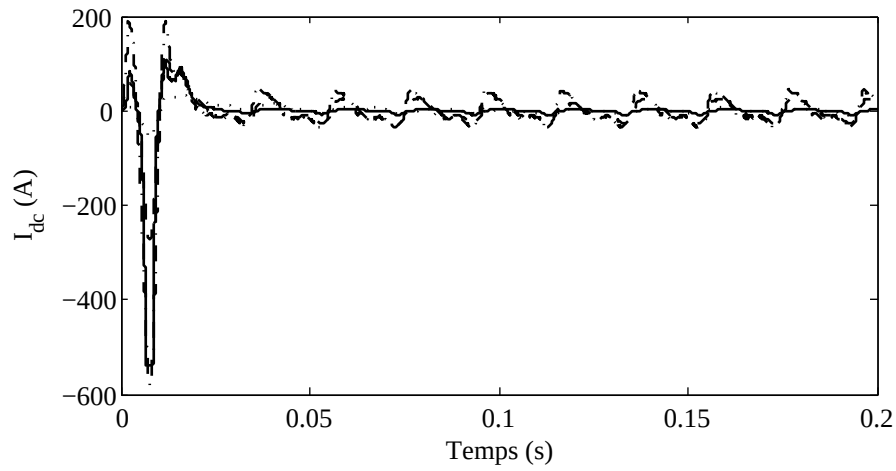


(a) Courants triphasés sans filtrage.

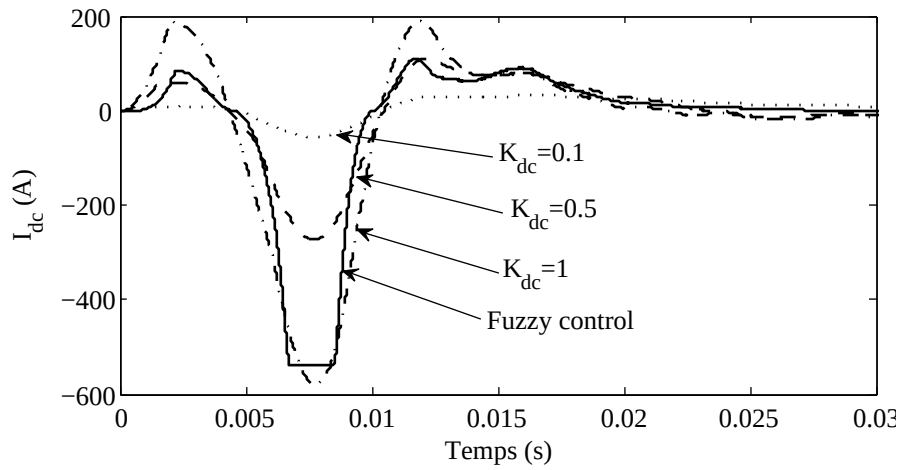


(b) Courant dans le neutre sans filtrage.

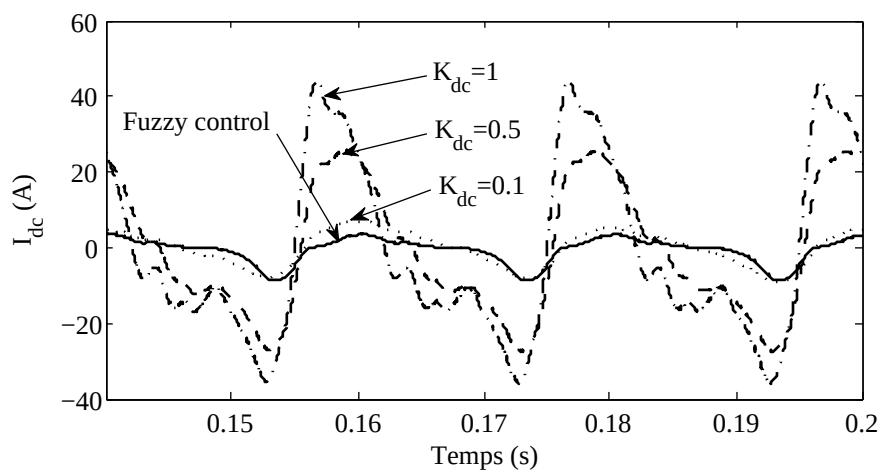
FIGURE 5.14 – Courants de phases et dans le neutre sans filtrage actif.



(a) Courant de compensation.



(b) Zoom sur le régime transitoire.

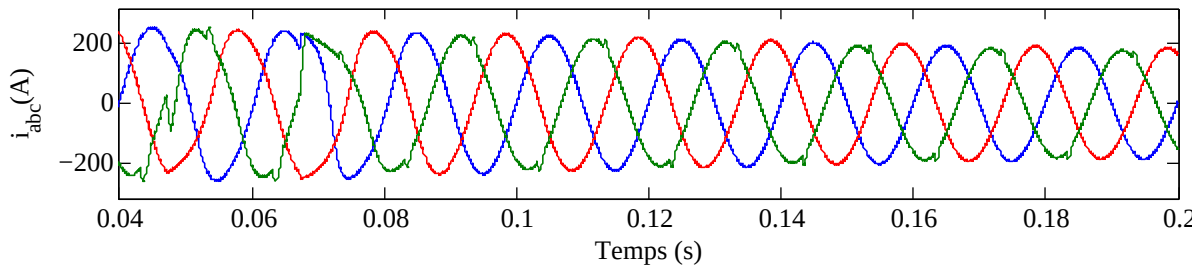


(c) Zoom sur le régime statique.

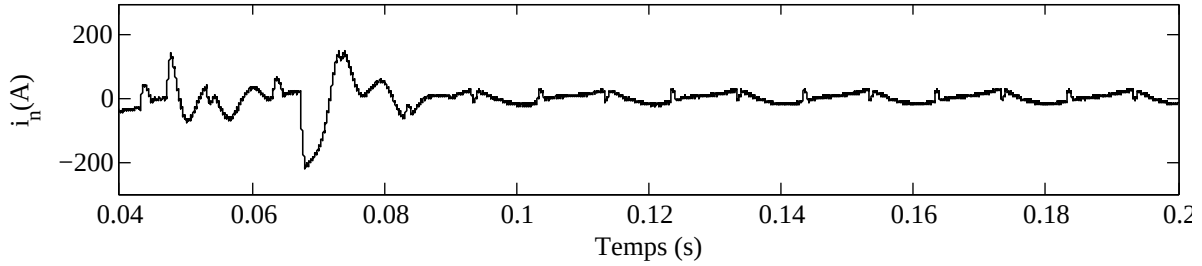
FIGURE 5.15 – Courant de compensation I_{dc} par contrôle PI+P et par logique floue.

Courants avant filtrage						
3-ph & neutre	ph- <i>a</i>	ph- <i>b</i>	ph- <i>c</i>	<i>N</i>	Séq-nég (%)	Séq-zéro (%)
Amp fond (A)	170.9	218.9	233.4	95.24	12.41	12.60
THD (%)	21.60	28.71	16.42	47.64		
Courants après filtrage						
1. Contrôle PI+P avec $K_{dc} = 0.1$						
Amp fond (A)	225.7	222.0	226.0	15.38	01.98	02.10
THD (%)	00.69	05.09	01.76	–		
2. Contrôle PI+P avec $K_{dc} = 0.5$						
Amp fond (A)	238.9	230.4	260.3	63.93	05.34	05.74
THD (%)	04.56	07.58	04.70	–		
3. Contrôle PI+P avec $K_{dc} = 1$						
Amp fond (A)	218.0	221.0	256.0	83.90	06.78	07.41
THD (%)	07.99	09.87	07.12	–		
4. Contrôle par logic floue						
Amp fond (A)	189.1	194.1	191.6	02.43	01.08	01.91
THD (%)	02.81	03.67	01.85	–		

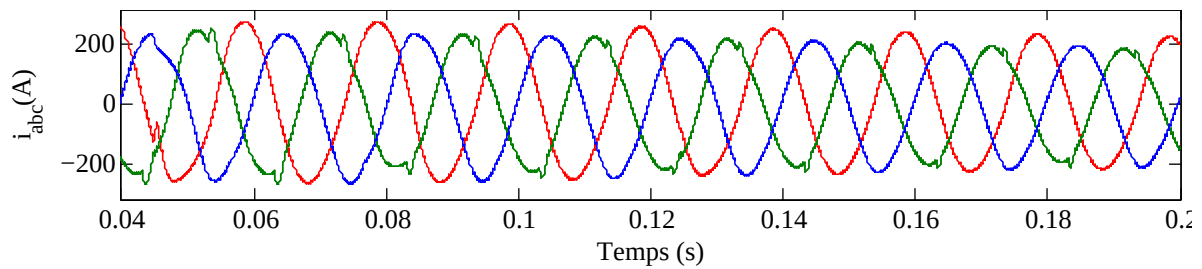
TABLE 5.3 – Résultats détaillés obtenus avec le contrôle proportionnel intégral et par logique floue.



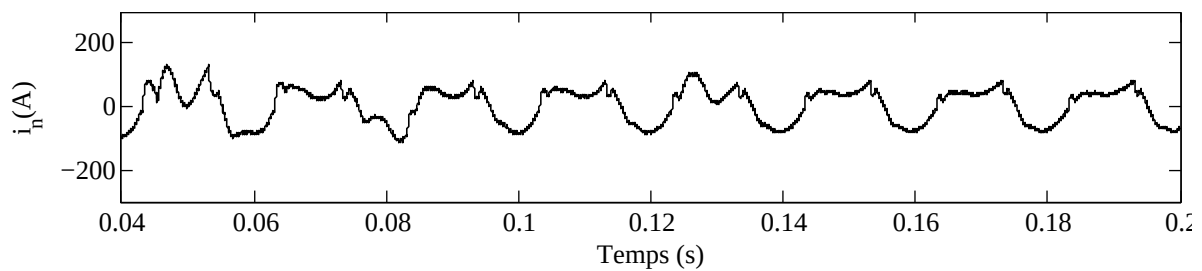
(a) Courants triphasés.



(b) Courant dans le neutre.

FIGURE 5.16 – Courants de phases et dans le neutre avec filtrage actif, contrôle PI+P, $K_{dc} = 0.1$.

(a) Courants triphasés.

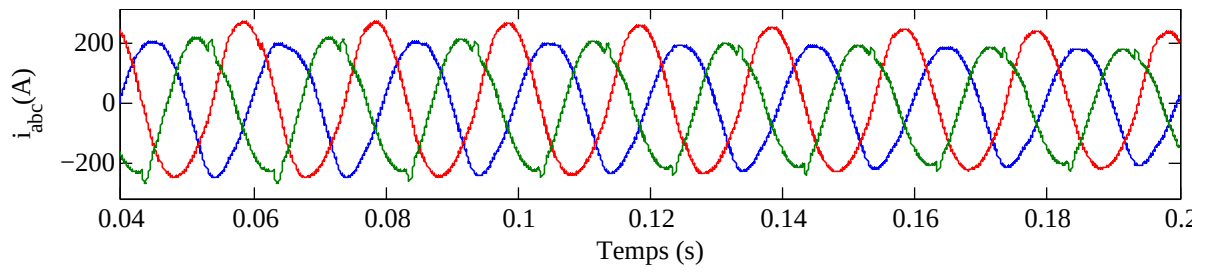


(b) Courant dans le neutre.

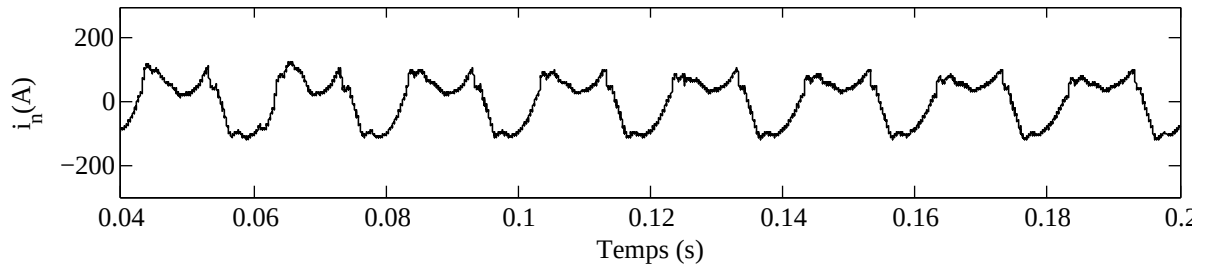
FIGURE 5.17 – Courants de phases et dans le neutre avec filtrage actif, contrôle PI+P, $K_{dc} = 0.5$.

compenser ce déséquilibre qui se manifeste surtout par des oscillations, le filtre actif devait absorber plus de courant ce qui explique le fait qu'il y a un courant dans le neutre comme le montre la figure 5.20(d).

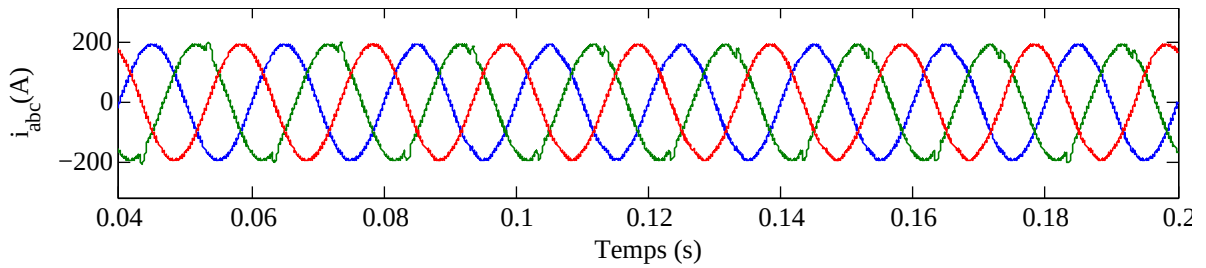
Dans le second cas, nous avons maintenu un courant important dans le neutre mais



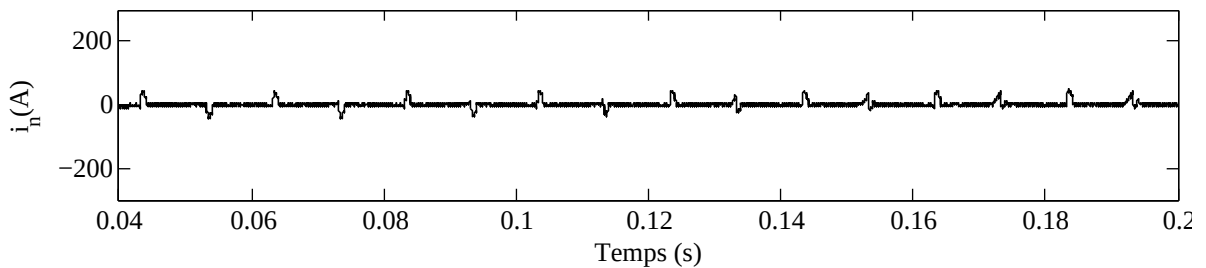
(a) Courants triphasés.



(b) Courant dans le neutre.

FIGURE 5.18 – Courants de phases et dans le neutre avec filtrage actif, contrôle PI+P, $K_{dc} = 0.5$.

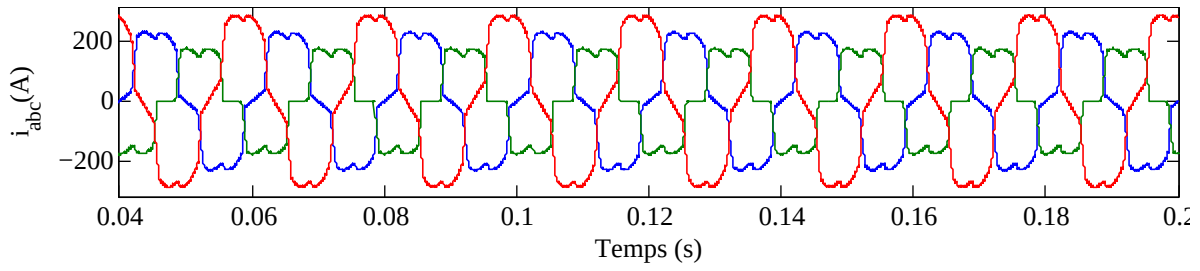
(a) Courants triphasés.



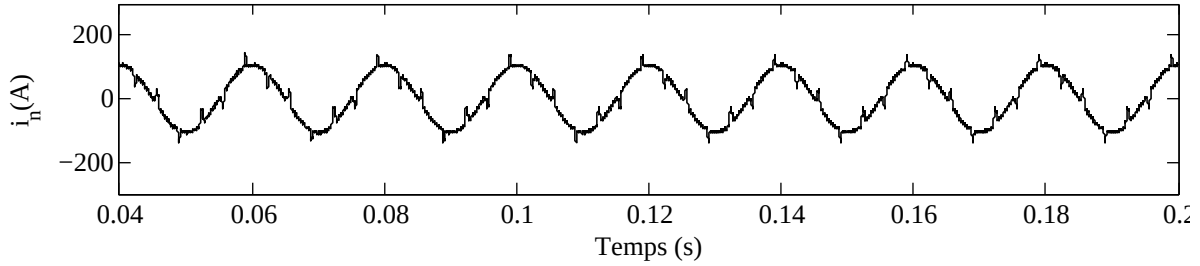
(b) Courant dans le neutre.

FIGURE 5.19 – Courants de phases et dans le neutre avec filtrage actif, contrôle par logique floue.

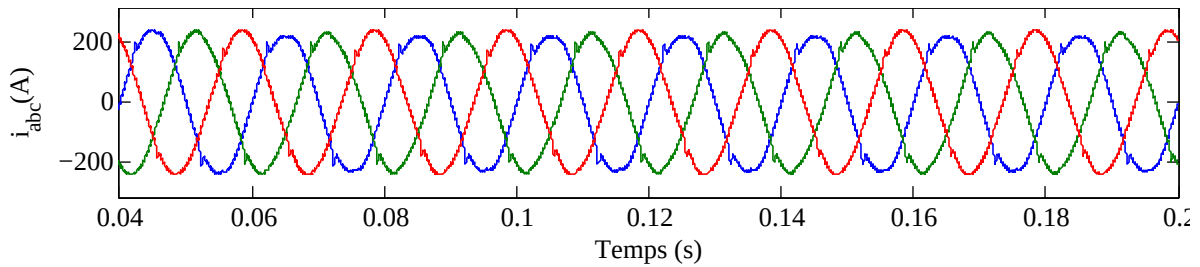
l'angle d'amorçage du redresseur triphasé est fixé à 45° . Ainsi, les courants absorbés par la charge sont très pollués comme le montre les figures 5.22(a) et 5.22(b). A partir de la figure 5.23, on peut observer la présence d'oscillation dans le bus continu, mais le contrôle de celui-ci est globalement satisfaisant. Les courants triphasés et dans le neutre



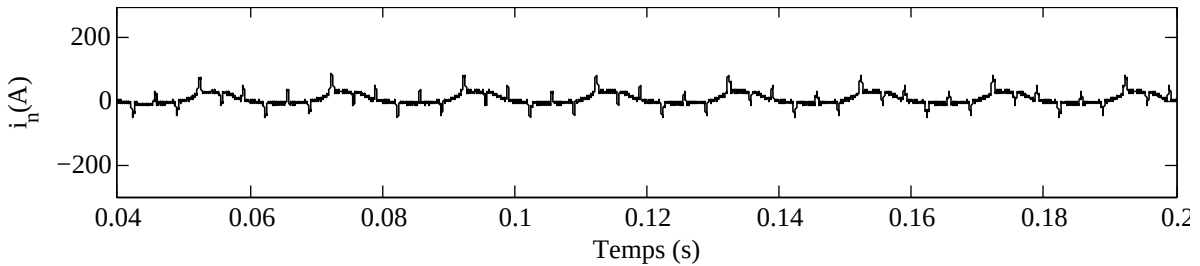
(a) Courants triphasés sans filtrage.



(b) Courant dans le neutre sans filtrage.



(c) Courants triphasés avec filtrage.



(d) Courant dans le neutre avec filtrage.

FIGURE 5.20 – Performances du contrôle pour le filtrage des courants, charge très déséquilibrée.

représentés respectivement sur les figures 5.22(c) et 5.22(d) sont aussi dans des formes très satisfaisantes. Finalement le tableau 5.4 donne les résultats détaillés en terme des taux de distorsions harmoniques (THD) et taux des séquences négative et homopolaire, obtenu dans ces deux derniers tests. Malgré de légères distorsions dans les courants après filtrage les taux restent dans les limites acceptables. Les taux des séquences négative et zéro confirme aussi que les courants sont suffisamment équilibrés.

Néanmoins, quelques limites ont été observées dès résultats du deuxième teste (i.e

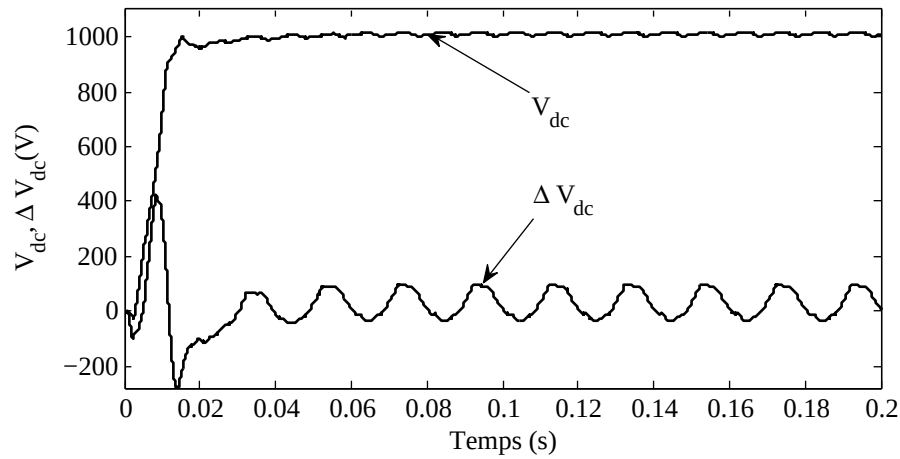


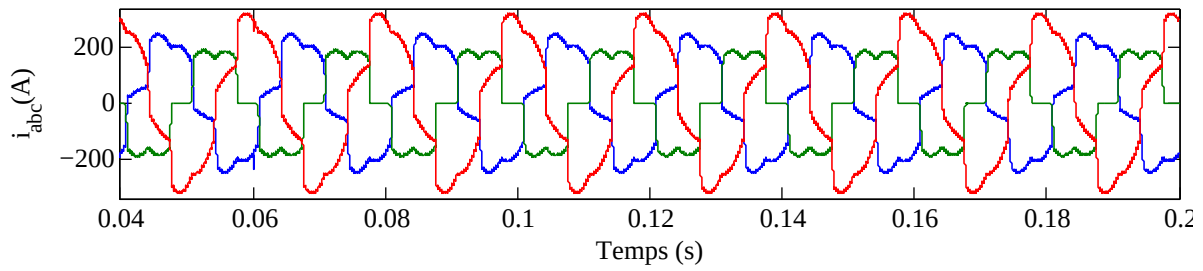
FIGURE 5.21 – Contrôle des tension dans le bus continu, charge très déséquilibrée.

charge très polluée) où les oscillations dans le bus continu sont plus significatives par rapport aux cas précédent (i.e., figure 5.21). Ceci est sans doute du à la compensation du courant dans le neutre. En effet, celui-ci contient moins d'harmoniques dans le deuxième cas, mais la fréquence fondamentale est très importante, c'est pourquoi les oscillations de ΔV_{dc} à cette fréquence deviennent aussi importantes.

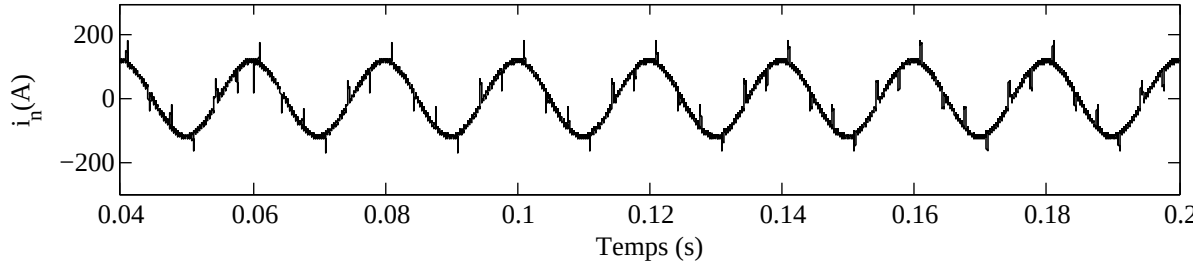
Par ailleurs, on peut remarquer que la valeur moyenne de ces oscillations n'est pas nulle. C'est-à-dire qu'il y a déséquilibre proprement dit dans le bus continu. Ceci peut être expliqué par le fait qu'il ait des termes continus dans les courants absorbés par la charge. Ces termes DC s'additionnent et circulent dans le neutre. Le filtre actif en charge de compenser le courant dans le neutre doit naturellement compenser ce terme DC à travers sont point milieu, ce qui cause ce déséquilibre du à la composante DC. En effet il a été vérifié que le courant dans le neutre après filtrage ait un term DC d'environ 50%, c'est pourquoi sa valeur moyenne semble positive. On pourrait forcer le filtre actif à absorber plus de courant afin de compenser parfaitement le déséquilibre dans le bus continu, par augmentation du gain G_{FLC2} , cependant ceci n'est pas intéressant car il risque de causer plus de courant DC et de déséquilibre dans les courants de source.

3-ph & neutre	THD (%)				Séq-nég (%)	Séq-zéro (%)
	ph- <i>a</i>	ph- <i>b</i>	ph- <i>c</i>	<i>N</i>		
$\alpha = 0^\circ$						
Avant filtrage	21.96	27.78	17.98	13.12	14.20	15.50
Après filtrage	05.21	03.81	02.41	–	02.80	02.83
$\alpha = 45^\circ$						
Avant filtrage	25.71	32.19	21.56	12.31	15.80	16.00
Après filtrage	06.04	06.47	04.94	–	02.42	04.20

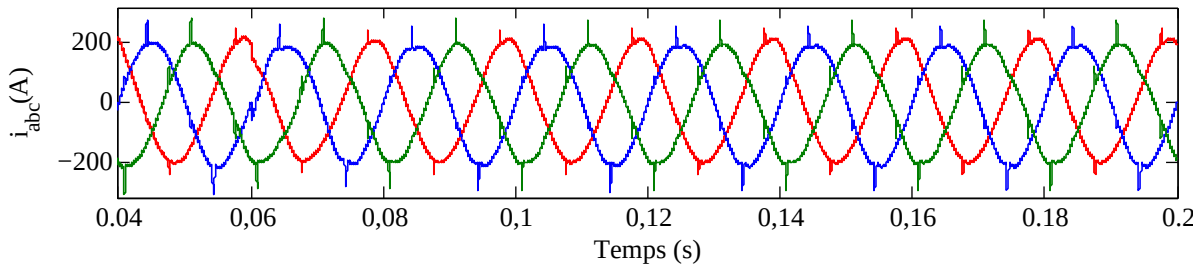
TABLE 5.4 – Taux de distorsions harmoniques et de déséquilibres obtenus avec le contrôle par logique floue sous charge fortement polluée.



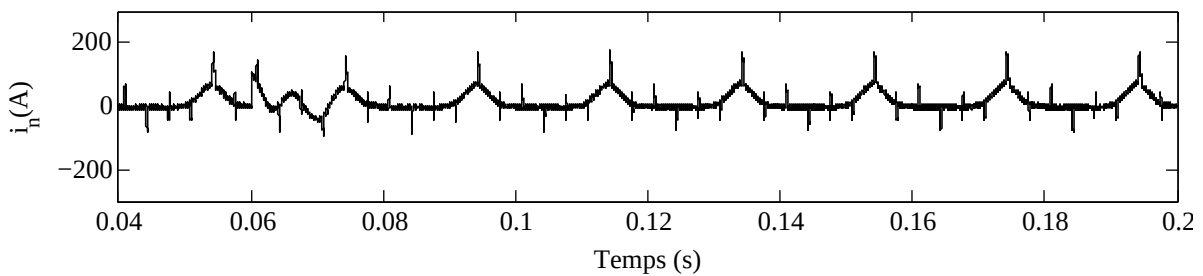
(a) Courants triphasés sans filtrage.



(b) Courant dans le neutre sans filtrage.



(c) Courants triphasés avec filtrage.



(d) Courant dans le neutre avec filtrage.

FIGURE 5.22 – Performances du contrôle pour le filtrage des courants, charge très polluée.

5.7 Conclusion

L'objectif de ce dernier chapitre était de traiter la principale contrainte de la mise en œuvre de la structure à trois bras à l'implémentation de filtre actifs à quatre fils, qui est le problème de contrôle des tensions du bus continu, et plus particulièrement les déséquilibres entre les tensions aux bornes des deux capacités formant le bus.

Nous avons montré que la sévérité de ces déséquilibres est liée au courant com-

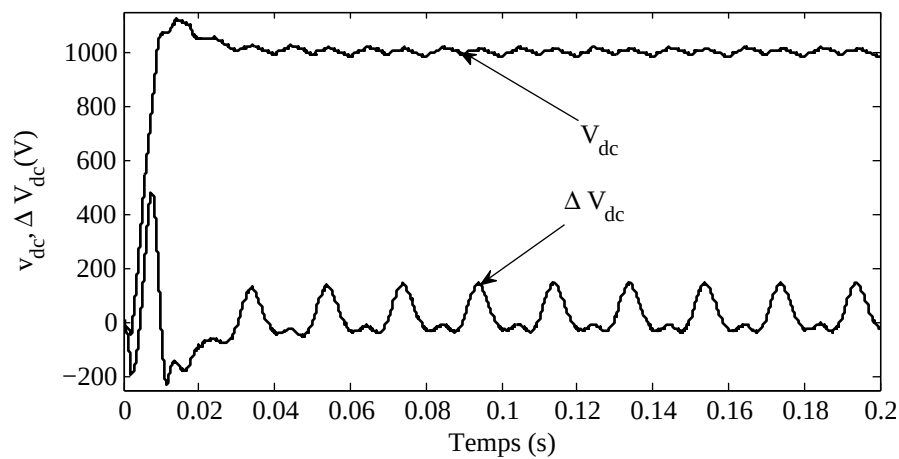


FIGURE 5.23 – Contrôle des tension dans le bus continu, charge très polluée.

pensé à travers le point milieu du bus continu, et que le contrôle de ces déséquilibre ait un impact direct sur la qualité des courants de phases et dans le neutre après filtrage.

Une solution alternative basée sur la théorie de contrôle par logique floue a été proposée à cet effet, pour apporter une amélioration à la méthode proportionnel et intégral usuellement utilisée pour le contrôle du bus continu. Les résultats de simulation ont montré des performances très satisfaisantes de la méthode proposée.

Conclusion générale

CETTE thèse avait comme objectif l'étude et la contribution à la commande du filtre actif shunt à quatre fils, pour la dépollution harmonique dans les réseaux électriques basse tension avec distribution du fil neutre. Après avoir recensé les origines et les conséquences des perturbations électriques, des solutions de dépollution ont été présentées, et le choix d'une solution basée sur le principe de filtrage actif de type shunt a été retenu. Notre travail de recherche s'est alors porté vers l'ensemble contrôle-commande du filtre actif, que nous avons présenté en trois parties principales :

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

Pour la première partie, nous avons analysé et comparé entre trois méthodes très connues, basées sur le domaine temporel, à savoir la méthode des puissances instantanées, la méthode du référentiel pqr et la méthode synchrone. Plus tard, notre choix était porté sur la méthode synchrone que nous avons développée dans ce chapitre, et qui s'avérait plus simple et plus avantageuse en situation de tensions perturbées. Nous avons montré que l'identification de la séquence directe fondamentale des tensions réseau est indispensable pour une identification fidèle des courants harmoniques générés par les charges non linéaire. A cet effet, nous avons introduit dans ce chapitre un système à base d'une PLL qui a montré des performances meilleures par rapport à une PLL classique, et ce, grâce notamment au filtrage de la composante de tension sur l'axe en quadrature.

Pour le contrôle des courants injectés par le filtre actif dans le réseau, nous avons analysé et comparé entre deux approches différentes : l'approche basée sur la commande à fréquence fixe, et l'approche basée sur la commande à structure variable. Pour la première approche nous avons limité notre étude au contrôle linéaire, notamment le contrôle proportionnel intégral. Nous avons montré que ce type de contrôle ne permet pas corriger parfaitement les harmoniques sur une large bande. Nous avons analysés des solutions apportés par des travaux antérieurs en vu d'améliorer les performances de ce type de contrôle appliqué au filtrage actif, et nous avons montré qu'il serait plus compliqué pour un système à quatre fils à cause des déséquilibre et donc de l'appari-

tions de toutes les séquences et de tous les ordres possibles. Ainsi, pour le contrôle des courants, nous avons opté pour l'approche à structure variable, et le contrôle par mode de glissement. Notre choix est motivé d'abord par la robustesse de ce contrôle, et puis par la nature discontinue du filtre actif, et puis par la nature découplée de la structure à trois bras (TLSC). Nous avons développé le contrôle par mode de glissement en adoptant l'approche par géométrie différentielle et la stabilité de Lyapunov. Les résultats des simulations ont montré des résultats très satisfaisant et nettement meilleurs par rapport au contrôle classique. L'autre point abordé dans ce chapitre était le problème de la fréquence de commutation. A cet effet, nous avons adopté la solution d'une bande hystérésis variable, ce qui a permis de stabiliser la fréquence de commutation, sans pour autant toucher à la qualité de filtrage harmonique.

Dans la dernière partie du présent travail, nous avons abordé un point essentiel dans le contrôle du filtre actif à quatre fils à structure TLSC, qui est le contrôle du bus continu. Bien que partie intégrante dans le processus d'identification des courants de compensation, nous avons choisi de le présenter dans un chapitre à part. Nous avons montré dans ce chapitre le lien entre l'état des tensions aux bornes du bus continu et les courants filtrés à la source. Notre apport pour le contrôle de cette tension est basée sur le compromis entre la régulation des tensions continues, et la minimisation dans les courants triphasés des composantes perturbatrices due à la compensation du déséquilibre entre les deux tensions du bus continu. Ainsi, après avoir analysé la méthode utilisée à cet effet, une solution alternative à base de théorie de la logique floue est proposée. La non linéarité du contrôle proposé fait que le compromis indiqué ci-dessus est tout à fait faisable. Les résultats de simulation ont confirmé nos attentes et ont montré des performances très satisfaisantes pour le contrôle des tensions continues sans trop toucher à la qualité des courants filtrés côté source.

Néanmoins, nous avons pu mesurer quelques limites et qui méritent d'être signaler comme les limites de la commande face à des variations relativement importantes de charge étant donné que les performances dépendent aussi du niveau de la tension continue, cela nous laisse penser à inclure cette dernière comme une variable supplémentaire pour le régulateur flou, ceci compliquera le régulateur flou notamment la formulation des règles mais permettra d'améliorer encore mieux les performances dynamique du réglage.

Enfin, le présent travail nous a permis d'approfondir nos connaissances et de mesurer combien la problématique est riche en interrogations et en perspectives, qui feront l'objet de nos futures travaux. En effet, le contrôle par mode de glissement à fréquence de fixe laisse entrevoir des applications sur des systèmes de compensation basés sur des structures multi-niveaux avec fil neutre, pour des compensations globales, où les puissances mises en jeu sont généralement importantes, et par conséquent une fréquence de commutation fixe et modérée est recommandée.

Les performances encourageantes du contrôle adopté pour le contrôle du bus continu nous laissent à penser que la structure à base d'onduleur à trois bras (TLSC) peut rivaliser avec la structure à quatre bras (FLFB) qui est en ce moment la plus répondue dans le domaine du filtrage actif. De ce fait, d'autres applications de cette structure peuvent être envisagées, comme des les systèmes de filtrage harmonique monophasés à base d'onduleur en demi pont (deux ou multi-niveaux), et les filtres triphasés à structures multi-niveau avec fil neutre. Le contrôle proposé peut trouver

Conclusion générale

place aussi dans les systèmes d'intégration de la puissance photovoltaïque dans le réseau basse tension, utilisant un onduleur monophasé en demi pont ou triphasé, à deux ou multi-niveaux avec fil neutre, où la question de la régulation des tensions continues est nécessaire.

Bibliographie

Bibliographie

- [Ac02] A. Acha, V. G. Agelidis, O. Anaya-Lara, T. J. E. Miller, "*Power Electronic Control in Power Systems*", 1st Edition, Newnes, Oxford, 2002.
- [Ak05] H. Akagi, "Active Harmonic filters", *Proceeding of the IEEE*, Vol. 93, No. 12, pp. 2128-2141, 2005.
- [Ak83] H. Akagi, Y. Kanazawa, A. Nabae, "Generalized Theory of Instantaneous Reactive Power in Three-Phase Circuits", *International Power Electronics Conference (IPEC'83)*, pp. 1375-1386, 1983.
- [Ak84] H. Akagi, Y. Kanazawa and A. Nabae, "Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol 20, No. 03, pp. 625-630. 1984.
- [Ak95] H. Akagi, H. Fujita, "A New Power Line Conditioner for Harmonic Compensation in Power Systems", *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 10, No. 3, pp. 1570-1575, 1995.
- [Ak96] H. Akagi, "New Trends in Active Filters for Power Conditioning", *IEEE Transaction on Industry Applications*, Vol. 32, No. 06, pp. 1312-1322, 1996.
- [Ak97] H. Akagi, "Control Strategy and Site Selection of a Shunt Active Filter for Damping of Harmonic Propagation in Power Distribution Systems", *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 12, No. 1, pp. 354-363, 1997.
- [Al02] M. A. E. Alali, "Contribution à l'étude des compensateurs actifs des réseaux électriques basse tension", Thèse de l'Université Louis Pasteur Strasbourg, Septembre 2002.
- [Al04] J. Allmeling, "A Control Structure for Fast Harmonics Compensation in Active Filters", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 19, No. 2, pp. 508-514, 2004.
- [Ar95] M. Aredes and E. H. Watanabe, "New Control Algorithms for Series and Shunt Three-Phase Four-Wire Active Power Filters", *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 10, No. 3, pp. 1649-1656, 1995.
- [Ar97] M. Aredes, J. Häfner, and K. Heulmann, "Three-Phase Four-Wire Shunt Active Filter Control Strategies", *IEEE Transaction on Power Electronics*, Vol. 12, No. 02, pp. 311-318, 1997.
- [Ar98] M. Aredes, K. Heumann and E. H. Watanabe, "An Universal Active Power Line Conditioner", *IEEE Transaction on Power Delivery*, Vol. 13, No. 2, pp. 545-551, 1998.

Bibliographie

- [Arr97] J. Arrillaga, R. Neville, R. Alan, B. C. Smith, *"Power System Harmonic Analysis"*, John Wiley & Sons, New York, 1997.
- [Be05] M. C. Benhabib , 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.
- [Be06] Amaia Lopez De Heredia Bermeo, "Commandes avancées des systèmes dédiés a l'amélioration de la qualité de l'énergie : de la basse tension a la montée en tension ", Thèse de l'Institut National Polytechnique de Grenoble (INPG), 2006.
- [Bh91] S. Bhattacharya, D. M. Divan, B. Banerjee, "Synchronous Reference Frame Harmonic Isolator Using Series Active filter", *Proceedind of the 4th EPE Conference*, Vol. 3, pp. 030-035, 1991.
- [Bh94] V. B. Bhavaraju, P. Enjeti, "A Fast Active Power Filter to Correct Line Voltage Sags", *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, Vol. 41, No. 3, pp. 333-338, 1994.
- [Bi09] M. T. Bina, E. Pashajavid, "An Efficient Procedure to Design Passive LCL-filters for Active Power Filters", *Electric Power Systems Research*, Vol. 79, pp. 606-614, 2009.
- [Bo02] D. Boroyevich, F. C. Lee, R. Zhang, V. Himamshu Prasad, "Three-Dimensional Space Vector Modulation for Four-Leg Voltage-Source Converters", *IEEE Transaction on power electronics*, Vol. 17, No. 3, 2002.
- [Bo85] B. K. Bose, "Sliding Mode Control of Induction Motors", *IEEE-IAS Annual Meeting*, pp. 479-486, 1985.
- [Bo91] F. Boudjema, "Commande par mode de glissement : Application aux convertisseurs électriques ", Thèse de l'Université Paul Sabatier de Toulouse, 1991.
- [Bo99] M. Bojrup, P. Karlsson, M. Alaküla, L. Gertmar, "A Multiple Rotating Integrator Controller for Active Filters", *EPE*.1999.
- [Br88] H. W. Van der Broeck, H. C. Skudelny, G. V. Stanke, "Analysis and Realization of a Pulsewidht Modulator Based on Space Vector", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 24. No. 1, pp. 142-150, 1988.
- [Bu27] C. I. Budeanu, "Puissances réactives et fictives", Institut Romain de l'Energie, publication 27, Bucharest, Romania, 1927.
- [Bü86] H. Bühler, *"Réglage par mode de glissement"*, Lausanne, Suisse, Presse Polytechnique Romandes, 1986.
- [Bü91] H. Bühler, *"Convertisseurs Statiques"*, Presses Polytechniques et Universitaires Romandes. Lausanne 1991.
- [Bü97] H. Bühler, *"Réglage des Systèmes d'Electronique de Puissance"*, Presses Polytechniques et Universitaires Romandes. Lausanne 1997.
- [Ca03] A. Cavini, F. Ronchi, A. Tilli, "Four-Wires Shunt Active Filters : Optimized Design Methodology", *Proceeding of the the 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON'03*, pp 2288-2293, 2003.
- [Ca94] A. Campos, G. Joos, P. Ziogas, J. Lindsay, "Analysis and Design of a Series Voltage Unbalance Compensator Based on a Three-Phase VSI Operating with Unbalanced Switching Function", *IEEE Transaction on Power Electronics*, Vol.9, No. 3, pp. 269-274, 1994.

Bibliographie

- [Ch00] A. Chandra, B. Zingh, B. N. Zingh, K. Al-Haddad, "An Improved Control Algorithm of Shunt Active Filter for Voltage Regulation, Harmonic Elimination, Power Factor Correction and Balancing of Nonlinear Loads", *IEEE Transaction on Power Electronics*, Vol.15, No. 3, pp. 495-507, 2000.
- [Ch04] D. Chen and S. Xie, "Review of the Control Strategies Applied to Active Power Filters", *IEEE International Conference on Electric Utility Deregulation, Restructuring and Power Technologies*, pp. 666-670, 2004.
- [Ci02] M. N. Cirstea, A. Dinu, J. G. Khor, and M. McCormick, "Neural and Fuzzy Logic Control of Drives and Power Systems", Newnes, Elsevier Science, 1st Edition, 2002.
- [Cz91] L. S. Czarnecki, "Scattered and Reactive Current, Voltage, and Power in Circuits with Nonsinusoidal Waveforms and Their Compensation", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. 40, No. 3, pp. 563-567, 1991.
- [De93] M. Depenbrock, "The FBD-Method, A Generally Applicable Tool for Analyzing Power Relations", *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 8, No. 2, pp. 381-387, 1993.
- [Di96] J. Dixon, S. Tepper, L. Moran, "Practical Evaluation of Different Modulation Techniques for Current-Controlled Voltage Source Inverters", *IEE Proceedings Electric Power Applications*, Vol, 143, No. 4, pp. 301-306, 1996.
- [Do09] H. Dogan, and R. Akkaya, "A Simple Control Scheme for Single-Phase Shunt Active Power Filter with Fuzzy Logic Based DC-Bus Voltage Controller", *Proceeding of the International MultiConference of Engineers and Computer Scientists*, Hong Kong, 2009.
- [Dr93] D. Driankov, H. Hellendoorn and M. Reinfrank, "An Introduction to Fuzzy Control", Springer Verlag, 1993.
- [Du04] R. C. Dugan, M. F. McGranaghan, H. W. Beaty, "Electrical Power Systems Quality", 2nd Edition, McGraw-Hill, New York, 2004.
- [Du99] R. C. Dugan, L. E. Conrad, "Impact of Induction Furnace Interharmonics on Distribution Systems", *Proceedings of the IEEE Transmission and Distribution Conference*, pp. 791-796, 1999.
- [El00] A. Elmitwally, S. Abdelkader, and M. Ekateb, "Performance Evaluation of Fuzzy Controlled Three and Four-Wire Shunt Active Power Conditioners", *Proceeding of the IEEE Power Engineering Society Winter Meeting*, pp. 1650-1655, 2000.
- [Em93] A. E. Emanuel, "Apparent and Reactive Powers in Three-Phase Systems, In Search of a Physical Meaning and a Better Resolution", *European Transactions on Electrical Power Engineering ETEP*, Vol. 3, No. 1, pp. 7-14, 1993.
- [Es99] G. Escobar, "On nonlinear control of switching power electronics systems", PhD Thesis, Université de Paris-Sud, Orsay, 1999.
- [Et03] I. Etxeberria-Otadui, "Sur les systèmes de l'électronique de puissance dédiés à la distribution électrique-application à la qualité de l'énergie", Thèse de l'Institut National Polytechnique de Grenoble (INPG), Septembre 2003.
- [Fe91] A. Ferrero, G. Superti-furga, "A New Approach to the Definition of Power Components in Three-Phase Systems Under Nonsinusoidal Conditions", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. 40, No. 3, pp. 568-577, 1991.
- [Fi60] A. F. Filipov, "Differential Equation with Discontinuous Right-Hand Side", *Matematicheskii sbornik*, Vol. 51, No. 1, pp. 99-128, 1960.

Bibliographie

- [Fr31] S. Fryze, "Active, Reactive and Apparent Power in Circuits with Non-Sinusoidal Voltage and Current", *Przegl. Elektrotech*, No. 7, pp. 193-203, 1931.
- [Fu00] H. Fujita, T. Yamasaki, H. Akagi, "A Hybrid Active Filter for Damping of Harmonic Resonance in Industrial Power Systems", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 15, No. 2, pp. 215-222, 2000.
- [Fu90] H. Fujita, H. Akagi, "A Practical Approach to Harmonic Compensation in Power Systems-Series Connections of Passive and Active Filters", *Conference Record of Annual Meeting IEEE Industry Applications Society*, Vol. 2, pp. 1107-1112, 1990.
- [Fu98] H. Fujita, H. Akagi, "The Unified Power Quality Conditioner : The Integration of Series and Shunt Active Filters", *IEEE Transaction on Power Electronics*, Vol. 12, No. 02. pp 315-322, 1998.
- [Gr77] M. Grandpierre, B. Trannoy, "A Static Power Device to Rebalance and Compensate Reactive Power in Three-Phase Network : Design and Control", *Proceeding of the Annual meeting of the IEEE Transaction on Industry Application Society*, pp. 127-135, 1977.
- [Gr93] W. M. Grady, R. J. Gilleskie, "Harmonics and How They Relate to Power Factor", *Proceeding of the EPRI Power Quality Issues and Opportunities Conference (PQA93)*, San Diego, USA, 1993.
- [Gu05] S. Gusia, "Modélisation des systèmes électroniques de puissance à commande MLI, Application aux actionnements électriques", Thèse de l'Université Catholique de Louvain, 2005.
- [Gu98] S. Guffon, A. Toledo, S. Bacha, and G. Bornard, "Indirect Sliding Mode Control of a Three-Phase Active Power Filter", *IEEE*, 1998, pp. 1408-1414.
- [Gy76] L. Gyugyi and E. C. Strycula, "Active AC Power Filters", *IEEE/IAS Annual Meeting*, pp. 529-535, 1976.
- [Ha—c] F. Hamoudi, A. A. Chaghi, "Fuzzy Logic Based Solution for DC-bus Voltage Control of Three-Leg Split-Capacitor Voltage Source Inverter Based Four-Wire Shunt Active Filter", Accepted provisoirely for publication in *IET Generation, Transmission & Distribution*.
- [Ha11-a] F. Hamoudi, A. A. Chagi, M. Adli and H. Amimeur, "A Sliding Mode Control for Four-Wire Shunt Active Filter", *Journal of Electrical Engineering-Slovak*, Vol. 62, No. 5, pp. 267-273, 2011.
- [Ha11-b] F. Hamoudi, A. A. Chaghi, H. Amimeur and E. Merabet, "Sliding Mode Control with Fixed Switching Frequency for Four-Wire Shunt Active Filter", *Journal of Electrical Engineering and Technology*, Vol. 6, No. 5, pp. 647-657, 2011.
- [IE92] IEEE Std 519-1992 : *Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems*.
- [IE95] IEEE Std 1159-1995 : *Recommended Practice on Monitoring Electric Power Quality*.
- [IE97] IEEE Interharmonic Task Force : *Interharmonics in Power Systems*, Cigre 36.05/CI-RED 2 CC02 Voltage Quality Working Group, 1997.
- [IEC00] IEC 61000-3-2(2000) : *Electromagnetic Compatibility (EMC). Part 3 : Limits. Section 2 : Limits for Harmonic Current Emissions (Equipment Input Current Up to and Including 16 A per Phase)*.
- [IEC01] IEC 61000-4-30 77A/356/CDV(2000) : *Power Quality Measurement Methods*.

Bibliographie

- [IEC90] IEC 61000-2-1(1990), *Electromagnetic Compatibility (EMC).Part 2, Environment, Section 1 :Description of the Environment-Electromagnetic Environment for Low Frequency Conducted Disturbances and Signaling in Public Power Supply Systems.*
- [IEC93] IEC 61000-2-2(1993), *Electromagnetic Compatibility (EMC). Part 2 : Environment. Section 2 : Compatibility Levels for Low-Frequency Conducted Disturbances and Signaling in Public Low-Voltage Power Supply Systems.*
- [IEC98] IEC 61000-3-4(1998), *Electromagnetic Compatibility (EMC). Part 3 : Limits. Section 4 : Limitation of Emission of Harmonic Currents in Low-Voltage Power Supply Systems for Equipment with Rated Current Greater Than 16 A.*
- [Ja02] S. K. Jain, P. Agrawal and H. O. Gupta, "Fuzzy Logic Controlled Shunt Active Filter for Power Quality Improvement", *IEE Proceeding on Electric Power Applications*, Vol. 149, No. 05, pp. 317-328, 2002.
- [Jo09] M. Joorabian, S. S. Mortazavi and A. A. Khayyami, "Harmonic Estimation in a Power System Using a Novel Hybrid Least Squares-Adaline Algorithm", *Electric Power Systems Research*, Vol. 79, pp. 107-116, 2009.
- [Ka05] M. Kale and E. Ozdemir, "An Adaptive Hysteresis Band Current Controller for Shunt Active Power Filter", *Electric Power Systems Research*, Vol. 73, pp. 113-119, 2005.
- [Ka98] F. Kamran, T. G. Habetler, "Combined Deadbeat Control of a Series-Parallel Converter Combination Used as a Universal Power Filter", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 13, No 1, pp. 160-168, 1998.
- [Kar98] M. P. Kazmierkowski, L. Malesani, "Current Control Techniques for Three-Phase Voltage-Source PWM Converters : A Survey", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 45, No. 5, pp. 691-703, 1998.
- [Ki02] H. Kim, F. Blaabjerg, B. Bak-Jensen and J. Choi. "Instantaneous Power Compensation in Three-Phase Systems by using *pqr* Theory", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 17, No. 5, pp. 701-710, 2002.
- [Le90] C. Lee, "Fuzzy logic in control systems : Fuzzy Logic Controller, Part I & II", *IEEE Transaction on Systems, Man, and Cybernetics*, Vol. 20, No. 2, pp. 404-435, 1990
- [Li01] B. Lin, Z. Hung, S. Tsay, and M. Liao, "Shunt Active Filter with Sliding Mode Control", *Proceeding of IEEE International Conference on Electrical and Electronic Technology*, pp. 884-889, 2001.
- [Li04] B. Lin, H. Chiang, and K. Yang, "Shunt Active Filter with Three-Phase Four-Wire NPC Inverter", *Proceeding of The 47th IEEE International Midwest Symposium on Circuits and Systems*, pp. 281-284, 2004.
- [Li06] B. Lin, and T. Y. Yang, "Analysis and Implementation of Three-Phase Power Quality Compensator under the Balanced and Unbalanced Load Conditions", *Electric Power Systems Research*, Vol. 76, pp. 271-282, 2006.
- [Li92] C. E. Lin, C. L. Chen, C. L. Huang, "Calculating Approach and Implementation for Active Filters in Unbalanced Three-Phase System Using Synchronous Detection Method", *IEEE IECON'92*, pp. 374-380, 1992.
- [Lo04] A. G. Loukianov, J. M. Cañedo, V. I. Utkin, and J. C. Vázquez, "Discontinuous Controller for Power Systems : Sliding-Mode Block Control Approach", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 51, No. 2, pp. 340-353, 2004.

Bibliographie

- [Ma01] P. Mattavelli, "A Closed-Loop Selective Harmonic Compensation for Active Filters", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 37, No. 1, pp. 81-89, 2001.
- [Ma05] B. Mazari, and F. Mekri, "Fuzzy Hysteresis Control and Parameters Optimization of a Shunt Active Filter", *Journal of Information Science and Engineering*, Vol. 21, pp. 1139-1156, 2005.
- [Ma09] H. Mazin, W. Xu, "Harmonic Cancellation Characteristics of Specially Connected Transformers", *Electric Power Systems Research*, Vol. 79, pp. 1689-1697, 2009.
- [Ma77] E. H. Mamdani, "Application of Fuzzy Logic to Approximate Reasoning using Linguistic Synthesis", *IEEE Transactions on Computer*, Vol. 26, No. 12, pp. 1182-1191, 1977.
- [Ma96] Haili Ma, Adly a. Girgis, "Identification and Tracking of Harmonic Sources in a Power System Using a Kalman Filter", *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 11, No. 3, pp. 1659-1665, 1996.
- [Mat10] MathWorks, "Fuzzy Logic Toolbox User'S Guide", The MathWorks, Inc. March 2010.
- [Me01] N. Mendalek, K. Al-Haddad, F. Fnaiech, and L. A. Dessaint, "Sliding Mode Control of 3-Phase 3-Wire Shunt Active Filter in the dq-Frame", *CCECE. IEEE*, 2001, pp. 765-770.
- [Me95] S. R. Mendis, M. T. Bishop, T. R. Day, D. M. Boyd, "Evaluation of Supplementary Series Reactors to Optimize Electric Arc Furnace Operations", *Conference Record, IEEE IAS Annual Meeting*, Orlando, pp. 2154-2161, 1995.
- [Mi01] M. K. Mishra, A. Joshi and A. Ghosh, "Control Strategies for Capacitor Voltage Equalization in Neutral Clamped Shunt Compensators", *Proceedings of the IEEE Power Engineering Society Winter Meeting*, Vol. 1, pp. 132-137, 2001.
- [Mo77] N. Mohan, "Active Filters for AC Harmonic Suppression", *IEEE/PES winter meeting*, A77 026-8, 1977.
- [Mo89] L. A. Moran, P. D. Ziogas, and G. Joos, "Analysis and Design of Novel Three-Phase Solid-State Power Factor Compensator and Harmonic Suppressor System", *IEEE Transactions on Industrial Applications*, Vol. 25, No. 04, pp. 609-619, 1989.
- [Mo95] L. A. Moran, J. W. Dixon and R. R. Wallace, "A Three-Phase Active Power Filter with Fixed Switching Frequency for Reactive Power and Current Harmonic Compensation", *IEEE transactions on Industrial Electronics*, Vol. 42, No. 04, pp. 402-408, 1995.
- [Na09] E. M. Navarro-Lopez, D. Cortes, C. Castro, "Design of Practical Sliding-Mode Controllers with Constant Switching Frequency for Power Converters", *Electric Power Systems Research*, Vol. 79, pp. 796-802, 2009.
- [Ng95] V. M. Nguyen, C. Q. Lee, "Tracking Control of Buck Converter Using Sliding Mode with Adaptive Hysteresis", *Proceeding of the 26th Power Electronics Specialists Conference*, pp. 1086-1093, 1995.
- [Ou05] D. Ould Abdeslam, "Techniques neuromimétiques pour la commande dans les systèmes électriques : application au filtrage actif parallèle dans les réseaux électriques basse tension", Thèse de l'université de Haute-Alsace, 2005.
- [Ow94] E. L. Owen, "Power Disturbance and Power Quality-Light Flicker Voltage Requirements", *Conference Record, IEEE IAS Annual Meeting*, Denver, pp. 2303-2309, 1994.

Bibliographie

- [Pe01] F. Z. Peng, "Harmonic Sources and Filtering Approaches", *IEEE Industry Applications Magazine*, Vol. 7, No. 4 pp. 18-25, 2001.
- [Pe88] F. Z. Peng, H. Akagi, A. Nabae, "A Novel Harmonic Power Filter", *Record of PESC'88*, pp. 1151-1159, 1988.
- [Pe98] F. Z. Peng, "Application Issues of Active Power Filters", *IEEE Industry Applications Magazine*, pp. 21-30, 1998.
- [Ph94] J. K. Phipps, J. P. Nelson, and P. K. Sen, "Power Quality and Harmonic Distortion on Distribution Systems", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 30, No. 2, pp. 476-484, 1994.
- [Pr02] J. Prieto, P. Salmerón, J. R. Vázquez, A. Pérez, "A Series-Parallel Configuration of Active Power Filters for VAR and Harmonic Compensation", *Proceeding of International Conference on Industrial Electronics IECON'02*, Vol. 4, pp. 2945-2950, Seville, Spain, 2002.
- [Qu93] C. A. Quinn, N. Mohan, and H. Mehta, "A Four-Wire, Current-Controlled Converter Provides Harmonic Neutralization in Three-Phase, Four-Wire Systems", *Proceeding of the Applied Power Electronics Conference-APEC'93*, pp. 841-846, 1993.
- [Re97] R. Redl, P. Tenti J. D. Van Wyk, "Power Electronics' Polluting Effects", *IEEE Spectrum*, Vol. 34, No. 5, pp. 32-39, 1997.
- [Ri86] D. E. Rice, "Adjustable-Speed Drive and Power Rectifier Harmonics. Their Effects on Power System Components", *IEEE Transaction on Industrial Applications*, IA-22(1), pp. 161-177, 1986.
- [Ro02] P. Rodríguez, R. Pindado and J. Bergas, "Alternative Topology for Three-Phase Four-Wire PWM Converters Applied to a Shunt Active Power Filter", *Proceeding of the 28th Annual IEEE Conference of the Industrial Electronics Society*, Vol. 4, 2002.
- [Ro06] L. G. Barbosa Rolim, D. R. da Costa, Jr., and M. Aredes, "Analysis and Software Implementation of a Robust Synchronizing PLL Circuit Based on the pq Theory", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 53, No. 6, pp. 1919-1926, 2006.
- [Ro95] R. J. Ross, "Fuzzy Logic with Engineering Applications", McGraw-Hill, 1995.
- [Sa04] P. Salmerón, J. C. Montaño, J. R. Vázquez, J. Prieto, A. P. Vallés, "Compensation in Nonsinusoidal, Unbalanced Three-Phase Four-Wire Systems with Active Power Line Conditioner", *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 19, No. 4, pp. 1968-1974, 2004.
- [Sa05] P. Salmerón, J. R. Vázquez, "Practical Design of a Three-Phase Active Power-Line Conditioner Controlled by Artificial Neural Networks", *IEEE Transaction on Power Delivery*, Vol. 20, No. 2, pp. 1037-1044, 2005.
- [Sa09] P. Salmerón, R. S. Herrera, "Instantaneous Reactive Power Theory-A General Approach To Poly-Phase Systems", *Electric Power Systems Research*, Vol. 79, pp. 1263-1270, 2009.
- [Sa81] A. Sabanovic and D. B. Izosimov, "Application of Sliding Mode to Induction Motor Control", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 17, No. 1, pp. 41-49, 1981.
- [Sa89] A. Sabanovic and F. Bilalovic, "Sliding Mode Control of AC drives", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 25, No. 1, pp. 70-75, 1989.
- [Sa93] N. Sabanovic, T. Ninomiya, A. Sabanovic, and B. Perunicic, "Control of Three-Phase Switching Converters : A Sliding Mode Approach", *PESC* 1993.

Bibliographie

- [Sa98] S. Saetieo, and D. A. Torrey, "Fuzzy Logic Control of a Space-Vector PWM Current Regulator for Three-Phase Power Converters", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 13, No. 3, pp. 419-426, 1998.
- [Si06] G. Singh, A. Singh, and R. Mitra, "A Simple Fuzzy Logic Based Robust Active Power Filter for Harmonics Minimization under Random Load Variation", *Electric Power Systems Research*, 2006, doi :10.1016/j.epsr.2006.09.006, article in press.
- [Si08] B. Singh, S. Gairola, B. N. Singh, A. Chandra, and K. Al-Haddad, "Multipulse AC-DC Converters for Improving Power Quality : A Review", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 23, No. 1, pp. 260-281, 2008.
- [Si97] V. Siores, and P. Verdelho. "Analysis of Active Power Filters in Frequency Domain Using the Fast Fourier Transform", *EPE'97*, pp. 4.804-4.909. 1997.
- [Si98] B. Singh, K. Al-Haddad, and A. Chandra. "Harmonic Elimination, Reactive Power Compensation and Load Balancing in Three-Phase, Four-Wire Electric Distribution Systems Supplying Non-Linear Loads", *Electric Power System Research*, Vol. 44, pp. 93-100, 1998.
- [Si99] B. Singh, K. Al-Haddad and A. C. Chandra. "A Review of Active Filters for Power Quality Improvement ", *IEEE Transaction on Industrial Electronics*. Vol. 46, pp. 960-971, 1999.
- [Sir06] H. Sira-Ramirez and R. Silva-Ortigoza, "Control Design Techniques in Power Electronics Devices", London : Springer-Verlag, 2006.
- [Sir88] H. Sira-Ramirez, "Differential Geometric Methods in Variable Structure Control", *International Journal of Control*, Vol. 48, No. 4, pp. 1359-1359, 1988.
- [Sm98] F. S. Smith, Q. Shen, "Selecting Inference and Defuzzification Techniques for Fuzzy Logic Control", *Proceeding of the UKACC Internaional Conference on Control*, pp. 54-59, 1998.
- [So94] G. C. D. Sousa, B. K. Bose, "A Fuzzy Set Theory Based Control of a Phase-Controlled Converter dc Machine Drive", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 30, pp. 34-44, 1994.
- [So97] Y. Song, A. T. Johns, "Applications of Fuzzy Logic in Power Systems, Part 1", *IEE Power Engineering Journal*, 1997.
- [So98] Y. Song, A. T. Johns, "Applications of Fuzzy Logic in Power Systems, Part 2", *IEE Power Engineering Journal*, 1998, pp. 185-190.
- [Sp95] G. Spiazzi, P. Mattavelli, L. Rossetto, and L. Alesani, "Application of Sliding Mode Control to Switch-Mode Power Supplies", *Journal of Circuits, Systems and Computers (JCSC)*, vol. 5, no. 3, pp. 337-354, 1995.
- [Su97] G. Superti Furga, E. Tironi, G. Ubezio. "Shunt Active Filter for Four-Wire Low Voltage Systems : Theoretical Operating Limits And Measures For Performance Improvement", *ETEP*, Vol. 7, No. 1, pp. 41-48, 1997.
- [Ta05] S. C. Tan, Y. M. Lai, C. K. Tse, K. H. Cheung, "A Fixed-Frequency Pulsewidth Modulation Based Quasi-Sliding-Mode Controller for Buck Converters", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 20, No. 6, pp. 1379-1392, 2005.
- [Ta08] S. C. Tan, Y. M. Lai, and C. K. Tse, "General Design Issues of Sliding-Mode Controllers in DC-DC Converters", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 55, No. 3, pp. 1160-1174, 2008.

Bibliographie

- [Ti91] A. Timothy, G. and D. Bones. "Harmonie Power Flow Determination Using the Fast Fourier Transform", *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 6, No. 2, pp. 530-535, 1991.
- [Uc07] M. Ucar and E. Ozdemir. "Control of a 3-phase 4-leg active power filter under non-ideal mains voltage condition", *Electric Power System Research*, 2007.
- [Ut77] V. I. Utkin, "Variable Structure Systems with Sliding Modes", *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 22, No. 2, pp. 212-222, 1977.
- [Ut78] V. I. Utkin, "Sliding Modes and Their Applications in Variable Structure Systems", Mir Publishers, Moscow, 1978.
- [Ut93] V. I. Utkin, "Sliding Mode Control Design Principles and Applications to Electric Drives", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 40, No. 1, pp. 23-36, 1993.
- [Ut99] V. I. Utkin, J. Guldner, J. Shi, "Sliding Mode Control in Electromechanical Systems", Taylor and Francis, London, 1999.
- [Ve85-a] R. Venkataramanan, A. Sabanovic and S. Cuk, "Sliding Mode Control of DC-DC Converters", *Proceeding of IECON'85, International Conference on Industrial Electronics Control and Instrumentation*, pp. 251-258, 1985.
- [Ve85-b] R. Venkataramanan, A. Sabanovic and S. Cuk, "Sliding Mode Approach for Speed Control and Speed Estimation in DC Motors", *Proceeding of the 7th International Motor Conference*, pp. 184-194, 1985.
- [Wa01] Z. Wang, Q. Wang, W. Yao, "A Series Active Power Filter Adopting Hybrid Control Approach", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 16, No. 3, pp. 31-39, 2001.
- [Xu94] J. XU, "Filtage actif shunt des harmoniques des réseaux de distribution d'électricité", Thèse de doctorat de l'Institut Polytechnique de Lorraine (INPL), Nancy, Janvier 1994.
- [Ya00] Z. Yan, C. Jin, and V. I. Utkin, "Sensorless Sliding-Mode Control of Induction Motors", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 47, No. 6, pp. 1286-1297, 2000.
- [Ya08] W. Yan, J. Hu, V. I. Utkin, L. Xu, "Sliding Mode Pulsewidth Modulation", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 23, No. 2, pp. 619-626, 2008.
- [Ze65] L. A. Zedah, "Fuzzy Sets", *Information and Control*, Vol. 8, pp. 338-353, 1965.

Bibliographie

Abstract

THE work presented in this thesis deals with the study of the control of the three-phase four-wire shunt active filter, particularly the one based on three-leg split capacitor voltage source inverter (TLSC-VSI). The three principal steps of the control of such a structure, which are, the harmonic currents identification, the control of the current injected by the voltage source inverter, and the DC-bus voltage control are analyzed in detail. For the harmonic current identification, we developed the synchronous method using a proposed PLL that identifies with good precision the fundamental positive sequence of the mains voltages. Concerning the active filter current, the sliding mode control developed using the differential geometry is adopted, and very satisfactory performances against conventional control have been obtained. In the last part of this thesis, the DC-bus control is treated, with a special attention to the phenomenon of the DC-bus unbalance. To this effect, a fuzzy logic control is proposed as an alternative to the proportional integral control, usually performed to this effect. Satisfactory performances are obtained thanks to the fuzzy logic controller, and a clear improvement of the global control of the active filter has been observed.

Key Words

Four-wire shunt active filter, three-leg split-capacitor, harmonics identification, sliding mode control, DC-bus voltage control, harmonics filtering.

ملخص: العمل المقدم في هذه المذكرة يعالج موضوع التحكم في مصفأة نشيط ذات أربعة خيوط وبالخصوص المصفأة ذات الطرف المستمر المكون من مكثفتين و نقطة وسط. المراحل الثلاثة في التحكم وهي: التعرف على التيارات الهرمونية المزعجة، التحكم في التيارات التي يحقنها المصفأة في شبكة التيار الكهربائي، وأخيراً ضبط التوتر في الطرف المستمر المصفأة. هذه المراحل عُولجت بدقة، وفي هذا السياق طورنا الطريقة المتزامنة لاستخلاص التيارات المزعجة التي تعتمد على استخلاص المركبة الأساسية للتوتر في الشبكة. في ما يخص التحكم في التيارات التي يحقنها المصفأة، تمّ الإعتماد على طريقة الإنزلاق التي طورناها بواسطة الهندسة التفاضلية. هذا التحكم مكّننا من الحصول على نتائج معتبرة مقارنةً بالطريقة الكلاسيكية. في المرحلة الأخيرة تطرّقنا إلى مشكلة التحكم في التوتر المستمر وتمّ اقتراح تحكم يعتمد على المنطق الغامض وقد تمّ الحصول على نتائج جدّ مشجعة، كما لاحظنا تحسّناً معتبراً في التحكم العام المصفأة.

كلمات المفتاح: مصفأة نشيط ذات أربعة خيوط وثلاثة أذرع، استخلاص التيارات الهرمونية، التحكم بالإنزلاق، التحكم في الطرف المستمر، تصفية التيارات الهرمونية.
