

RÉPUBLIQUE ALGÉRIÈNNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITÉ MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE DE TECHNOLOGIE
DÉPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE
N° :



DOMAINE : Génie électrique
FILIERE : Electromécanique
OPTION : Electromécanique

Mémoire présenté pour l'obtention
Du diplôme de Master Académique
Intitulé

Contrôle non linéaire d'un convertisseur PWM triphasé
utilisé pour un FAP

Proposé et dirigé par :

Dr. CHEBABHI ALI

Présenté par:

BOUAFIA Yakoub

BENHAMMA Sofiane

Soutenu devant le jury composé de :

Pr : BARKAT Said

Université Mohamed Boudiaf de M'Sila

Président

Dr : CHEBABHI Ali

Université Mohamed Boudiaf de M'Sila

Rapporteur

Dr : BENYETTOU Loufii

Université Mohamed Boudiaf de M'Sila

Examineur

ANNÉE UNIVERSITAIRE : 2021/2022

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE.....	1
Chapitre 1 : Les perturbations et la dépollution dans les systèmes électriques .. Erreur ! Signet non défini.	
I.1 INTRODUCTION	6
I.2 DEFINITION DE LA PERTURBATION	6
I.2.1 Perturbation électrique	6
I.2.2 Perturbations harmoniques	6
I.3 PRINCIPALE ORIGINE DES HARMONIQUES ET INTER-HARMONIQUES.....	7
I.3.1 Origine des harmoniques	7
I.3.1.1 Emission en tension.....	7
I.3.1.1 Emission en courant.....	8
I.4 CARACTERISATION DES HARMONIQUES.....	8
I.4.1 Le taux de distorsion harmonique THD.....	8
I.4.2 Le facteur de puissance.....	9
I.5 SOURCES DES PERTURBATIONS HARMONIQUE.....	11
I.5.1 Conséquences des harmoniques.....	11
I.5.1.1 Effets des harmoniques sur le réseau électrique.....	11
I.5.1.1.1 Aspect économique.....	11
I.5.1.1.2 Effets instantanés.....	12
I.5.1.1.3 Effets à terme.....	12
I.6 NORME CONCERNANT LES PERTURBATIONS HARMONIQUE	13
I.6.1 La norme CEI 61000-2-2.....	13
I.6.2 La norme CEI 61000-3-2.....	13
I.7 SOLUTIONS POSSIBLES.....	14
I.7.1 Les solutions traductionnelles.....	14
I.7.2 Solutions modernes de la dépollution	14
I.7.2.1 Filtre actif série (FAS).....	15
I.7.2.2 Filtre actif parallèle (FAP).....	15
I.7.2.3 Filtre hybride.....	16
I.8 CONCLUSION.....	16

Chapitre 2 : Modélisation et stratégies de commande du filtre actif parallèle

II.1 INTRODUCTION.....	21
II.2 CIRCUIT DE PUISSANCE DU FILTRE ACTIF PARALLELE	21
II.3 MODELISATION DU FILTRE ACTIF PARALLELE	22
II.3.1 Modèle mathématique du filtre actif parallèle dans le repère triphasé	22
II.3.2 Modèle mathématique du filtre actif parallèle dans le repère stationnaire ($\alpha\beta$).....	23
II.3.3 Modèle mathématique du filtre actif parallèle dans le repère synchrone (dq)	24
II.5 MODELISATION DE L'ONDULEUR A DEUX NIVEAUX A STRUCTURE TENSION	26
II.6 CICRCUIT DE COMMANDE DU FLTRE ACTIF PARALLELE.....	28
II.6.1 Génération des signaux de références	28
II.6.1.1 Méthode basée sur les puissances réelle et imaginaire instantanées (pq)...	28
II.6.1.1.1 Filtre passe-bas	30
II.6.1.1.2 Filtre multi-variable	31
II.6.1.2 Méthode dit du référentiel lié au synchronisme (SRF: Synchrones	
Référence Frame)	32
II.6.2 Boucle a Verrouillage de Phase	33
II.6.2.1 Etude des paramètres de la PLL	34
II.7 GENERATION DES SIGNAUX DE CONTROLE DE L'ONDULEUR	35
II.7.1 Génération des signaux de contrôle par hystérésis	35
II.7.1.1 Algorithme.....	36
II.8 GENERATION DES SIGNAUX DE CONTROLE PAR MODULATION DE LARGEUR	
D'IMPULSION (MLI).....	36
II.8.1 Paramètres de la MLI triangulo-sinusoidale	37
II.8.1.1 Equation de la porteuse	37
II.9 CONCLUSION.....	38

Chapitre 3 : Les stratégies de commande d'un filtre actif parallèle

III.1.INTRODUCTION	40
III.2 SIMULATION DU SYSTEME ET INTERPRETATIONS DES.....	40
RESULTATS	42
III.2.1 Caractéristiques du courant de source avant filtrage actif	Erreur ! Signet non défini.
III.3 STRATEGIE DE COMMANDE DIRECTE EN COURANT PAR HYSTRESIS DU	
FILTRE ACTIF PARALLELE.....	Erreur ! Signet non défini.

III.3.1 Génération des signaux de références dans le repère stationnaire ($\alpha\beta$) par la méthode pq	Erreur ! Signet non défini.
III.3.1.1 Régulation de la tension continue V_{dc}	43
III.3.1.2 Résultats de simulation	44
III.3.2 Génération des signaux de références dans le repère synchrone (dq) par la méthode SRF	Erreur ! Signet non défini.
III.3.2.1 Régulation de la tension aux bornes du condensateur	48
III.3.2.2 Résultats de simulation.....	49
III.4 STRATEGIE DE COMMANDE DIRECTE EN TENSION PAR MLI SINUSOIDALE DU FAP	Erreur ! Signet non défini.
III.4.1 Génération des signaux de références dans le repère stationnaire ($\alpha\beta$) par la méthode pq	53
III.4.1.1 Régulation des courants i_{fa} et i_{fb}	53
III.4.1.2 Résultats de simulation	55
III.4.2 Génération des signaux de références dans le repère synchrone (dq) par la méthode SRF	Erreur ! Signet non défini.
III.4.2.1 Régulation des courants i_{fd} et i_{fq} et découplage des axes d et q.....	58
III.4.2.1.1 Découplage des axes d et q ou des tensions v_{fd} et v_{fq} par compensation....	58
III.4.2.1.2 Régulation des courants.....	58
III.4.2.2 Résultats de simulation.....	59
III.7 CONCLUSION.....	Erreur ! Signet non défini.
Chapitre IV : Commande Backstepping d'un filtre actif parallèle	Erreur ! Signet non défini.
IV.1 INTRODUCTION	Erreur ! Signet non défini.
IV.2 PRINCIPE DU BACKSTEPPING.....	Erreur ! Signet non défini.
IV.3 COMMANDE BACKSTEPPING D'UN FILTRE ACTIF PARALLELE	Erreur ! Signet non défini.
IV.3.1 Commande directe Backstepping dans le repère synchrone du filtre actif parallèle	Erreur ! Signet non défini.
IV.3.1.1 Régulation du courant i_{fd} et de la tension continue V_{dc} (Première étape)	69
IV.3.1.2 Régulation de courants i_{fq}	71
IV.3.1.3 Résultats de simulation.....	72
IV.4	
CONCLUSION.....	Erreur !
Signet non défini.	
CONCLUSION GENERALE.....	75

Liste des figures

LISTE DES FIGURES

Figure I.1:	Décomposition d'un signal périodique.....	7
Figure I.2:	Représentation graphique de la définition de la puissance.....	10
Figure I.3:	filtre actif série.....	15
Figure I.4:	Filtre actif parallèle.....	15
Figure I.5:	Schéma bloc d'un exemple de filtre actif hybride.....	16
Figure II.1:	Structure du filtre actif parallèle.....	21
Figure II.2:	Circuit de puissance du filtre actif parallèle.....	22
Figure II.3:	Schéma de connexion au réseau d'une charge polluante.....	25
Figure II.4:	Schéma de principe de l'onduleur triphasé à deux niveaux.....	26
Figure II.5:	Schéma synoptique de l'algorithme <i>pq</i>	29
Figure II.6:	Filtre passe-bas (FPB).....	30
Figure II.7:	Principe du FMV.....	31
Figure II.8:	Schéma synoptique de la méthode SRF.....	32
Figure II.9:	Structure classique d'une PLL triphasée.....	34
Figure II.10:	Commande des interrupteurs par hystérésis.....	36
Figure II.11:	Principe de commande des courants par MLI.....	37
Figure III.1:	Réseau électrique triphasé Connecté à une charge non linéaire.....	40
Figure III.2:	Courant de la charge non linéaire de la 1 ^{ère} phase i_{l1} (A) et la tension correspondant avant et après la variation de charge à $t=0.3s$	41
Figure III.3:	Allures des puissances instantanées de source p_s, q_s avant et après la variation de charge à $t=0.3s$	41
Figure III.4:	Spectre harmonique du courant de la charge non linéaire de la 1 ^{ère} phase i_{l1} avant et après la variation de charge à $t=0.3s$	41
Figure III.5:	Structure générale du FAP commandé linéairement en courant par hystérésis dans le repère $\alpha\beta$ (cas de la génération des signaux de références par méthode <i>pq</i>).....	43
Figure III.6:	Schéma fonctionnel de la régulation de V_{dc} avec un régulateur PI.....	44
Figure III.7:	Résultats de simulation de la commande en courant par hystérésis du FAP lors de l'application de la méthode PQ basé sur FPB avant et après la variation de la charge.....	46
Figure III.8:	Spectres d'harmoniques des courants de source lors de l'application de la méthode PQ basé sur FPB: a) Avant la variation de la charge b) Après la variation de la charge.....	46
Figure III.9:	Résultats de simulation de la commande en courant par hystérésis du FAP lors de l'application de la méthode PQ basé FMV avant et après la variation de la charge.....	47
Figure III.10:	Spectres d'harmoniques des courants de source lors de l'application de la méthode PQ basé sur FMV: a) Avant la variation de la charge b) Après la variation de la charge.....	47
Figure III.11:	Structure générale du FAP commandé linéairement en courant par hystérésis dans le repère dq (cas de la génération des signaux de références par la méthode SRF).....	48
Figure III.12:	Schéma fonctionnel de la régulation de la tension V_{dc}	49
Figure III.13:	Résultats de simulation de la commande en courant par hystérésis du FAP lors de l'application de la méthode SRF basé sur FPB avant et après la variation de la charge.....	50

Figure III.14:	Spectres d'harmoniques des courants de source lors de l'application de la méthode SRF basé sur FPB: a) Avant la variation de la charge b) Après la variation de la charge.....	50
Figure III.15:	Résultats de simulation de la commande en courant par hystérésis du FAP lors de l'application de la méthode SRF basé sur FMV avant et après la variation de la charge.....	51
Figure III.16:	Spectres d'harmoniques des courants de source lors de l'application de la méthode SRF basé sur FMV: a) Avant la variation de la charge b) Après la variation de la charge.....	51
Figure III.17:	Structure générale du FAP commandé linéairement en tension par MLI dans le repère $\alpha\beta$ (cas de la génération des signaux de références par la méthode pq)	53
Figure III.18:	Schéma de régulation du courant par un régulateur PI.....	54
Figure III.19:	Résultats de simulation de la commande en tension par MLI du FAP lors de l'application de la méthode PQ basé sur FPB avant et après la variation de la charge.....	55
Figure III.20:	Spectres d'harmoniques des courants de source lors de l'application de la méthode PQ basé sur FPB: a) Avant la variation de la charge b) Après la variation de la charge.....	56
Figure III.21:	Résultats de simulation de la commande en tension par MLI du FAP lors de l'application de la méthode PQ basé sur FMV avant et après la variation de la charge.....	56
Figure III.22:	Spectres d'harmoniques des courants de source lors de l'application de la méthode PQ basé sur FMV: a) Avant la variation de la charge b) Après la variation de la charge.....	57
Figure III.23:	Structure générale du FAP commandé linéairement en tension par MLI dans le repère dq (cas de la génération des signaux de références par la méthode SRF)	57
Figure III.24:	Schéma bloc de la commande des courants dans le repère synchrone.....	59
Figure III.25:	Résultats de simulation de la commande en tension par MLI du FAP lors de l'application de la méthode SRF basé sur FPB avant et après la variation de la charge.....	60
Figure III.26:	Spectres d'harmoniques des courants de source lors de l'application de la méthode SRF basé sur FPB: a) Avant la variation de la charge b) Après la variation de la charge.....	60
Figure III.27:	Résultats de simulation de la commande en tension par MLI du FAP lors de l'application de la méthode SRF basé FMV avant et après la variation de la charge.....	61
Figure III.28:	Spectres d'harmoniques des courants de source lors de l'application de la méthode SRF basé sur FMV: a) Avant la variation de la charge b) Après la variation de la charge.....	61
Figure IV.1:	Schéma de principe de contrôle par Backstepping.....	68
Figure IV.2:	Commande indirecte par Bachstepping du filtre actif parallèle dans le repère synchrone.....	68
Figure IV.3:	Schéma de principe de la régulation des courants par Backstepping.....	69
Figure IV.4:	Résultats de simulation Commande directe par Backstepping avant et après la variation de la charge.....	73
Figure IV.5:	Spectres d'harmoniques des courants de source: a) Avant la variation de la charge b) Après la variation de la charge.....	73

Liste des tableaux

LISTE DES TABLEAUX

Tableau I.1:	Effets des harmoniques.....	12
Tableau I.2 :	Niveau de compatibilité pour les tensions harmoniques sur les réseaux Publics de HT, MT, BT (CEI 61000-2-2)	13
Tableau I.3 :	Limite des composantes harmoniques en courant (norme CEI 61000-3-2)	13
Tableau II.2:	Types de compensation dans la méthode pq.....	30
Tableau II.3:	Types de compensation dans la méthode SRF.....	33
Tableau III.1:	Paramètres du système simulé.....	41
Tableau III.2:	Paramètres du filtre actif parallèle.....	42

Liste des symboles et abréviations

GLOSSAIRE

- t : Temps.
 tr : Temps de réponse du FMV.
 T_{com} : Temps de commutation.
 f_{com} : Fréquence de commutation.
 f_s : Fréquence fondamentale du réseau.
 f_c : Fréquence de coupure du filtre d'extraction des harmoniques.
 f_{cdc} : Fréquence de coupure de régulateur de la tension continue.
 f_{ci} : Fréquence de coupure de régulateur des courants du filtre.
 v_{s123} : Tensions du réseau électrique.
 v_{l123} : Tensions du réseau électrique au point de raccordement du filtre actif.
 v_{ldq} : Tensions du réseau électrique au point de raccordement du filtre actif dans le repère synchrone.
 i_{s123} : Courants du réseau électrique.
 $i_{s\alpha\beta}$: Courants du réseau électrique dans le repère stationnaire.
 i_{sdq} : Courants du réseau électrique dans le repère synchrone.
 i_{l123}^* : Courants de référence du réseau électrique.
 $i_{l\alpha\beta}^*$: Courants de référence du réseau électrique dans le repère stationnaire.
 i_{ldq}^* : Courants de référence du réseau électrique dans le repère synchrone.
 i_{f123} : Courants du filtre actif.
 $i_{f\alpha\beta}$: Courants du filtre actif dans le repère stationnaire.
 i_{fdq} : Courants du filtre actif dans le repère synchrone.
 i_{f123}^* : Courants de référence du filtre actif.
 $i_{f\alpha\beta}^*$: Courants de référence du filtre actif dans le repère stationnaire.
 i_{fdq}^* : Courants de référence du filtre actif dans le repère synchrone.
 i_{l123} : Courants de la charge.
 $i_{l\alpha\beta}$: Courants de la charge dans le repère stationnaire.
 i_{ldq} : Courants de la charge dans le repère synchrone.
 L_s : Inductance du réseau.
 R_s : Résistance du réseau.
 L_f : Inductance du filtre actif.
 R_f : Résistance du filtre actif.
 L_l : Inductance de la charge.
 R_l : Résistance de la charge.
 L_d : Inductance de la charge côté continu.
 R_d : Résistance de la charge côté continu.
 V_{dc} : Tension aux bornes du condensateur.
 V_{dc}^* : Tension de référence du condensateur.
 C_{dc} : Capacité du condensateur.
 i_{dc} : Courant obtenu à la sortie du régulateur de la tension continue.
 P_{dc} : Puissance obtenue à la sortie du régulateur de la tension continue.
 v_{f123}^* : Tension de commande de l'onduleur.
 $v_{f\alpha\beta}^*$: Tension de commande de l'onduleur dans le repère stationnaire.

- v_{fdq}^* : Tension de commande de l'onduleur dans le repère synchrone.
- U_d : Tension redressée.
- I_d : Courant redressé.
- I_{leff} : Valeur efficace du courant de la charge coté alternatif.
- p : Puissance active.
- q : Puissance réactive.
- D : Puissance déformante.
- S : Puissance apparente.
- \tilde{p} : Puissance active alternative.
- \tilde{q} : Puissance réactive alternative.
- \bar{p} : Puissance active fondamentale.
- \bar{q} : Puissance réactive fondamentale.
- φ : Déphasage entre la puissance active et la puissance apparente S .
- φ_1 : Déphasage entre la puissance active et la puissance apparente S_1 .
- γ : Déphasage entre la puissance apparente dans le cas d'un système linéaire et celle dans le cas d'un système non-linéaire.
- $v_i = 1, 2, \dots, 6$: Tensions de sortie de l'onduleur.
- k_p : Gains du régulateur PI.
- k_1, k_2 : paramètres des régulateurs Backstepping.
- ξ : Coefficient d'amortissement.
- $x = [x_1, x_2, \dots, x_n]$: Vecteur d'état ;
- u : La commande ou l'entrée du système.
- $h(x)$: Fonction analytique de x .
- y : La sortie du système.
- f, g : Champs des vecteurs supposés infiniment différentiables.
- v : Le vecteur d'état.
- e, ε : Erreur.
- e_{vdc} : L'erreur de la tension continue et sa référence
- THD : Taux de distorsion harmonique (En anglais: Total Harmonic Distorsion).
- FP : Facteur de puissance.
- PI : Régulateur proportionnel intégral.
- PLL : Boucle de verrouillage de phase (En anglais: Phase locked loop).
- S_{123} : Etats des interrupteurs de l'onduleur.
- $S_{\alpha\beta}$: Etats des interrupteurs de l'onduleur dans le repère stationnaire.
- S_{dq} : Etats des interrupteurs de l'onduleur dans le repère synchrone.
- ω_h : Pulsation la plus faible des harmoniques à compenser.
- ΔT : Période de variation du courant du filtre.
- IGBT: (En anglais: Insolated Gate Bipolar Transistor).
- GTO: (En anglais: Gate Turn Off thyristor).
- PWM: (En anglais: Pulse Width Modulation).
- MLI : Modulation de Largeurs d'Impulsions.
- FBP : Filtre Passe-Bas.
- FMV : Filtre Multi-Variables.
- FAP : Filtre Actif Parallèle.
- FAS : Filtre Actif Série.

INTRODUCTION GENERALE

L'électricité est aujourd'hui omniprésente dans tous les secteurs d'activités. Elle doit ce succès à ses qualités intrinsèques que sont sa souplesse, sa commodité d'emploi, son rendement élevé et sa fiabilité. Aujourd'hui, l'utilisation croissante des dispositifs d'électronique de puissance dans les systèmes électriques a entraîné de plus en plus de problèmes liés aux perturbations ou distorsions harmoniques des réseaux électriques. Ce phénomène perturbateur qui prend de plus en plus d'ampleur, provoquant des gênes et même parfois des dysfonctionnements dans les équipements électriques des secteurs industriels et domestique, inquiète les distributeurs d'énergie électrique [1].

Ce phénomène n'est rien d'autre que la distorsion harmonique. Elle est produite par des charges dites déformantes "non-linéaires", c'est-à-dire celles dont le courant consommé n'est pas sinusoïdal. C'est par exemple le cas du courant magnétisant des transformateurs qui reste le plus souvent faible devant le courant nominal et peu riche en harmoniques. Cependant, il existe d'autres types de charges très répandues dans les réseaux basse tension qui produisent une quantité importante d'harmoniques, comme les ponts redresseurs et les cyclo-convertisseurs. Ces convertisseurs absorbent des courants non sinusoïdaux au réseau. Ils se comportent alors comme des générateurs de courants harmoniques [2],[3].

L'évaluation de la pollution harmonique est un problème délicat. Il est, en effet, difficile de définir des méthodes d'analyse précises sachant que les phénomènes harmoniques sont souvent stochastiques et qu'il faudra, par conséquent, raisonner sur des valeurs moyennes.

De très nombreuses équipes de par le monde observent, étudient, tentent de modéliser les phénomènes harmoniques afin de mieux les comprendre et d'être en mesure de proposer des solutions plus efficaces pour éviter l'apparition des pollutions et limiter leur propagation.

Quatre familles de solutions existent : [4]

- La première, consiste à réduire l'impédance de court-circuit, car il apparaît que la perturbation harmonique globale croît lorsque la puissance de court-circuit diminue. Toutefois, il n'est pas toujours possible d'augmenter la puissance de court-circuit à cause des considérations économiques. Par conséquent, cette solution n'est pas toujours envisageable.
- La seconde, porte sur la modification du convertisseur polluant soit en changeant sa structure et/ou sa commande, afin d'intervenir directement à la source des perturbations harmoniques.
- La troisième solution, utilise des filtres passifs. Cette solution, qui est la plus ancienne et la plus répandue, empêche les courants harmoniques produits par une

charge non-linéaire de se propager sur le reste du réseau en les piégeant dans un circuit d'éléments passifs (LC) connecté en parallèle avec la charge. Cependant, malgré sa simplicité et son faible coût, le filtre passif dépend essentiellement des caractéristiques du réseau sur lequel il est connecté. Celles-ci doivent être connues en détail lors de l'installation du filtre, afin d'éviter tout risque de résonance.

Une autre solution consiste à mettre en œuvre un filtrage actif pour pallier cet inconvénient tout en conservant l'aspect filtrage, et pour répondre au besoin d'apporter une meilleure solution aux problèmes des harmoniques, une quatrième solution existe. Elle consiste à utiliser un nouveau type d'équipement de filtrage dit « actif », dont le principe a été proposé au début des années quatre-vingt [5], [6]. Cette solution consiste à utiliser un convertisseur de puissance qui injecte, dans le réseau électrique, des courants ou tensions harmoniques égaux à ceux absorbés par la charge, mais en opposition de phase avec ceux-ci.

Un filtre actif parallèle est connecté au réseau électrique pour compenser les courants harmoniques, il injecte dans le réseau les courants harmoniques en opposition de phase à ceux consommés par la charge, de telle sorte que le générateur ne fournisse plus que le courant fondamental.

La structure du filtre actif parallèle constitué d'un onduleur de tension triphasée a été retenue pour ses excellentes performances en termes de compensations des harmoniques et correction du facteur de puissance [3].

Le travail présenté dans cette mémoire concerne le filtrage actif parallèle qui constitue un remède très efficace contre les perturbations harmoniques en courant. Cependant, après la description et modélisation du filtre actif parallèle triphasé, et l'estimation des différents éléments réactifs, l'étude se passe au commande du filtre actif parallèle, cette dernière se partage en : première partie qui consiste à identifier les courants harmoniques générés par les charges non linéaires. Cette partie est une étape importante, car le processus de compensation active ne pourra pas effectuer une correction suffisamment utile si les courants harmoniques sont mal identifiés. Le choix de l'algorithme d'extraction des harmoniques est dicté par les objectifs à atteindre : compensation des harmoniques et/ou du réactif, compensation totale ou sélective contrôlée dans la limite de la bande passante de l'onduleur; et une deuxième partie qui consiste à générer les signaux de commande de l'onduleur afin de générer la tension de sortie. Il existe plusieurs stratégies de la commande de l'onduleur, telles que la modulation triangulo-sinusoidale et la modulation par hystérésis.

La commande du filtre actif parallèle utilisé pour compenser la distorsion harmonique, compensation de puissance réactive et l'amélioration du facteur de puissance dans les systèmes triphasé alimentée des charges non-linéaires (variations des charges non linéaires),

sont réalisés par le contrôle des courants harmoniques générés par les charges non linéaires et la tension V_{dc} aux bornes du condensateur, pour cette commande nous utilisons les deux types de régulations linéaire et non linéaire.

Les techniques de commande linéaire de type PI donnent de bons résultats dans le cas des systèmes linéaires. Pour des systèmes non linéaires, ces lois de commande classiques peuvent être insuffisantes car elles sont moins robustes, surtout lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes. Nous devons faire appel à des lois de commande insensibles aux variations de paramètres, aux perturbations et aux non linéarités.

Les techniques de commande non linéaire constituent une bonne solution à ces problèmes liés à la commande linéaire. Il s'agira de la commande non-linéaire par Backstepping. Cette commande a fait preuve d'efficacité du point de vue des (robustesse, stabilisation, poursuite de trajectoire, temps de réponse, rejet de perturbations, un écoulement bidirectionnel de la puissance, un facteur de puissance unitaire et un taux d'harmoniques réduit dans le réseau électrique, linéarisation de la commande) à un système donné, sous réserve qu'il soit commandable [7].

Cette introduction a présenté, d'une manière rapide et simple, l'idée centrale et l'intérêt du traitement et de la compensation des harmoniques de courants et de la puissance réactive par les filtres actifs parallèles. Ainsi, nous organiserons notre thèse selon le plan suivant :

Dans le premier chapitre, nous présenterons la définition des perturbations dans le réseau électrique, les principales charges émettrices des courants harmoniques, ainsi que les solutions traditionnelles et modernes proposées pour la mitigation de ces courants harmoniques.

Au deuxième chapitre, nous étudierons en détails les deux structures de commande du filtre actif parallèle direct, ainsi que l'estimation des paramètres et les stratégies de commande de ce filtre.

- ✓ Les méthodes retenues pour la génération des courants de référence et la séparation des puissances et des courants harmoniques sont, en particulier, la méthode dite des puissances instantanées et la méthode du référentiel lié au synchronisme. Ces méthodes sont basées sur les deux filtres d'extraction le filtre passe-bas (FPB) et le filtre multi variable.
- ✓ Ensuite, nous étudierons, en détails, les méthodes de modulation utilisées dans la commande de l'onduleur: la commande en courant par hystérésis et en tension par MLI dans les deux repères (le repère synchrone et le repère stationnaire).

Le troisième chapitre sera consacré à la simulation numérique du filtre actif parallèle commandé par les différentes stratégies et techniques présentées dans le deuxième chapitre.

Dans le quatrième chapitre, nous présenterons la théorie de la commande par Backstepping. A partir des conditions de stabilité de **LYAPUNOV**, nous présenterons les principes théoriques de cette commande, en l'occurrence, toutes les relations concernant ce type de réglage seront établies de façon à permettre une application pratique sur les filtres actifs.

Enfin, une conclusion générale sera donnée.

Chapitre 1

Qualité d'énergie dans les réseaux électriques

I.1 INTRODUCTION

Depuis quelques années, il y a une forte augmentation des charges non linéaires connectées au réseau électrique: ordinateurs, télécopieurs, lampes à décharge, fours à arc, chargeurs de batterie, onduleurs, alimentations électroniques... [5].

Les conséquences sur le système d'alimentation électrique deviennent préoccupantes du fait d'une utilisation croissante de ces équipements, mais aussi de l'application de l'électronique à presque toutes les charges électriques.

En effet, une charge non linéaire appelle du réseau un courant important, déformé, décomposables en harmoniques.

Les courants harmoniques ont des effets négatifs sur les composantes du système électrique, en créant de nouvelles contraintes diélectriques, thermiques et/ou mécaniques.[7-8]

Dans ce chapitre, nous étudierons et présentons dans un premier temps, les perturbations harmoniques, leurs origines, leurs caractéristiques, leurs influence sur le réseau électrique et les normes internationales imposées aux utilisateurs. Dans un second temps, nous présentons les solutions traditionnelles et modernes utilisées pour pallier aux problèmes liés aux perturbations harmoniques [3].

I.2 DEFINITION DE LA PERTURBATION

I.2.1 Perturbation électrique

Les tensions d'un réseau électrique constituent un système alternatif triphasé, dont la fréquence de base est de 50 ou 60 Hz. Les paramètres caractéristiques d'un tel système sont [3]:

- La fréquence,
- L'amplitude des tensions,
- La forme d'onde qui doit être la plus proche possible d'une sinusoïde,
- La symétrie du système triphasé (égalité des amplitudes et des déphasages entre les phases).

La qualité de la tension peut être affectée, soit du fait de certains incidents inhérents à la nature physique et aux sujétions liées à l'exploitation du réseau, soit du fait de certains récepteurs. Ces défauts se manifestent sous forme de différentes perturbations affectant un ou plusieurs des quatre paramètres précédemment définis.

I.2.2 Perturbations harmoniques

Les harmoniques sont la superposition sur l'onde fondamentale à 50 ou 60 Hz, d'ondes également sinusoïdales mais de fréquences multiples de celle du fondamentale, la figure(I.1) représente la décomposition d'un signal périodique. Les charges domestiques et industrielles à circuit non-linéaire tel que les appareils d'éclairage fluorescent, fours à arc, redresseur..., représente la plus grande majorité des sources d'harmoniques [3-7].

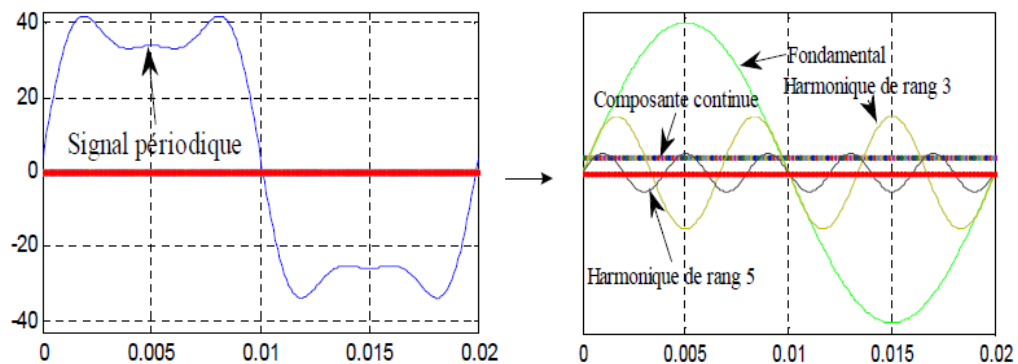


Fig.I.1 Décomposition d'un signal périodique.

I.3 PRINCIPALE ORIGINE DES HARMONIQUES ET INTER-HARMONIQUES

Les harmoniques sont une superposition sur l'onde fondamentale à 50 Hz, d'ondes également sinusoïdales mais de fréquences multiples entiers de celle du fondamental. La principale source de la présence des harmoniques dans les réseaux électriques est l'utilisation de plus en plus croissante d'équipements de l'électronique de puissance à base de thyristors. [3-4]

Les interharmoniques sont superposés à l'onde fondamentale mais ne sont pas des multiples entiers de la fréquence du réseau. L'apparition des interharmoniques est en augmentation et leurs origines principales sont les convertisseurs de fréquence, les variateurs de vitesse et d'autres équipements similaires de contrôle-commande. [7]

Les harmoniques sont générées par des charges non linéaires absorbant un courant non sinusoïdal. Actuellement, les équipements à base de thyristors constituent la principale source de ces harmoniques. Ces appareils, dont les caractéristiques électriques varient avec la valeur de la tension, sont assimilables à des générateurs de courants harmoniques : appareils d'éclairage fluorescent, variateurs de vitesse, redresseurs, téléviseurs, ordinateurs, etc... [5].

I.3.1 Origine des harmoniques

La prolifération des équipements électriques utilisant des convertisseurs statiques a entraîné ces dernières années une augmentation sensible du niveau de pollution harmonique des réseaux électriques. Ces équipements électriques sont considérés comme des charges non linéaires émettant des courants harmoniques dont les fréquences sont des multiples entiers de la fréquence fondamentale, ou parfois à des fréquences quelconques [8-9]. Le passage de ces courants harmoniques dans les impédances du réseau électrique peut entraîner des tensions harmoniques aux points de raccordement et ainsi polluer les consommateurs alimentés par le même réseau électrique [1-2].

I.3.1.1 Emission en tension

L'émission harmonique en tension due aux matériels de réseaux entre pour une faible part, et avec des taux généralement faible, dans la distorsion des réseaux. Elle est due aux imperfections de construction (dissymétrie, distribution non sinusoïdale du champ dans les alternateurs, saturation des circuits magnétiques etc...) des bobinages des machines tournantes et des transformateurs. [4-7]

- **Alternateurs :** Les alternateurs des centrales de production fournissent une tension d'alimentation qui contient très peu d'harmoniques (<0.5%). Le contenu harmonique de la tension générée par les alternateurs est lié à la qualité du bobinage et des pièces polaires qui assurent la forme sinusoïdale de l'onde. Sur un groupe électrogène, le taux de distorsion harmonique en tension est généralement inférieur à 5% à vide et inférieur à 1% lorsque le groupe électrogène débite à pleine puissance sur une charge linéaire.
- **Transformateurs:** Les transformateurs peuvent être générateurs de tensions harmoniques lorsqu'ils fonctionnent en régime saturé. Sur les réseaux, le taux de distorsion harmonique en tension dû à ces appareils reste toujours faible.
- **Alimentations statiques in interruptibles (ASI):** Ces dispositifs ont des performances très intéressantes pour la protection du matériel contre les creux de tension et les coupures. En revanche, ils ont parfois des limitations dans le domaine harmonique qu'il convient de connaître pour bien les maîtriser. En effet, le réseau protégés alimente généralement des charges non linéaires comme du matériel informatique. Pour une ASI d'une puissance de 80KVA, le taux de distorsion harmonique en tension est inférieur à 4% pour une charge linéaire, est inférieur à 7% pour une charge non linéaire. En générale, le taux de distorsion harmonique en tension diminue avec l'augmentation de la puissance de L 'ASI. Il faut bien noter qu'en charge, le taux de tension harmonique est dû essentiellement aux courants harmoniques créés par les charges non linéaires qui sont alimentées par L'ASI.

1.3.1.2 Emission en courant

Les charges non linéaires consomment un courant qui n'est pas sinusoïdale. Elles représentent les principales sources d'émission en courants harmoniques sur les réseaux. On peut distinguer sept différents types de « charges perturbatrices élémentaires » chez l'utilisateur, dont quatre sont des montages électroniques [3]:

- Le redresseur monophasé à filtre capacitif,
- Le gradateur monophasé,
- Le redresseur triphasé à thyristors,
- Le redresseur triphasé à diodes et filtre capacitif,
- Les moteurs asynchrones,
- Les lampes,
- Les appareils à arc électrique.

I.4 CARACTERISATION DES HARMONIQUES

Les harmoniques dans le réseau électrique peuvent être caractérisées par la distorsion en régime déformé. Le taux de distorsion harmonique (THD; Total Harmonic Distorsion), le facteur de distorsion et le facteur de puissance sont les plus employés pour quantifier respectivement les perturbations harmoniques et la consommation de puissance réactive par différentes grandeurs. Parmi ces grandeurs, nous citerons les plus importants et les plus utilisés.[6-8]

I.4.1 Le taux de distorsion harmonique THD

Le taux de distorsion harmonique THD mesure l'influence de l'ensemble des harmoniques ou la déformation du signal. Il est défini par le rapport de la valeur efficace des harmoniques à celle de la valeur efficace du fondamental:[5]

$$THD = \frac{\text{La valeur efficace des harmoniques}}{\text{La valeur efficace du fondamental}} \quad (\text{I.1})$$

La valeur efficace d'un courant périodique $i(t)$ est donnée par:

$$I_{Eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i(t)^2 dt} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{I_0^2 - I_1^2 + \sum_{n \geq 2} I_n^2} \quad (\text{I.2})$$

La valeur efficace du fondamental est donnée par:

$$I_{Eff-f} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T I_1 \sin(\omega t + \theta_1)^2 dt} \quad (\text{I.3})$$

Pour un signal sinusoïdal, la valeur efficace est la valeur maximale divisée par la racine de deux.

La valeur efficace des harmoniques est donnée par:

$$I_{Eff-H} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\sum_{n \geq 2} I_n^2} \quad (\text{I.4})$$

Le taux individuel de distorsion harmonique THD_i en % est donné par :

$$THD_i(\%) = 100 \frac{I_{eff-n}}{I_{eff-f}} \quad (\text{I.5})$$

Le taux global de distorsion harmonique THD est donné par :

$$THD(\%) = 100 \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} (I_{eff-h})^2}}{I_1} = 100 \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \left(\frac{I_{eff-H}}{I_{eff-f}} \right)^2} \quad (\text{I.6})$$

I.4.2 Le facteur de puissance

En présence des harmoniques, la tension et le courant sont donnés par:

$$\begin{cases} v(t) = \sqrt{2} \sum_{n=1}^{\infty} V_n \sin(n\omega t - \alpha_n) \\ i(t) = \sqrt{2} \sum_{n=1}^{\infty} I_n \sin(n\omega t - \beta_n) \end{cases} \quad (\text{I.7})$$

La puissance instantanée peut être définie comme étant le produit de la tension instantanée et du courant instantané

$$p(t) = v(t).i(t) \quad (\text{I.8})$$

Les puissances active et réactive sont définies comme suites :

$$\begin{cases} P = \sum_{n=0}^{\infty} V_n I_n \cos(\theta_n) \\ Q = \sum_{n=1}^{\infty} V_n I_n \sin(\theta_n) \end{cases} \quad (\text{I.9})$$

Où θ_n est le déphasage entre la tension et le $n^{\text{ème}}$ courant harmonique.

La valeur moyenne de la puissance instantanée sur une période est définie comme étant la puissance active P.

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt = V_0 I_0 + V_1 I_1 \cos(\theta_1) + \sum_{n=2}^{\infty} V_n I_n \cos(\theta_n) \quad (\text{I.10})$$

$V_0 I_0$ Défini la contribution de la composante continue,

$V_1 I_1 \cos(\theta_1)$ Défini la contribution de la composante fondamentale,

$\sum_{n=2}^{\infty} V_n I_n \cos(\theta_n)$ Défini la contribution des harmoniques de rang n.

Une nouvelle puissance D introduite est appelée la puissance de distorsion (puissance déformante) la décomposition de la puissance apparente est comme suit:[2]

$$S_b = \sqrt{P_b^2 + Q_b^2 + D_b^2} \quad (\text{I.11})$$

La représentation graphique dans l'espace à trois dimensions est représentée comme le montre la figure I.2.

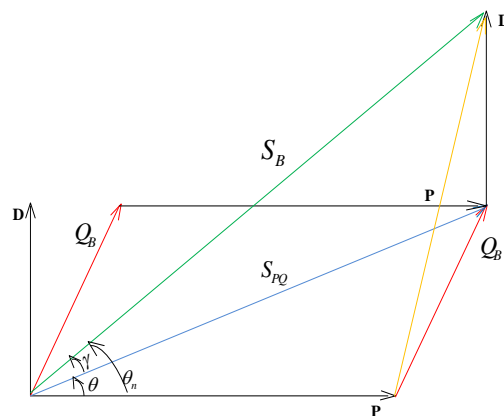


Fig.I.2 Représentation graphique de la définition de la puissance.

Les équations de base sont les suivantes:

Facteur de puissance active F_p : Le facteur de puissance sera toujours inférieur à 1.

$$F_p = \frac{P}{S} \quad (\text{I.12})$$

Facteur de déplacement F_B :

$$F_B = \frac{P}{S_{PQ}} \quad (\text{I.13})$$

Facteur de distorsion FD :

$$F_D = \frac{S_{PQ}}{S} \quad (\text{I.14})$$

I.5 SOURCES DES PERTURBATIONS HARMONIQUE

La cause principale des harmoniques est l'injection des courants non-sinusoïdaux par des charges non-linéaires, ainsi que les charges déséquilibrées branchées au réseau. Les onduleurs, les ponts redresseurs, les fours à arc et à induction, les variateurs de vitesse des machines électriques, les appareils domestiques tel que les téléviseurs et les lampes fluorescentes, et les alimentations à découpage représentent la majorité des sources d'émission des harmoniques [9-11].

I.5.1 Conséquences des harmoniques

De nombreux effets des harmoniques sur les installations et les équipements électriques peuvent être cités. Les effets les plus importants sont l'échauffement, l'interférence avec les réseaux de télécommunication, le dysfonctionnement de certains équipements électriques et le risque d'excitation de résonance [10].

I.5.1.1 Effets des harmoniques sur le réseau électrique

Leurs effets sont liés à l'augmentation des valeurs crêtes (claquage diélectrique) et efficaces (échauffement supplémentaire), ainsi qu'au spectre en fréquence (vibration et fatigue mécanique) des tensions et des courants.

De nombreux effets des harmoniques sur les installations et les équipements électriques peuvent être cités. Les effets les plus importants sont l'échauffement, l'interférence avec les réseaux de télécommunication, les défauts de fonctionnement de certains équipements électriques et le risque d'excitation de résonance [3], [5], [9].

Nous pouvons classer ces effets en trois catégories :

I.5.1.1.1 Aspect économique

- Dégradation du rendement énergétique de l'installation (pertes d'énergie) ;
- Surdimensionnement des équipements ;
- Perte de productivité (vieillesse accélérée des équipements, déclenchements intempestifs) ;
- Influence sur les transformateurs du réseau (augmentation des pertes à vide à cause de l'effet particulier des courants harmoniques) ;
- Influence sur les câbles de HT (diminution de la durée de vie du câble, dégradation du matériel isolant).
- Pertes supplémentaires dans les condensateurs, les transformateurs,...
- Bruit additionnel des moteurs et d'autres appareils;
- Influence sur le fonctionnement des redresseurs;
- Influence sur la télécommande dans les réseaux;

- Influence sur les condensateurs des réseaux

I.5.1.1.2 Effets instantanés

Les effets instantanés apparaissent immédiatement dans certains appareillages [3-6].

- Déclenchements intempestifs des protections,
- Perturbations induites des systèmes à courants faibles (télécommande, télécommunication, écran d'ordinateur, téléviseur...),
- Vibrations et bruits acoustiques anormaux (tableaux BT, moteurs, transformateurs);
- Destruction par surcharge thermique de condensateurs,
- Perte de précision des appareils de mesure.

I.5.1.1.3 Effets à terme

- Une surcharge en courant provoque des échauffements supplémentaires donc un vieillissement prématuré des équipements,
- Echauffement des sources: transformateurs, alternateurs (par augmentation des pertes Joule, des pertes fer.....),
- Fatigue mécanique (couples pulsatoires dans les machines asynchrones.....),
- Echauffement des récepteurs: des conducteurs de phases et du neutre par augmentation des pertes Joule et diélectriques,
- Destruction de matériels (condensateurs, disjoncteurs...),
- Rayonnement électromagnétique perturbant les écrans (micro-ordinateurs, appareils de laboratoire.....). [2-5].

Le tableau **I.1** résume les effets des harmoniques sur les différents dispositifs utilisés dans le réseau électrique [12].

Matériel	Effets
Condensateurs de puissance	Echauffement, vieillissement prématuré (claquage), résonance.
moteurs	Pertes et échauffements supplémentaires, Nuisances sonores, Réduction des possibilités d'utilisation à pleine charge, Couple pulsatoire.
Transformateurs	Vibrations mécaniques, Nuisances sonores, Pertes (ohmique-fer) et échauffements supplémentaires.
Disjoncteurs	Déclenchements intempestifs (dépassements des valeurs crêtes de la tension,...).
Câbles	Pertes diélectriques et ohmiques supplémentaires (dans le neutre en cas de présence d'harmonique 3).
Ordinateurs	Troubles fonctionnels.
Electronique de Puissance	Troubles liés à la forme d'onde (commutation, synchronisation)

Tableau. I.1: Effets des harmoniques.

I.6 NORME CONCERNANT LES PERTURBATIONS HARMONIQUE

Afin de limiter les perturbations et les dysfonctionnements causés par la présence des harmoniques dans le réseau électrique, la Commission Electrotechnique Internationale (CEI) a défini les niveaux des tensions et des courants harmoniques à ne pas dépasser par une série de norme de compatibilité électromagnétique CEI 61000. On cite, à titre d'exemple, les deux normes suivantes:[3-4], [7-10]

I.6.1 La norme CEI 61000-2-2

La norme CEI 61000-2-2 définit les niveaux de compatibilité pour les tensions harmoniques sur les réseaux publics basse tension, moyenne tension et haute tension.

Les valeurs sont indiquées dans le tableau I.2

Harmoniques impaires Nom multiple 3			Harmoniques impaires multiple 3			Harmoniques paires		
Range harmoniques	Tension harmoniques(%)		Range harmoniques	Tension harmoniques(%)		Range harmoniques	Tension harmoniques(%)	
	BT/MT	HT		BT/MT	HT		BT/MT	HT
5	6	2	3	5	2	2	2	1.5
7	5	2	9	1.5	1	4	1	1
11	3.5	1.5	15	0.3	0.3	6	0.5	0.5
13	3	1.5	21	0.2	0.2	10	0.5	0.5
17	2	1	>21	0.2	0.2	10	0.5	0.5
19	1.5	1				12	0.2	0.2
23	1.5	0.7				>1	0.2	0.2
25	1.5	0.7						
>25	$0.2 + \frac{12.5}{n}$	$0.2 + \frac{12.5}{n}$						
Le taux global de distorsion (THD)								
8% dans les réseaux BT/MT			3% dans les réseaux HT					

Tableau I.2: Niveau de compatibilité pour les tensions harmoniques sur les réseaux Publics de HT, MT, BT (CEI 61000-2-2).

I.6.2 La norme CEI 61000-3-2

Cette norme, représentée sur le tableau I.3, fixe la limitation des courants injectés dans le réseau public pour des équipements dont le courant par phase est inférieur à 16A. Il s'agit des appareils du domaine domestique.

Les valeurs sont indiquées dans le tableau I.2

Harmoniques pairs		Harmoniques impairs	
Rang harmoniques	Courant harmonique maximal autorisé (A)	Rang harmoniques	Courant harmonique maximal autorisé (A)
		3	2.3
2	1.08	5	1.14
4	0.43	7	0.77
6	0.3	9	0.4
		11	0.33
$8 \leq h \leq 40$	$0.23 * 8 / h$	13	0.21
		$15 \leq h \leq 39$	$0.15 * 15 / h$

Tableau I.3: Limite des composantes harmoniques en courant (norme CEI 61000-3-2).

Les normes citées sont obligatoires mais reste incomplètes et ne permettent pas de garantir totalement la compatibilité électromagnétique sur les réseaux publics.

I.7 SOLUTIONS POSSIBLES

Plusieurs solutions, basées sur le filtrage d'harmoniques, ont été envisagées pour limiter la propagation des harmoniques dans le réseau électrique. La solution la plus classique et largement utilisée dans l'industrie consiste à utiliser des filtres passifs

I.7.1 Les solutions traditionnelles

Afin de dépolluer les réseaux électriques, plusieurs solutions ont été proposées dans l'alittérature, dont le but est de limiter la propagation et l'effet des harmoniques dans les réseaux électriques [5], [7].

- L'augmentation de la puissance de court-circuit du réseau et l'utilisation des convertisseurs peu polluants qui ont pour effet de diminuer la distorsion harmonique,
- L'utilisation de dispositif du filtrage pour réduire la propagation des harmoniques produits par les charges non-linéaires,
- Le pont dodécaphasé: La structure dodécaphasée présente des caractéristiques très intéressantes par rapport à celle hexaphasée. Cependant, le nombre de semi-conducteurs utilisés et le transformateur à deux enroulements au secondaire rendent cette solution onéreuse,
- Les filtres passifs: La deuxième solution de dépollution consiste à placer en parallèle sur le réseau d'alimentation une impédance très faible autour de la fréquence à filtrer et suffisamment importante à la fréquence fondamentale du réseau. Parmi les dispositifs du filtrage les plus répondus, on distingue le filtre passif résonnant et le filtre passif amortie ou passe-haut.

Malgré leur large utilisation dans l'industrie, ces dispositifs peuvent présenter beaucoup d'inconvénients :

- Manque de souplesse à s'adapter aux variations du réseau et de la charge.
- Equipements volumineux.

Problème de résonance avec l'impédance du réseau

I.7.2 Solutions modernes de la dépollution

Deux raisons principales ont conduit à concevoir une nouvelle structure de filtrage moderne et efficace appelée filtre actif. La première raison est due aux inconvénients inhérents des solutions traditionnelles de dépollution qui ne répondent plus à l'évolution des charges et des réseaux électriques. La deuxième raison fait suite à l'apparition de nouveaux composants semi-conducteurs, comme les thyristors GTO et les transistors IGBT. Le but de ces filtres est de générer soit des courants, soit des tensions harmoniques de manière à compenser les perturbations responsables de la dégradation des performances des équipements et installations électriques [3].

Les filtres actifs peuvent être classifiés à partir du type de convertisseur qu'ils utilisent, de leur topologie ou encore de leur nombre de phases. Nous nous limiterons ici à la classification selon leurs différentes topologies. Suivant leurs topologies, les FAS peuvent être en série, en parallèle ou mixtes [8], [13].

I.7.2.1 Filtre actif série (FAS)

Le filtre actif série (FAS) est placé en série entre la source et la charge non linéaire pour forcer le courant de la source à être sinusoïdal. Cette approche est basée sur le principe d'isoler les harmoniques par le contrôle de la tension de sortie du FAS. En d'autres mots, le FAS présente une impédance élevée au courant harmonique, ce qui isole ces courants les empêchant ainsi d'aller vers la source ou vers la charge. Il se comporte donc, comme une source de tension contrôlable. Le FAS est surtout utilisé pour filtrer les harmoniques générés par les charges de tensions harmoniques.[10-12]

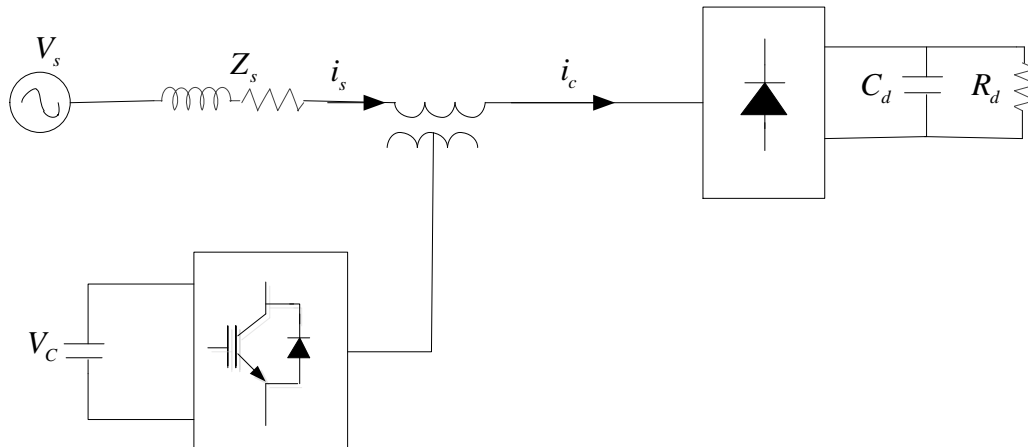


Fig. I.3 filtre actif série.

I.7.2.2 Filtre actif parallèle (FAP)

Contrairement au FAS, le filtre actif parallèle (FAP), comme le montre la figure I.4, est surtout utilisé pour éliminer les courants harmoniques engendrés par les charges génératrices de courants harmoniques. Le FAP est un onduleur modulé en largeur d'impulsion (MLI) qui est placé en parallèle avec la charge dans le but d'injecter un courant harmonique de même amplitude et de phase opposée que celui de la charge. Le FAP agit comme une source de courant harmonique réglable [3-8].

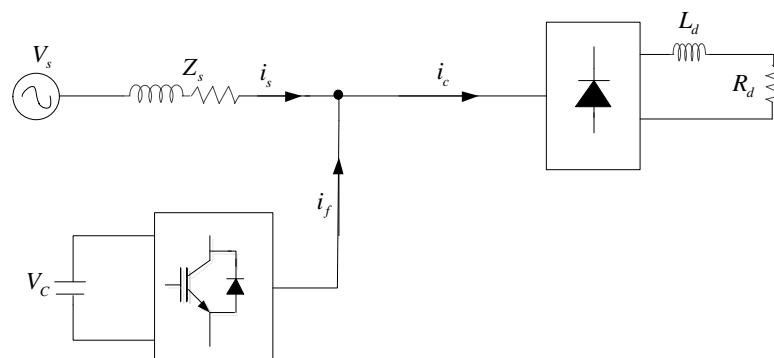


Fig. I.4 Filtre actif parallèle.

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

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

I.7.2.3 Filtre hybride

Le filtre hybride est une topologie de filtre qui combine les avantages des filtres passifs et des filtres actifs. Pour cette raison, il est considéré comme l'une des meilleures solutions pour filtrer les harmoniques de courant des réseaux de distribution [3-8].

De plus, du point de vue économique, le filtre hybride présente un atout majeur : il permet de réduire le coût du filtre actif, actuellement l'obstacle majeur à l'utilisation de filtres actifs [3].

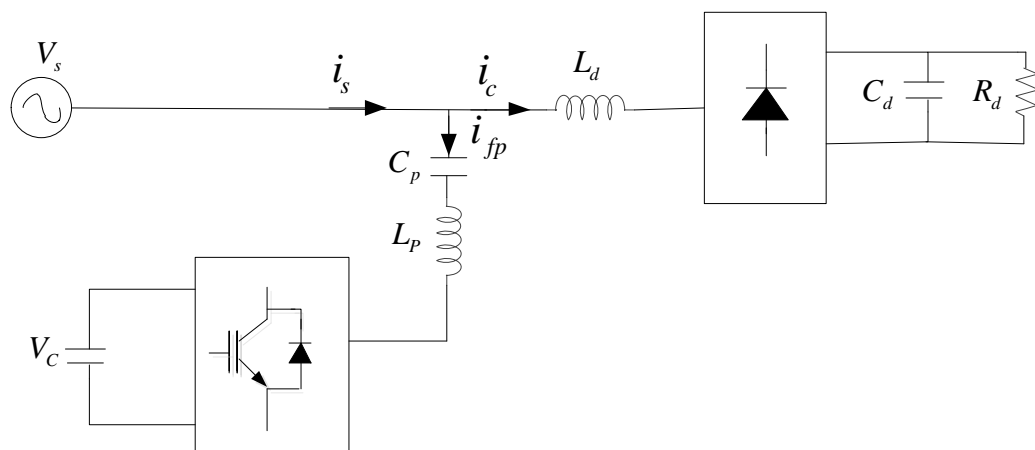


Fig. I.5 Schéma bloc d'un exemple de filtre actif hybride.

I.8 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté la distorsion harmonique et les différentes sources de perturbation affectant la forme d'onde des tensions du réseau électrique ainsi que leurs effets néfastes sur les équipements électriques auxquels ils sont connectés. Ces effets sont à l'origine d'échauffements et de dégradations du fonctionnement de ces équipements.

Ensuite, pour diminuer les effets de ces perturbations harmoniques, différentes solutions traditionnelles et modernes de dépollution ont été présentées. Les solutions classiques ne sont pas très efficaces pour traiter ce problème ; les technologies mises en œuvre, telles que les filtres passifs, sont souvent pénalisantes en termes d'encombrement et de résonance. De plus, les filtres passifs ne peuvent pas s'adapter à l'évolution du réseau et des charges polluantes.

En ce qui concerne les solutions modernes, nous avons présenté les deux types utilisés : le filtre actif parallèle et le filtre actif série. Ces deux types ont pour but de générer soit des courants, soit des tensions harmoniques, de manière à ce que le courant et la tension du réseau redeviennent sinusoïdaux. En effet, grâce aux progrès réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance, ces solutions peu encombrantes n'occasionnent aucune résonance

avec les éléments passifs du réseau et font preuve d'une grande flexibilité face à l'évolution du réseau électrique et des charges polluantes.

Ces solutions modernes peuvent être installées pour compenser toutes les perturbations de courant telles que les harmoniques, les déséquilibres ainsi que pour compenser la puissance réactive.

Dans le chapitre suivant, nous présenterons la modélisation, les différentes techniques et méthodes de commande du filtre actif parallèle (génération des signaux de référence et de contrôle) en vue de compenser les harmoniques de courants et la puissance réactive susceptibles d'apparaître dans les réseaux électriques.

Chapitre 2

Modélisation et stratégies de commande d'un onduleur de tension utilisé pour un filtre actif parallèle

II.1 INTRODUCTION

Après avoir présenté les différentes topologies pour la compensation des réseaux électriques triphasés, nous allons maintenant étudier la modélisation et les techniques de commandes des filtres actifs parallèles pour identifier les harmoniques de courants des charges non-linéaires.

Dans un premier lieu, nous présenterons les deux techniques de génération des signaux de références.

Dans un deuxième lieu, nous présenterons les deux techniques de commande de l'onduleur qui sont utilisées dans la commande du filtre.

La structure générale du filtre actif parallèle est représentée dans la figure II.1 Cette structure comporte deux circuits, le circuit de puissance et de commande. Le circuit de puissance comporte l'onduleur de tension, l'élément de stockage d'énergie réactive, et le filtre de couplage. Le circuit de commande comporte la méthode de génération des signaux de références ou d'identification des courants harmoniques, le régulateur de la tension continue d'élément de stockage d'énergie réactive, et la technique de génération des signaux de control de l'onduleur de tension ou la technique de commande de l'onduleur de tension. [6-9]

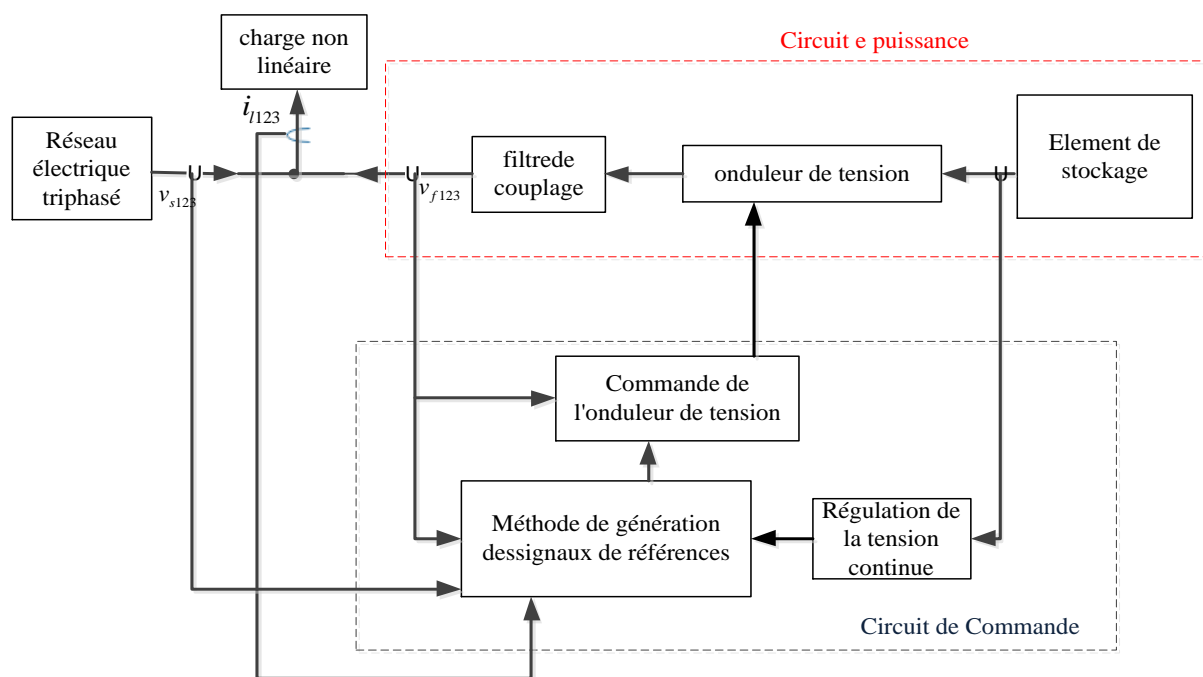


Fig. II.1 Structure du filtre actif parallèle.

II.2 CIRCUIT DE PUISSANCE DU FILTRE ACTIF PARALLELE

La figure II.2 présente le circuit de puissance du filtre actif parallèle où l'onduleur de tension est connecté en parallèle sur le réseau via un filtre de couplage (L_f, R_f). La capacité C_{dc} se comporte comme une source de tension continue. La tension V_{dc} aux bornes du

condensateur doit être positive et maintenue constante par la commande. Ses fluctuations doivent être faibles, d'une part pour ne pas dépasser la limite en tension des semi-conducteurs constituant les interrupteurs et, d'autre part, pour ne pas dégrader les performances du filtre actif. [6]

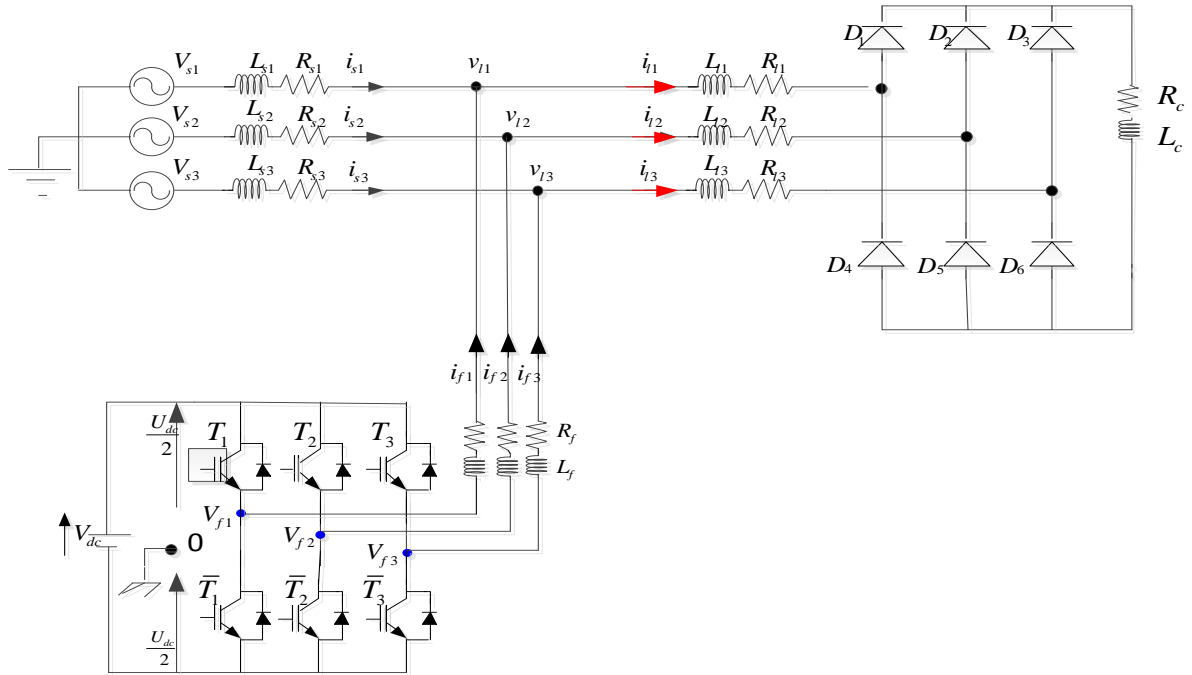


Fig. II.2 Circuit de puissance du filtre actif parallèle.

II.3 MODELISATION DU FILTRE ACTIF PARALLELE

Afin de commander le filtre actif parallèle, il est nécessaire de déterminer son module mathématique dans les repères naturel, stationnaire et synchrone.

II.3.1 Modèle mathématique du filtre actif parallèle dans le repère triphasé

Les équations définissant les tensions du filtre actif parallèle en fonctions des tensions aux points des raccordements sont données par le système suivant: [13-15]

$$\begin{cases} v_{f1} = R_f i_{f1} + L_f \frac{di_{f1}}{dt} + v_{I1} \\ v_{f2} = R_f i_{f2} + L_f \frac{di_{f2}}{dt} + v_{I2} \\ v_{f3} = R_f i_{f3} + L_f \frac{di_{f3}}{dt} + v_{I3} \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

L'équation du courant continu i_{dc} en fonction de la tension continue est donnée par:

$$i_{dc} = C_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} = S_1 i_{f1} + S_2 i_{f2} + S_3 i_{f3} \quad (\text{II.2})$$

Le module mathématique du filtre actif parallèle dans le repère triphasé est donné par le système d'équations suivant:

$$\begin{cases} \frac{di_{f1}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f}i_{f1} + \frac{1}{L_f}v_{f1} - \frac{1}{L_f}v_{l1} \\ \frac{di_{f2}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f}i_{f2} + \frac{1}{L_f}v_{f2} - \frac{1}{L_f}v_{l2} \\ \frac{di_{f3}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f}i_{f3} + \frac{1}{L_f}v_{f3} - \frac{1}{L_f}v_{l3} \\ C_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} = S_1 i_{f1} + S_2 i_{f2} + S_3 i_{f3} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

On désigne par la fonction de commutation relative à l'état de l'interrupteur haut ou bas de l'onduleur. Celle-ci prend la valeur 1 si l'interrupteur correspondant est fermé et la valeur 0 si l'interrupteur est ouvert.

II.3.2 Modèle mathématique du filtre actif parallèle dans le repère stationnaire ($\alpha\beta$)

Pour le modèle d'un filtre actif parallèle dans le repère stationnaire ($\alpha\beta$), nous appliquons la transformée de Concordia directe:[4]

➤ la transformation de Concordia directe est :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = C_{32} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

Avec :

$$C_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} & \sqrt{\frac{3}{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

• la transformation de Concordia inverse est

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = C_{23} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

Avec :

➤ Pour les courants :

$$\begin{bmatrix} i_{f\alpha} \\ i_{f\beta} \end{bmatrix} = C_{32} \begin{bmatrix} i_{f1} \\ i_{f2} \\ i_{f3} \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

➤ Pour les tensions:

$$\begin{bmatrix} v_{f\alpha} \\ v_{f\beta} \end{bmatrix} = C_{32} \begin{bmatrix} v_{f1} \\ v_{f2} \\ v_{f3} \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

Ou :

$$\begin{bmatrix} v_{l\alpha} \\ v_{l\beta} \end{bmatrix} = C_{32} \begin{bmatrix} S_\alpha \\ S_\beta \end{bmatrix} V_{dc} \quad (\text{II.9})$$

Avec :

$$\begin{cases} S_\alpha = \frac{1}{\sqrt{6}}(2S_1 - S_2 - S_3) \\ S_\beta = \frac{1}{\sqrt{2}}(S_2 - S_3) \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

$$\begin{bmatrix} v_{l\alpha} \\ v_{l\beta} \end{bmatrix} = C_{32} \begin{bmatrix} v_{l1} \\ v_{l2} \\ v_{l3} \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

Le modèle du FAP dans le repère stationnaire est défini par

$$\begin{cases} \frac{di_{f\alpha}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} i_{f\alpha} + \frac{1}{L_f} v_{f\alpha} - \frac{1}{L_f} v_{l\alpha} \\ \frac{di_{f\beta}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} i_{f\beta} + \frac{1}{L_f} v_{f\beta} - \frac{1}{L_f} v_{l\beta} \\ C_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} = S_\alpha i_{f\alpha} + S_\beta i_{f\beta} \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

II.3.3 Modèle mathématique du filtre actif parallèle dans le repère synchrone (dq)

A partir du modèle du filtre actif parallèle dans le repère stationnaire, et en appliquant la matrice de rotation sur ce modèle, on obtient le modèle du FAP dans le repère synchrone. Le modèle du FAP dans le repère synchrone est donné par l'équation (II.14): [3]

La matrice de rotation est donnée par:

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

$$\begin{cases} \frac{di_{fd}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} i_{fd} + \frac{1}{L_f} v_{fd} - \omega i_{fq} - \frac{1}{L_f} v_{ld} \\ \frac{di_{fq}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} i_{fq} + \frac{1}{L_f} v_{fq} + \omega i_{fd} - \frac{1}{L_f} v_{lq} \\ C_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} = S_d i_{fd} + S_q i_{fq} \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} S_d \\ S_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ \sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_\alpha \\ S_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

II.4 MODELISATION DE LA CHARGE

La charge polluante est matérialisée par un pont redresseur à diodes représenté sur la figure II.3 débitant sur une charge inductive $R_{ch}-L_{ch}$.

L'inductance L_i a une valeur comprise entre 1% et 10% de la valeur de l'inductance nominale L est définie par :

$$L = \frac{v_s}{\omega I_{11}} \quad (\text{II.16})$$

Avec

$$I_{11} = I_d \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (\text{II.17})$$

Le terme I_{11} représente la valeur efficace de la composante fondamentale du courant de charge i_i et ω la pulsation de réseau [16-17].

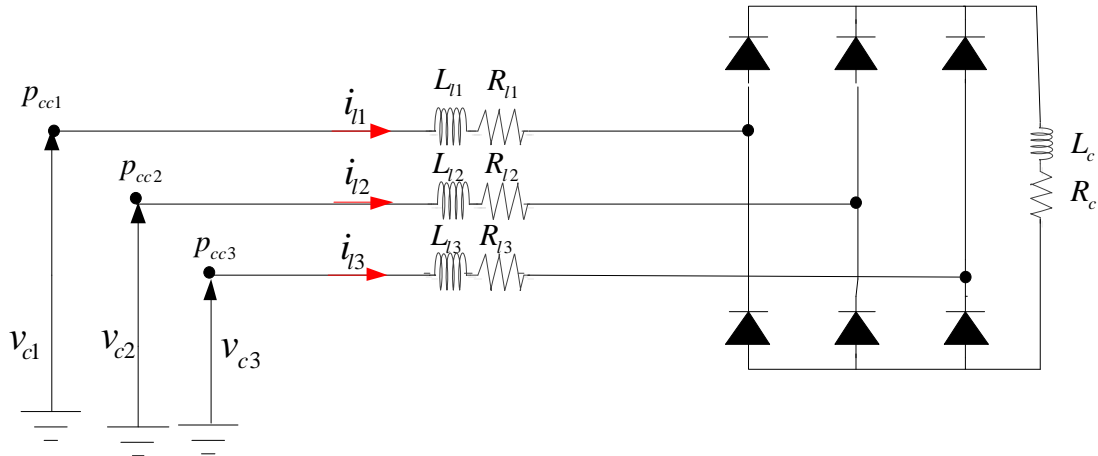


Fig. II.3 Schéma de connexion au réseau d'une charge polluante.

II.5 MODELISATION DE L'ONDULEUR A DEUX NIVEAUX A STRUCTURE TENSION

La figure II.4 présente l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux. Cet onduleur triphasé est constitué de 3 bras et chaque bras constitué de deux interrupteurs bidirectionnels en courant. Chaque interrupteur est réalisé par un semi-conducteur commandable à l'ouverture et à la fermeture monté en antiparallèle avec une diode. Les semi-conducteurs utilisés pour les onduleurs sont sélectionnés selon plusieurs critères; en fonction de la puissance, de la fréquence, de la charge et du type de commande. En faible et moyenne puissances, les transistors BJT, MOSFET, et IGBT sont utilisés et en fortes puissances se sont bien les GTO, et les thyristors avec circuit d'extinction qui sont généralement utilisés. [18], [9]

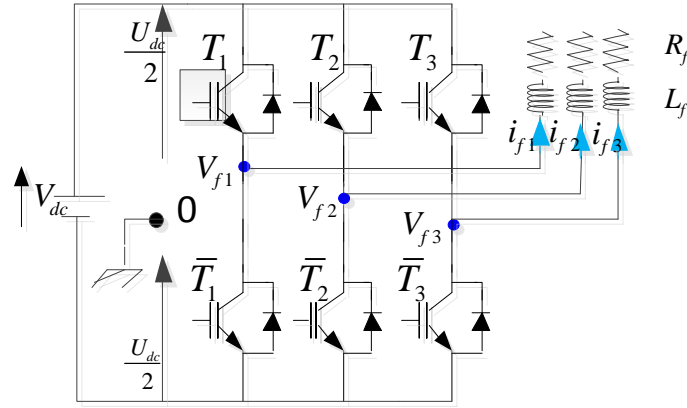


Fig. II.4 Schéma de principe de l'onduleur triphasé à deux niveaux.

L'onduleur de tension à deux niveaux délivre en sortie deux niveaux de tensions ($-V_{dc}/2$ et $V_{dc}/2$).

L'ouverture et la fermeture des interrupteurs de l'onduleur dépendent de l'état des signaux de commandes ($S_1, S_{2,3}$) comme défini ci-dessous :

$$\begin{aligned}
 S_1 &= \begin{cases} 1 & T_1 \text{ fermé et } \bar{T}_1 \text{ ouvert} \\ 0 & T_1 \text{ ouvert et } \bar{T}_1 \text{ fermé} \end{cases} \\
 S_2 &= \begin{cases} 1 & T_2 \text{ fermé et } \bar{T}_2 \text{ ouvert} \\ 0 & T_2 \text{ ouvert et } \bar{T}_2 \text{ fermé} \end{cases} \\
 S_3 &= \begin{cases} 1 & T_3 \text{ fermé et } \bar{T}_3 \text{ ouvert} \\ 0 & T_3 \text{ ouvert et } \bar{T}_3 \text{ fermé} \end{cases}
 \end{aligned} \quad (\text{II.18})$$

A partir de la figure II.3, on peut dériver les tensions de l'onduleur en fonction des états des interrupteurs, les potentielles des nœuds a, b, et c de l'onduleur par rapport au point milieu imaginaire o sont données par les équations suivantes:

$$\begin{cases} V_{ao} = U_c (2S_1 - 1) \\ V_{bo} = U_c (2S_2 - 1) \\ V_{co} = U_c (2S_3 - 1) \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

Les tensions composées V_{ab}, V_{bc} et V_{ca} sont obtenues à partir de ces relations :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} = 2U_c (S_1 - S_2) \\ V_{bc} = V_{bo} - V_{co} = 2U_c (S_2 - S_3) \\ V_{ca} = V_{co} - V_{ao} = 2U_c (S_3 - S_1) \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

Telles que V_{ao}, V_{bo} et V_{co} sont les tensions d'entrées de l'onduleur ou tensions continues. Elles sont référencées par rapport à un point milieu « o » d'un diviseur fictif d'entrée. On peut écrire les relations de Charles, comme suit :

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} + V_{n0} \\ V_{bo} = V_{bn} + V_{n0} \\ V_{co} = V_{cn} + V_{n0} \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

Et en fonction des tensions simples de l'onduleur :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{an} - V_{bn} \\ V_{bc} = V_{bn} - V_{cn} \\ V_{ca} = V_{cn} - V_{an} \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

Ce qui donne :

$$\begin{cases} V_{ab} - V_{ca} = V_{an} - (V_{bn} + V_{cn}) + V_{an} \\ V_{bc} - V_{ab} = V_{bn} - (V_{cn} + V_{an}) + V_{bn} \\ V_{ca} - V_{bc} = V_{cn} - (V_{an} + V_{bn}) + V_{cn} \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

Dans un système de trois tensions équilibrées, la somme des tensions est nulle, alors :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = V_{f1} + V_{f2} + V_{f3} = 0 \quad (\text{II.24})$$

Le potentiel de point n de l'onduleur par rapport au point milieu imaginaire o est donné par l'équation:

$$V_{n0} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (\text{II.25})$$

Les potentiels des nœuds a, b, et c de l'onduleur par rapport au point n sont données par les équations suivantes:

$$\begin{cases} V_{an} = -(V_{bn} + V_{cn}) = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = -(V_{cn} + V_{an}) = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = -(V_{an} + V_{bn}) = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

Donc, l'onduleur de tension peut être modélisé par une matrice $[T]$ assurant le passage continu-alternatif.

$$[V_{AC}] = [T] [V_{DC}] \quad (\text{II.27})$$

Tel que :

$$[V_{AC}] = [V_{an} \quad V_{bn} \quad V_{cn}]^T \quad (\text{II.28})$$

$$[V_{DC}] = [V_{ao} \quad V_{bo} \quad V_{co}]^T \quad (\text{II.29})$$

Les trois tensions simples de sortie de l'onduleur sont données par l'équation suivante :

$$[v_i] = [V_{AC}] = \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (\text{II.30})$$

Donc, pour chaque bras il y a deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme des grandeurs booléennes.

Commutation supposée idéale : $S_i = (1 \text{ ou } 0) \{i=1, 2, 3\}$

La matrice de transfert est la suivante:

$$[T] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.31})$$

Les trois tensions simples de sortie de l'onduleur en fonction des signaux de commande (S_1, S_2, S_3) sont données par l'équation suivante :

$$\begin{cases} v_{f1} = \frac{V_{dc}}{3}(2S_1 - S_2 - S_3) \\ v_{f2} = \frac{V_{dc}}{3}(2S_2 - S_1 - S_3) \\ v_{f3} = \frac{V_{dc}}{3}(2S_3 - S_1 - S_2) \end{cases} \quad (\text{II.32})$$

Dans le plan $\alpha\beta$, on aura:

$$\begin{bmatrix} v_{f\alpha} \\ v_{f\beta} \end{bmatrix} = C_{32} \begin{bmatrix} v_{f1} \\ v_{f2} \\ v_{f3} \end{bmatrix} \quad (\text{II.33})$$

Avec :

$$C_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.34})$$

II.6 CICRUIT DE COMMANDE DU FLTRE ACTIF PARALLELE

Le circuit de commande comporte trois parties essentielles, la méthode de génération des signaux de références, le régulateur de la tension continue, et la technique de génération des signaux de control de l'onduleur de tension.

II.6.1 Génération des signaux de références

Le principe de la génération des signaux de références (identification des courants harmoniques) est de maintenir le courant instantané de référence proche du signal réel avec une tolérance raisonnable. Le plus grand défi de cette approche est sans doute l'élimination de la composante fondamentale pour générer des signaux harmoniques de référence. Les plus connues de ces stratégies sont la méthode des puissances instantanées (pq) et la méthode du repère synchrone (dq ou SRF).

II.6.1.1 Méthode basée sur les puissances réelle et imaginaire instantanées (pq)

La méthode des puissances instantanées introduite par H.AKAGI est représentée sur la figure II.5. [16]

Elle exploite la transformation de Concordia des tensions simples et des courants de ligne, afin de calculer les puissances réelle et imaginaire instantanées.

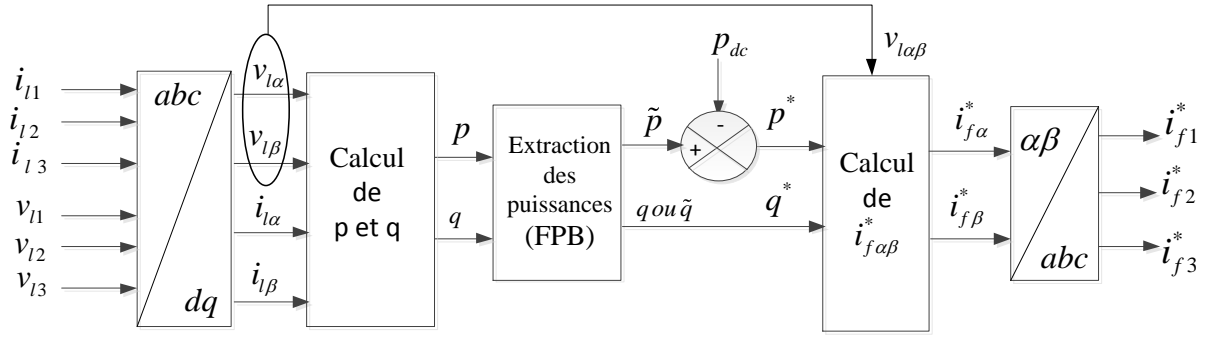


Fig. II.5 Schéma synoptique de la méthode pq.

Cette transformation est nécessaire si nous voulons que l'élimination de la composante continue soit facile à mettre en œuvre. Son principe est énoncé comme suit: Soient respectivement les tensions simples au point de raccordement et les courants de charge d'un système triphasé $v_{11}(t), v_{12}(t), v_{13}(t), i_{11}(t), i_{12}(t)$ et $i_{13}(t)$. La transformation de Concordia permet de ramener ce système triphasé équilibré en un système diphasé dont les axes sont en quadrature, comme le montrent les deux relations suivantes:

$$\begin{bmatrix} i_{1\alpha} \\ i_{1\beta} \end{bmatrix} = C_{32} \begin{bmatrix} i_{11} \\ i_{12} \\ i_{13} \end{bmatrix} \quad (\text{II.35})$$

$$\begin{bmatrix} v_{1\alpha} \\ v_{1\beta} \end{bmatrix} = C_{32} \begin{bmatrix} v_{11} \\ v_{12} \\ v_{13} \end{bmatrix} \quad (\text{II.36})$$

$$C_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.37})$$

$$C_{23} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.38})$$

En négligeant les harmoniques de tension, la puissance réelle p et la puissance imaginaire q sont exprimées par :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{1\alpha} & v_{1\beta} \\ -v_{1\beta} & v_{1\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1\alpha} \\ i_{1\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.39})$$

Après une séparation des puissances (voir section II.7.1.1), les composantes des puissances réelle et imaginaire instantanées s'expriment comme la somme d'une composante continue et d'une composante alternative : [4]

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{p} + \tilde{p} \\ \bar{q} + \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (\text{II.40})$$

Avec :

- \bar{p} et \bar{q} les composantes continues de p et q.
- \tilde{p} et \tilde{q} les composantes alternatives de p et q.

Les composantes harmoniques du courant sont alors définies par :

$$\begin{bmatrix} i_{f\alpha}^* \\ i_{f\beta}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{l\alpha} & v_{l\beta} \\ -v_{l\beta} & v_{l\alpha} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (\text{II.41})$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} v_{l\alpha} & v_{l\beta} \\ -v_{l\beta} & v_{l\alpha} \end{bmatrix}^{-1} = \frac{1}{v_{l\alpha}^2 + v_{l\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{l\alpha} & -v_{l\beta} \\ v_{l\beta} & v_{l\alpha} \end{bmatrix} \quad (\text{II.42})$$

La transformation de Concordia inverse nous permet alors d'obtenir les références triphasées des courants harmoniques : [16]

$$\begin{bmatrix} i_{f1}^* \\ i_{f2}^* \\ i_{f3}^* \end{bmatrix} = C_{32} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{f\alpha}^* \\ i_{f\beta}^* \end{bmatrix} \quad (\text{II.43})$$

II.6.1.1.1 Filtre passe-bas

L'ordre de ce filtre passe-bas définit la dynamique et l'efficacité de la méthode d'identification.[1]

Dans notre travail nous avons appliqué un filtre passe-bas du deuxième ordre de la figure II.6.

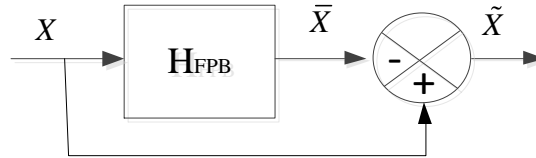


Fig. II.6 Filtre passe-bas (FPB)

La fonction de transfert d'un filtre passe-bas de deuxième ordre, est définie par :

$$H_{FPB} = \frac{\omega_c^2}{s^2 + 2\xi\omega_c s + \omega_c^2} \quad (\text{II.44})$$

Le filtre actif parallèle permet de compenser soit les courants harmoniques et l'énergie réactive ou uniquement l'un des deux. Le type de compensation définit les puissances de référence p_f^* et q_f^* comme indiqué dans le tableau II.2:

Type de compensation	Paramètre de contrôle
Courants harmoniques	$p_f^* = \tilde{p}$ et $q_f^* = \tilde{q}$
Energie réactive	$p_f^* = 0$ et $q_f^* = \bar{q}$
Courants harmoniques et l'énergie réactive en même temps	$p_f^* = \bar{p}$ et $q_f^* = q$

Tableau II.2: Types de compensation dans la méthode pq.

II.6.1.1.2 Filtre multi-variable

Le filtre multi-variable est très important pour construire une méthode d'extraction insensible dans le cas de déséquilibre de la tension d'alimentation, soit pour le calcul des puissances instantanées, ou pour l'utilisation d'un circuit à PLL. [3-6]

SONG HONG SCOK a présenté dans ses travaux, la manière de recouvrer la fonction de transfert équivalente d'une intégration dans la référence synchrone exprimée par :

$$V_{xy}(t) = e^{j\omega t} \int e^{-j\omega t} U_{xy}(t) dt \quad (\text{II.45})$$

Il a trouvé la fonction de transfert de cette équation sous la forme :

$$H(s) = \frac{V_{xy}(s)}{U_{xy}(s)} = \frac{s + j\omega}{s^2 + \omega^2} \quad (\text{II.46})$$

Avec cette fonction de transfert, il a démontré que le signal de sortie est en phase avec le signal d'entrée, avec l'effet de l'intégration sur son amplitude. En plus, le diagramme de BODE montre que l'effet de cette fonction de transfert est similaire à un filtre à bande passante. Si nous ajoutons des constantes k_1 et k_2 dans cette fonction de transfert, nous aurons la fonction de transfert suivante :

$$H(s) = \frac{V_{xy}(s)}{U_{xy}(s)} = k_2 \frac{(s + k_1) + j\omega}{(s + k_1)^2 + \omega^2} \quad (\text{II.47})$$

Il est démontré dans [7] et [8], que le choix de $k_1 = k_2 = k$ est nécessaire pour obtenir ($|H(s)| = 0dB$) et un angle de déphasage nul entre l'entrée et la sortie, La fonction de transfert devient alors :

$$H(s) = \frac{V_{xy}(s)}{U_{xy}(s)} = k \frac{(s + k) + j\omega}{(s + k)^2 + \omega^2} \quad (\text{II.48})$$

Le schéma de ce filtre est représenté par la figure II.7:

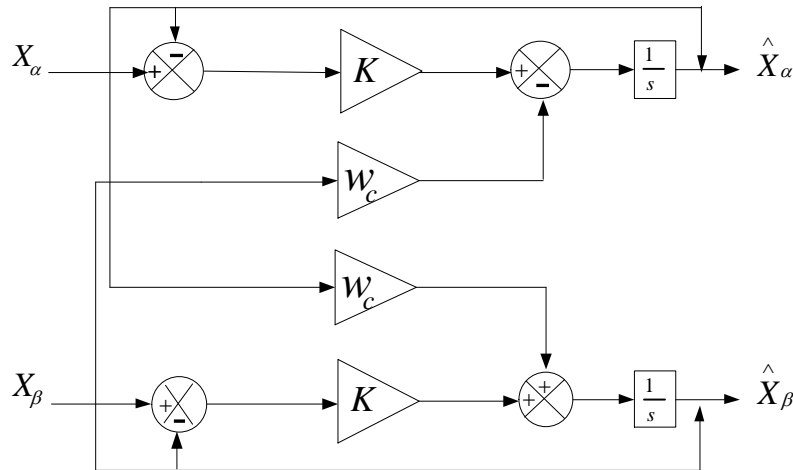


Fig. II.7 Principe du FMV.

Dans le repère stationnaire, les expressions des composantes fondamentales sont données par :

$$\begin{cases} \overline{X}_\alpha(s) = \frac{k}{s} [X_\alpha(s) - \overline{X}_\alpha(s)] - \frac{\omega}{s} \overline{X}_\beta(s) \\ \overline{X}_\beta(s) = \frac{k}{s} [X_\beta(s) - \overline{X}_\beta(s)] - \frac{\omega}{s} \overline{X}_\alpha(s) \end{cases} \quad (\text{II.49})$$

Avec :

$X_{\alpha,\beta}$: Le signal électrique d'entrée selon les axes $\alpha\beta$ de nature tension ou courant,

$\overline{X}_{\alpha,\beta}$: Les composantes fondamentales,

k : Constante à fixer,

$\omega = 2\pi f$: Pulsation fondamentale du réseau.

II.6.1.2 Méthode dit du référentiel lié au synchronisme (SRF: Synchrones Référence Frame)

Dans la méthode du référentiel lié au synchrone, appelée aussi méthode des courants instantanés d et q , les courants de la charge sont transformés dans le repère synchrone afin d'extraire la composante harmonique [16]. Elle permet d'obtenir des meilleures performances même si la tension du réseau est perturbée ou déséquilibrée [9]. La figure II.8 représente le schéma de principe de cette méthode.

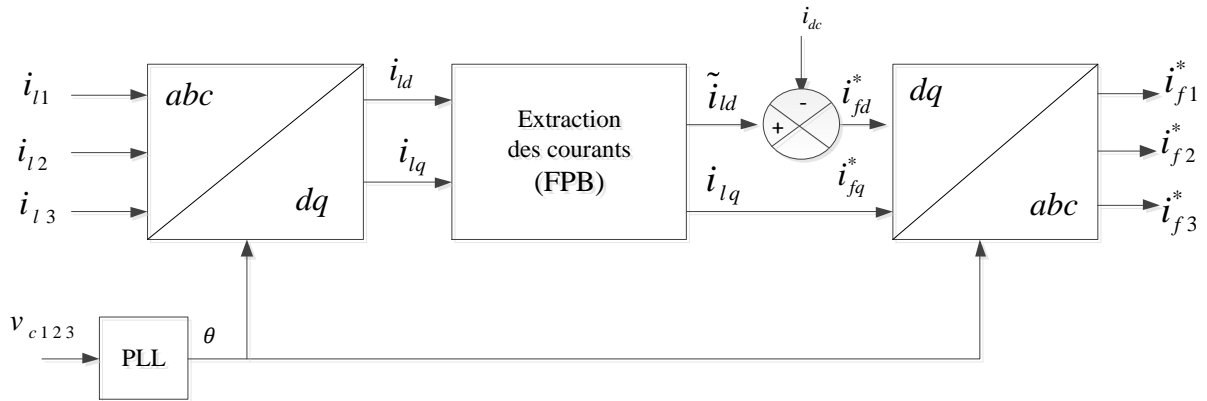


Fig. II.8 Schéma synoptique de la méthode SRF.

La transformation est définie comme suit :

$$\begin{bmatrix} i_{ld} \\ i_{lq} \\ i_{l0} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{l1} \\ i_{l2} \\ i_{l3} \end{bmatrix} \quad (\text{II.50})$$

Où θ qui représente la position angulaire du repère tournant est une fonction linéaire de la pulsation angulaire. Ce repère de référence tourne à une vitesse constante en synchronisme avec les tensions triphasées [4]. La référence harmonique sera extraite des courants dans le repère synchrone à l'aide d'un filtre passe bas. Les courants sur les axes d et q peuvent être décomposés en deux composantes, d'une composante continues \bar{i}_{ld} et d'un multiple de composantes alternatives \tilde{i}_{ld} , tels que:

$$\begin{cases} i_{ld} = \bar{i}_{ld} + \tilde{i}_{ld} \\ i_{lq} = \bar{i}_{lq} + \tilde{i}_{lq} \end{cases} \quad (\text{II.51})$$

En l'absence du neutre $I_{l0} = 0$, seule les composantes alternatives seront présentées à la sortie du système d'extraction du courant. En plus, en insérant ce système uniquement dans le trajet du courant sur l'axe d , tout le courant sur l'axe q sera disponible comme référence. Par conséquent, la puissance réactive de la charge sera compensée en plus des harmoniques, les courants de référence deviennent alors:

$$\begin{cases} i_{fd}^* = \tilde{i}_{ld} \\ i_{fq}^* = \bar{i}_{lq} + \tilde{i}_{lq} \end{cases} \quad (\text{II.52})$$

Avec :

$$i_{lq} = \bar{i}_{lq} + \tilde{i}_{lq} \quad (\text{II.53})$$

Enfin, en utilisons la transformation de Park inverse, les références dans le repère triphasé seront :

$$\begin{bmatrix} i_{f1}^* \\ i_{f2}^* \\ i_{f3}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{fd}^* \\ i_{fq}^* \end{bmatrix} \quad (\text{II.54})$$

L'une des caractéristiques les plus remarquables de cette méthode est que les courants de référence sont directement obtenus à partir des courants de la charge polluante, sans tenir compte des tensions du réseau. Ceci est un avantage important puisque la génération des courants de compensation ne sera affectée ni par les distorsions, ni par les déséquilibres présents dans les tensions de source, renforçant ainsi la robustesse et la performance de la compensation. Cependant, la transformation du plan α - β vers le référentiel d - q des signaux en sinus et cosinus, synchronisés avec les tensions simples du réseau, est indispensable. Ces derniers sont créés en utilisant, dans chaque phase, une boucle à verrouillage de phase, plus connue sous la nomination anglo-saxonne PLL (Phase Locked Loop) [16].

Le type de compensation définit les courants de référence i_{fd}^* et i_{fq}^* comme indiqué dans le tableau suivant:

Type de compensation	Paramètre de contrôle
Courants harmoniques	$i_{fd}^* = \tilde{i}_{ld}$ et $i_{fq}^* = \tilde{i}_{lq}$
Energie réactive	$i_{fd}^* = 0$ et $i_{fq}^* = \bar{i}_{lq}$
Courants harmoniques et l'énergie réactive en même temps	$i_{fd}^* = \tilde{i}_{ld}$ et $i_{fq}^* = i_{lq}$

Tableau II.3: Types de compensation dans la méthode SRF.

Cette méthode possède les quelques caractéristiques suivantes :

- ❖ Tout comme la méthode des puissances instantanées, cette méthode est inhérente aux systèmes triphasés.
- ❖ Elle peut être appliquée aussi bien aux systèmes triphasés équilibrés qu'aux systèmes triphasés avec neutre, déséquilibrés.
- ❖ Elle est basée sur des valeurs instantanées, ce qui lui donne de bons temps de réponse dynamique.
- ❖ Le nombre d'harmoniques compensés dépend de la bande passante des semi-conducteurs composant l'onduleur du filtre actif.

- ❖ Méthode de calcul simple.
- ❖ Découplage net entre le fondamental et les composantes harmoniques.

II.6.2 Boucle a Verrouillage de Phase

Le circuit d'estimation de phase PLL (Phase Locked Loop) est maintenant couramment utilisé. Il sert, essentiellement, à estimer et filtrer la phase et l'amplitude instantanées du phaseur équivalent d'un système triphasé. La PLL réalise le suivi de zéro de la composante en quadrature de la tension du réseau V_{sq} afin d'éliminer cette composante. Ce qui se produit lorsque la phase estimée, θ est égale à la phase du réseau. La figure II.9 montre la structure classique d'une PLL triphasée. Elle est composée d'un détecteur de phase (la transformée de coordonnées), d'un filtre passe bas (le correcteur) et d'un oscillateur (l'intégrateur) [3], [17].

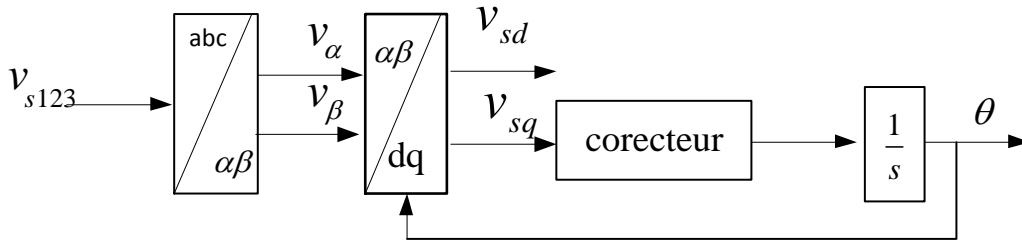


Fig. II.9 Structure classique d'une PLL triphasée.

Généralement, un correcteur PI est utilisé dans le circuit de la PLL.

II.6.2.1 Etude des paramètres de la PLL

Supposons que les trois tensions du réseau sont sinusoïdales, définies par :

$$\begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ v_{s3} \end{bmatrix} = V_{\max} \begin{bmatrix} \sin(\omega t) \\ \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.55})$$

Après la transformation dans le repère stationnaire, on obtient :

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_{\max} \left[\sin(\omega t) - \frac{1}{2} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) - \frac{1}{2} \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \right] \\ v_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_{\max} \left[\frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \right] \end{cases} \quad (\text{II.56})$$

Après la simplification des relations précédentes, on trouve :

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = 3\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_{\max} \begin{bmatrix} \sin(\omega t) \\ -\cos(\omega t) \end{bmatrix} \quad (\text{II.57})$$

Et dans le repère synchrone :

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.58})$$

Avec, θ la position angulaire estimée du vecteur de tensions triphasées. On obtient :

$$v_{sd} = 3\sqrt{\frac{3}{2}}.V_{\max} [\sin(\omega t) \cos(\theta) - \cos(\omega t) \sin(\theta)] \quad (\text{II.59})$$

$$v_{sq} = 3\sqrt{\frac{3}{2}}.V_{\max} \sin(\omega t - \theta)$$

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

$$v_{sd} = 3\sqrt{\frac{3}{2}}.V_{\max} (\omega t - \theta) \quad (\text{II.60})$$

La pulsation angulaire estimée est donnée par :

$$\omega_{est} = H.3\sqrt{\frac{3}{2}}.V_{\max} (\omega t - \theta) \quad (\text{II.61})$$

Avec H la fonction de transfert du régulateur PI, définie par :

$$H = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (\text{II.62})$$

La position angulaire est donnée par :

$$\theta = \frac{\omega_{est}}{s} \quad (\text{II.63})$$

Le remplacement des relations (II.57) et (II.56) dans (II.55) nous donne :

$$\theta_s = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right).3\sqrt{\frac{3}{2}}.V_{\max} (\omega t - \theta) \quad (\text{II.64})$$

D'où, on trouve la fonction de transfert suivante du système :

$$\frac{\theta}{\omega t} = \frac{(k_p s + k_i).3\sqrt{\frac{3}{2}}.V_{\max}}{s^2 + (k_p s + k_i).3\sqrt{\frac{3}{2}}.V_{\max}} \quad (\text{II.65})$$

Il ne reste maintenant qu'à calculer les gains K_p et K_i qui sont donnés par :

$$\begin{cases} K_i = \frac{1}{3} \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{(2\pi f_c)^2}{V_{\max}} \\ K_p = \frac{2\sqrt{2}}{3\sqrt{3}} \frac{2\pi f_c \xi}{V_{\max}} \end{cases} \quad (\text{II.66})$$

II.7 GENERATION DES SIGNAUX DE CONTROLE DE L'ONDULEUR

L'objectif de la commande est de générer les ordres d'ouverture et de fermeture des interrupteurs.

Les techniques de générations des signaux de contrôle plus connues sont les suivantes:

- ❖ Contrôle par hystérésis de courant,
- ❖ Contrôle par MLI triangulo-sinusoidale,

II.7.1 Génération des signaux de contrôle par hystérésis

Le principe de la génération des signaux de contrôle par hystérésis est basé sur la commande des interrupteurs de telle sorte que les variations du courant dans chaque phase

soient limitées dans une bande enveloppant les courants de référence. Ce contrôle se fait par une comparaison permanente entre les courants réels et les courants de références. [15]

Comme l'onduleur à deux niveaux possède deux états de commande possibles pour un bras j , alors nous utilisons un régulateur à hystérésis à une position, voir la figure II.10.

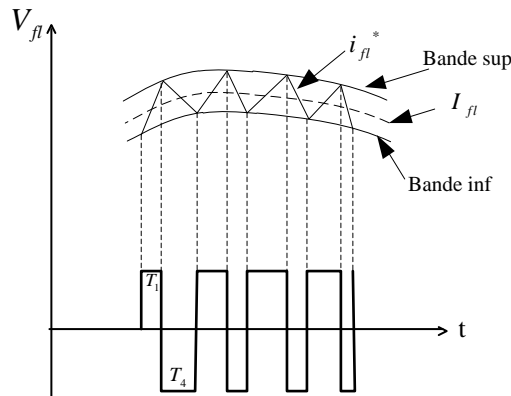


Fig.II.10 Commande des interrupteurs par hystérésis

II.7.1.1 Algorithme

Nous désignons par ε_i l'écart entre le courant de référence i_s^* et le courant réel i_s tel que :

$$\varepsilon_i = i_s^* - i_s \quad (\text{II.67})$$

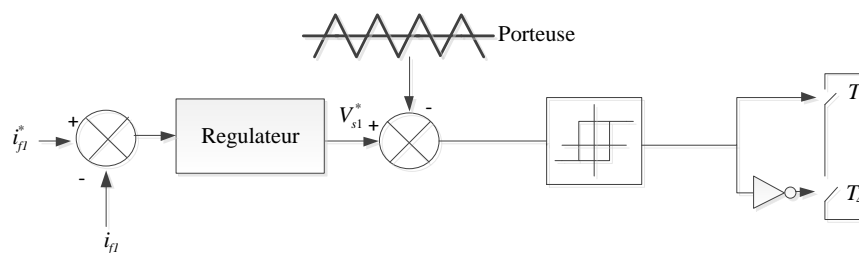
L'algorithme de cette stratégie est donné comme suit :

$$\begin{cases} \text{si } \varepsilon_i \geq \varepsilon_i \rightarrow S = 1 \\ \text{si } \varepsilon_i < -\varepsilon_i \rightarrow S = 0 \end{cases} \quad (\text{II.68})$$

Δ_i : Largeur de la bande d'hystérésis

II.8 GENERATION DES SIGNAUX DE CONTROLE PAR MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSION (MLI)

La méthode de la MLI, Modulation de Largeur d'Impulsion (En anglo-saxon : Pulse Width Modulation PWM), compare l'erreur entre le signal (courant ou tension) et sa consigne avec une onde triangulaire (porteuse) d'une amplitude et d'une fréquence fixées [9]. Ce contrôle met en œuvre d'abord un régulateur qui, à partir de l'écart entre le courant et sa référence détermine la tension de référence de l'onduleur (modulatrice). Cette dernière est ensuite comparée avec une onde triangulaire symétrique, à fréquence élevée (porteuse) comme il est indiqué sur la figure II.11. La sortie du comparateur fournit l'ordre de commande des interrupteurs. Dans ce système de contrôle, la fréquence de commutation est fixe, le réglage s'effectuant par variation du rapport cyclique des signaux de commande. [3-5]



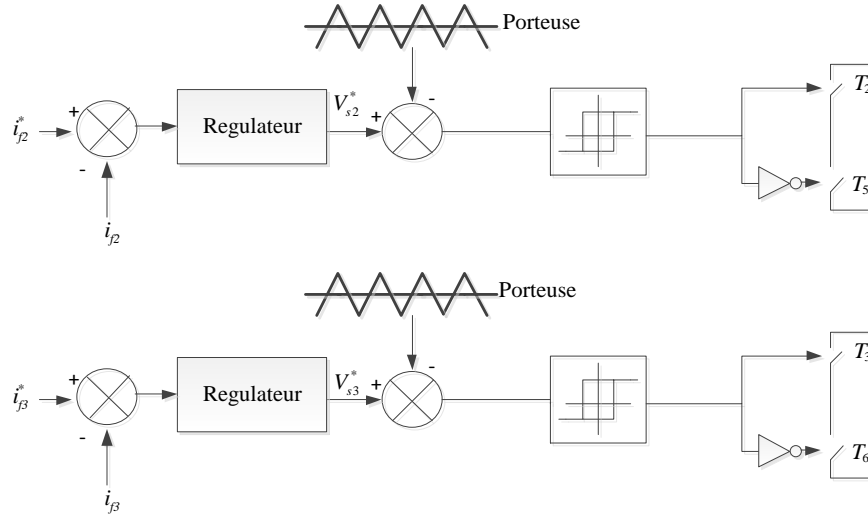


Fig. II.11 Principe de commande des courants par MLI

II.8.1 Paramètres de la MLI triangulo-sinusoïdale

Cette méthode est connue par deux paramètres:

- Le coefficient de réglage en tension

$$r = \frac{V_r}{V_p} \quad (\text{II.69})$$

Avec :

V_r : Amplitude de la référence. V_p : Amplitude de la porteuse.

- L'indice de modulation m égal au rapport de la fréquence de modulation ou de découpage sur la fréquence de référence

$$m = \frac{f_p}{f} \quad (\text{II.70})$$

L'amplitude de la porteuse V_p est égale la moitié de la tension de la source d'entrée V_{dc} .

L'amplitude maximal de la tension fondamentale $V_{sf \max}$ à la sortie vérifié la relation suivante:

$$V_{sf \max} = V_{dc} \frac{V_r}{V_p} \quad (\text{II.71})$$

II.8.1.1 Equation de la porteuse

L'équation de porteuse et donnée par :

$$\begin{cases} t \in \left[0, \frac{T_d}{2} \right], v_p(t) = \frac{4V_p}{T_d} t - V_p \\ t \in \left[\frac{T_d}{2}, T_d \right], v_p(t) = -\frac{4V_p}{T_d} t + 3V_p \end{cases} \quad (\text{II.72})$$

Ou :

$$v_p(t) = 2V_p \frac{\arcsin(\sin(2\pi f_p t - \frac{\pi}{2}))}{\pi} \quad (\text{II.73})$$

Afin de générer à la sortie un signal de forme proche de la référence, il faut un nombre suffisant de période de découpage dans une période du signal de référence, c'est à dire un nombre suffisant d'intersections entre la porteuse et le signal de référence. Lorsque la fréquence de découpage est très grande que la fréquence du signal, le signal de référence peut être considérée quasi-constante pendant une période d'échantillonnage et peut être considérée comme valeur moyenne.[9]

II.9 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté la structure de commande du filtre actif, afin d'injecter les courants permettant d'éliminer la pollution harmonique des charges non linéaires. Puis, pour l'identification des courants harmoniques, deux algorithmes ont été présentés: la méthode des puissances instantanées (pq) et la méthode du référentiel synchrone (SRF).

Enfin, nous avons présenté deux techniques de commande de l'onduleur: le contrôle par hystérésis et le contrôle par modulation de largeurs d'impulsions ou MLI.

Chapitre 3

Commande linéaire par PI d'un onduleur de tension utilisé pour un filtre actif parallèle

III.1.INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous allons nous attacher à décrire une stratégie de commande linéaire du filtre actif parallèle, utilisé pour réduire la distorsion harmonique, compenser la puissance réactive et améliorer le facteur de puissance dans un réseau triphasé, alimenté une charge non-linéaire triphasé équilibrée ou déséquilibrée (variation de la charge). Il s'agit d'un contrôle linéaire des courants de référence et de la tension V_{dc} aux bornes du condensateur par des régulateurs de type proportionnel intégral PI. Pour cela, il est indispensable de procéder à une modélisation dite linéaire. La stratégie de commande linéaire du filtre actif parallèle sera déterminée dans le cas des deux modélisations présentées précédemment (repère stationnaire $\alpha\beta$ et repère synchrone dq). Dans ces deux cas, nous étudierons les comportements statiques et dynamiques du filtre actif parallèle avec le réseau électrique alimenté une charge non-linéaire triphasée, en examinant les performances obtenues par rapport aux Normes IEEE-519 [11],[14].

Nous présenterons, dans un premier temps, la commande en courant du filtre actif parallèle dans les deux repères et la conception des paramètres du régulateur linéaire PI de la tension du bus continu pour ce cas. Puis, après avoir défini les objectifs que l'on souhaite atteindre, nous regarderons comment déterminer les paramètres des régulateurs linéaires PI utilisés pour la régulation des courants dans la commande en tension du filtre actif parallèle dans chaque module mathématique et l'application de cette commande pour les différentes techniques de génération des signaux de référence/contrôle de l'onduleur. L'étude des deux structures de commande du filtre actif parallèle à savoir, les structures directe.

Enfin, nous présenterons des études comparatives obtenues entre les différentes techniques de génération des signaux de référence et/ou de contrôle de l'onduleur et nous allons présenter les résultats de simulation en utilisant le filtre actif parallèle, pour les deux méthodes de génération des signaux de référence (Méthode basée sur les puissances réelle et imaginaire instantanées, Méthode dit du référentiel lié au synchronisme), et les deux techniques de génération des signaux de contrôle de l'onduleur présentées auparavant dans la stratégie de commande directe (Hystérésis, MLI). Ces résultats ont été obtenus à l'aide du logiciel Matlab/Simulink et la toolbox « Sim Power System ». Le système simulé comporte un réseau électrique triphasé et une charge non linéaire triphasée (pont redresseur à diode).

III.2 SIMULATION DU SYSTEME ET INTERPRETATIONS DES RESULTATS

Dans un premier temps, nous avons simulé le réseau électrique triphasé et sa charge non linéaire, sans y connecter le filtre actif parallèle (Figure.III.1).

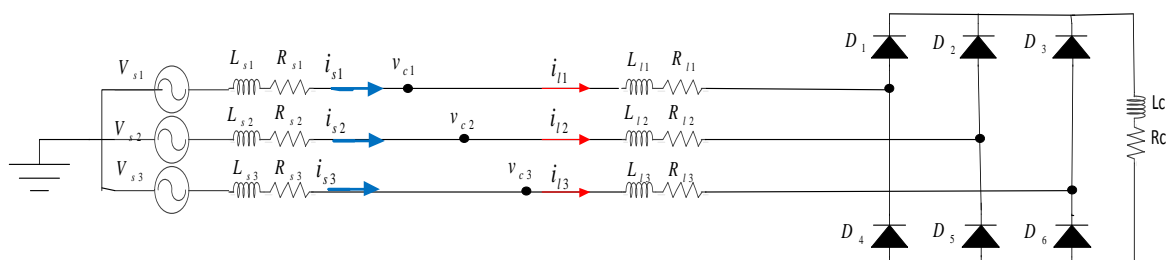


Fig.III.1 Réseau électrique triphasé connecté à une charge non linéaire.

Puisque le réseau est équilibré, tous les courants de phase (i_1, i_2, i_3) sont d'allures identiques, nous présentons les résultats de simulation pour une seule phase, en l'occurrence la phase 1.

Les paramètres du système simulé sont les suivants:

V_s	f	R_s	L_s	R_{ch}	L_{ch}	R_l	L_l	T_s
$220\sqrt{2}$	50Hz	$3m\Omega$	$2.6\mu H$	15Ω	$2mH$	$10m\Omega$	$0.3mH$	$10\mu S$

Tableau III.1: Paramètres du système simulé.

III.2.1 Caractéristiques du courant de source avant filtrage actif

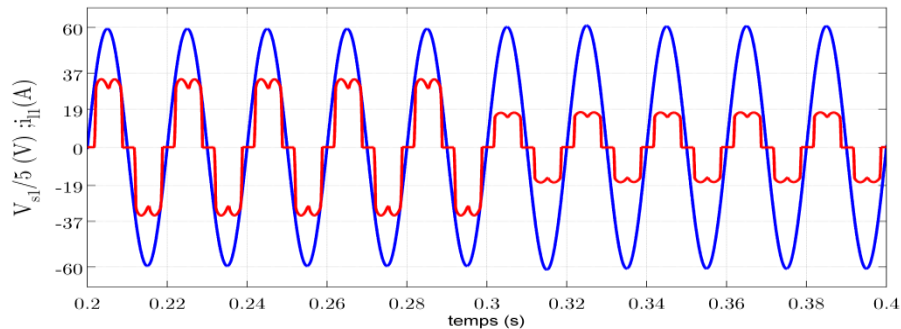


Fig.III.2 Courant de la charge non linéaire de la 1^{ère} phase i_{l1} (A) et la tension correspondant avant et après la variation de charge à $t=0.3s$.

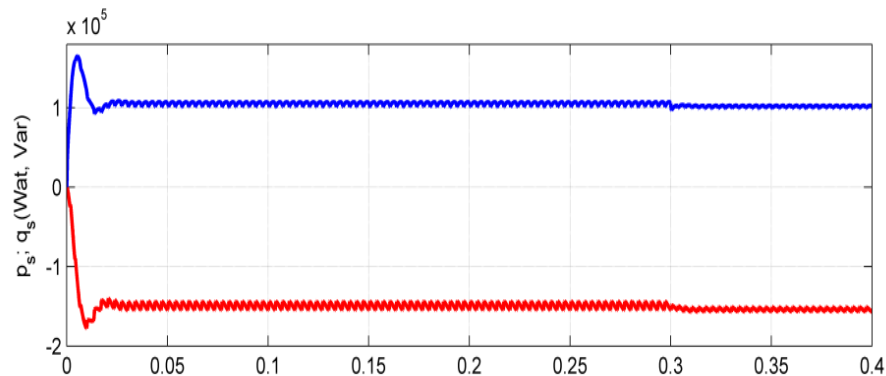


Fig.III.3 Allures des puissances instantanées de source p_s, q_s avant et après la variation de charge à $t=0.3s$.

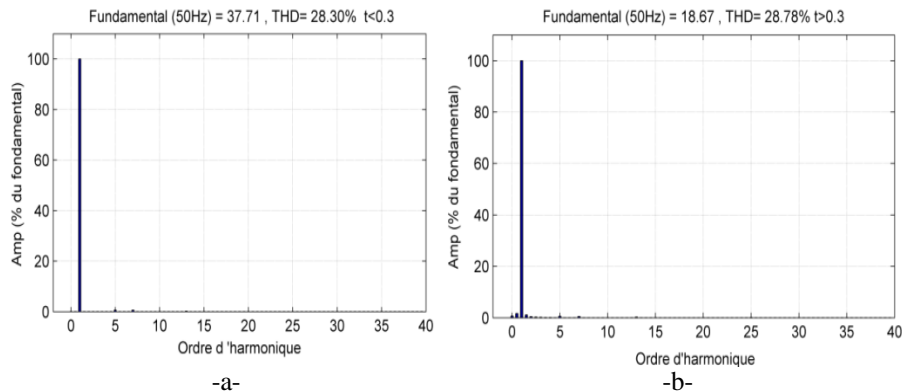


Fig.III.4 Spectre harmonique du courant de la charge non linéaire de la 1^{ère} phase i_{l1} avant et après la variation de charge à $t=0.3s$.

La figure III.2 et III.4 présente le courant de la charge i_{ll} de la première phase et son spectre harmonique. Ce courant n'est pas sinusoïdale, fortement déformé et riche en harmoniques.

Le réseau électrique triphasé ne peut pas avoir un facteur de puissance unitaire, car il est possible que la composante fondamentale du courant de source ne soit pas en phase avec la tension de source.

Le taux de distorsion harmonique THD du courant pour cette charge est de 28,01% avant la variation de charge (figure III.4-a) et de 28,78% après (figure III.4-b). Ce THD est calculé pour les cinquante premiers harmoniques selon la « norme CEI ».

III.3 STRATEGIE DE COMMANDE DIRECTE EN COURANT PAR HYSTRESIS DU FILTRE ACTIF PARALLELE

Afin d'évaluer la commande linéaire en courant dans les deux repères (stationnaire $(\alpha\beta)$ et synchrone dq) par hystérésis, des simulations ont été effectuées pour les deux méthodes de génération des signaux de références (pq et SRF) avec les deux types de filtre d'extraction (FPB et FMV) du filtre actif parallèle. Les paramètres du filtre sont les suivants:

V_{dc}	C_{dc}	R_f	L_f
800V	5.5mF	18m Ω	2.1mH

Tableau.III.2: Paramètres du filtre actif parallèle.

III.3.1 Génération des signaux de références dans le repère stationnaire $(\alpha\beta)$ par la méthode pq

La figure III.5 montre le schéma de principe de la commande directe linéaire en courant par hystérésis du filtre actif parallèle. Les courants injectés par le filtre actif parallèle sont contrôlés dans le repère stationnaire $(\alpha\beta)$ en utilisant la méthode pq pour la génération des signaux de référence.

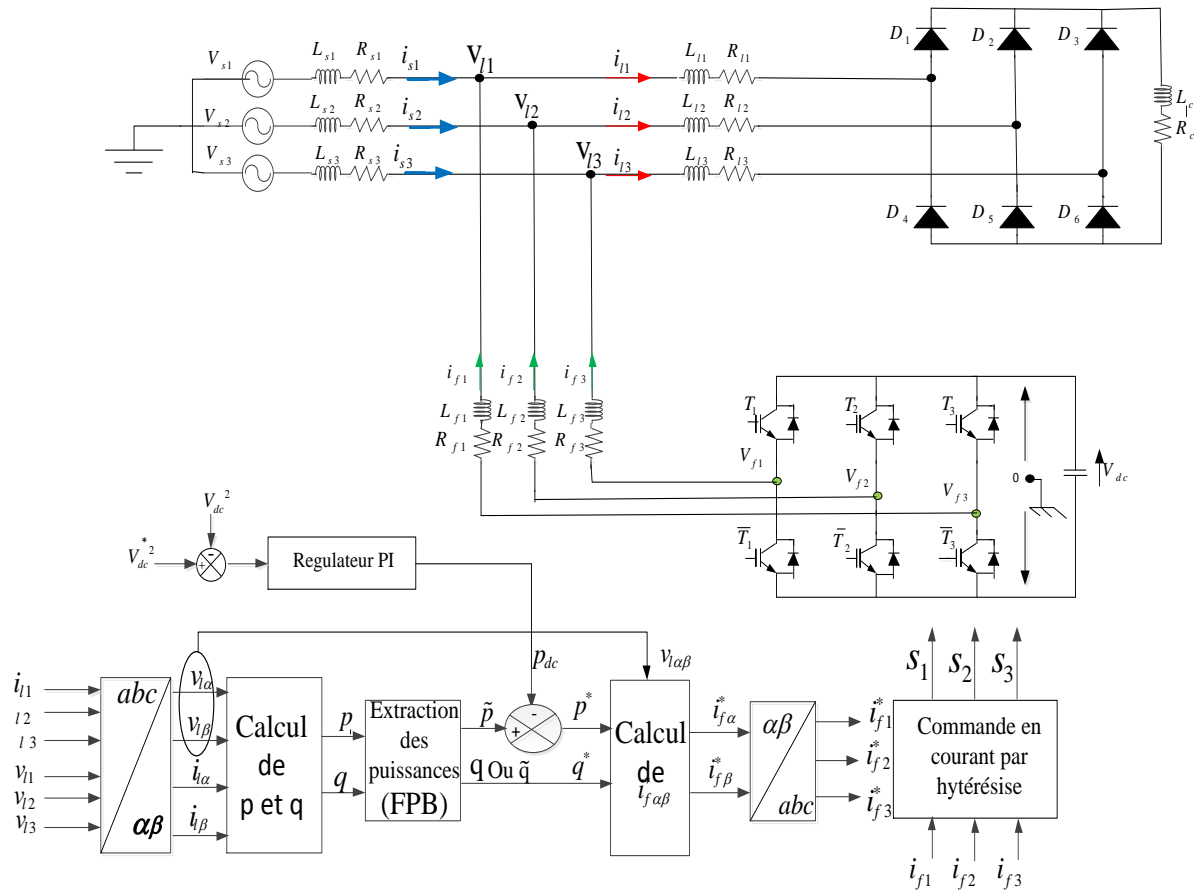


Fig.III.5 Structure générale du FAP commandé linéairement en courant par hystérésis dans le repère $\alpha\beta$ (cas de la génération des signaux de références par méthode pq).

La partie commande de cette technique est constitué de:

- Bloc de génération des signaux de contrôle (hystérésis),
- Bloc de génération des signaux de référence (pq),
- Bloc de régulation de la tension continue V_{dc} (PI).

III.3.1.1 Régulation de la tension continue V_{dc} .

La tension aux bornes du condensateur doit être maintenue à une valeur constante. Les éléments à l'origine de la variation de la tension moyenne V_{dc} aux bornes du condensateur sont les suivants:[12]

- ❖ Les pertes statique et dynamique dans les semi-conducteurs de puissance de l'onduleur,
- ❖ Les pertes dans les inductances de découplage L_f ,
- ❖ L'injection des courants fondamentaux pendant les régimes transitoires de la charge polluante.

La régulation de cette tension s'effectue en absorbant ou en fournissant de la puissance active sur le réseau. La correction de cette tension doit se faire par l'adjonction des courants fondamentaux actifs dans les courants de référence de la partie parallèle.

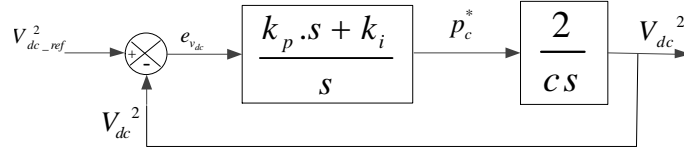


Fig.III.6 Schéma fonctionnel de la régulation de V_{dc} avec un régulateur PI.

La puissance P_{dc} du filtre, nécessaire pour rétablir la tension V_{dc} , a une valeur constante donnée par :

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

En appliquant la transformation de **Laplace** à l'expression (III.1), nous obtenons ce qui suit :

$$P_{dc}(s) = S \frac{1}{2} C_{dc} V_{dc}^2 \quad (\text{III.2})$$

La tension aux bornes du condensateur est donnée par

$$V_{dc}^2(s) = \frac{2P_{dc}(s)}{C_{dc}s} \quad (\text{III.3})$$

A partir de la figure III.4, la fonction de transfert de la boucle ouverte est donnée par :

$$F(s) = \frac{K_{pdc}s + K_{idc}}{s} \frac{2}{C_{dc}s} \quad (\text{III.4})$$

La fonction de transfert en boucle fermée sera donc :

$$H(s) = \frac{\frac{2}{C_{dc}} (K_{pdc}s + K_{idc})}{s^2 + \frac{2}{C_{dc}} K_{pdc}s + \frac{2}{C_{dc}} K_{idc}} \quad (\text{III.5})$$

Ainsi, en boucle fermée, la fonction de transfert est du second ordre et peut s'écrire sous la forme :

$$G(s) = s^2 + 2\xi\omega_{cdc}s + \omega_{cdc}^2 \quad (\text{III.6})$$

En comparant l'équation caractéristique de $H(s)$ avec celle de la forme générale d'une fonction de transfert de deuxième ordre, on trouve :

$$\begin{cases} K_{idc} = \frac{1}{2} C_{dc}^2 \\ K_{pdc} = \xi \sqrt{2C_{dc} K_{idc}} \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

Pour réaliser un bon compromis entre les performances dynamique et statique d'un filtre actif, nous choisirons une valeur de $\xi = 0.707$. [16]

III.3.1.2 Résultats de simulation

Dans ce paragraphe nous allons réaliser la commande par la méthode pq dans les deux cas du filtre d'extraction de puissance (FPB et FMV).

Nous allons afficher les grandeurs suivantes : le courant de source i_{s1} , la tension de source de la 1^{ère} phase et le courant correspondant, le courant i_{fj} injecté par le filtre et sa référence, la tension aux bornes du condensateur, les puissances instantanées au niveau de la source p_s , q_s , et le spectre d'harmonique du courant de source.

Paramètres de simulation :

- La bande d'hystérésis vaut 1A.
- La fréquence de coupure du régulateur de la tension continue $f_c=10Hz$

Nous effectuons une variation des charges (100% à 50%) en insérant une autre charge de $R=15\Omega$, et $L=2mH$ en parallèle avec la charge.

Remarque:

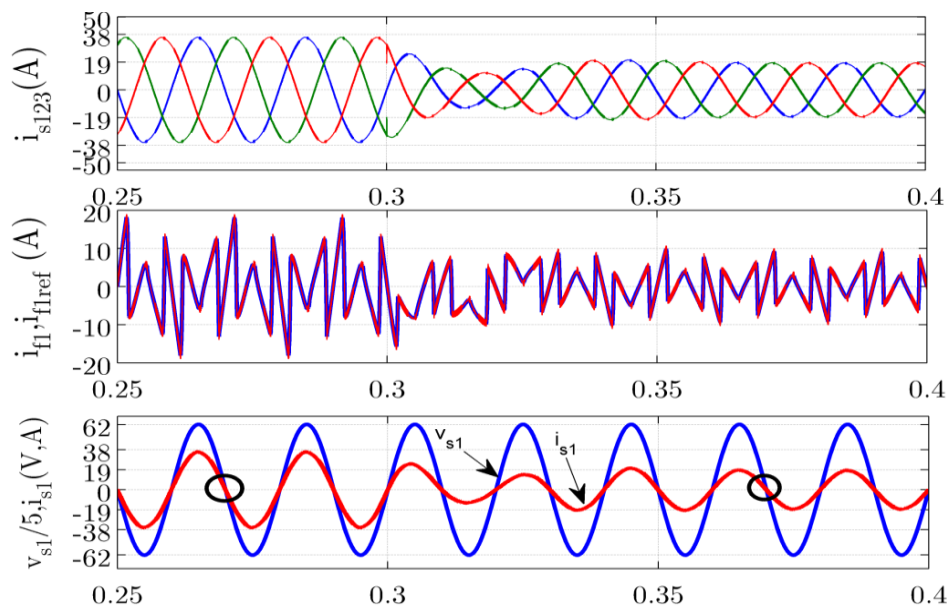
Pour la simulation, le circuit de commande est basé, essentiellement, sur des *S-Functions*, qui sont des programmes avec extension *M-File*, importés dans l'interface *Simulink*, permettant de réaliser des tâches difficiles à remplir avec les blocs de la librairie propre à *Simulink* (*Simulink Library browser*).

1^{ère} cas : Extraction par filtre passe à bas (FPB)

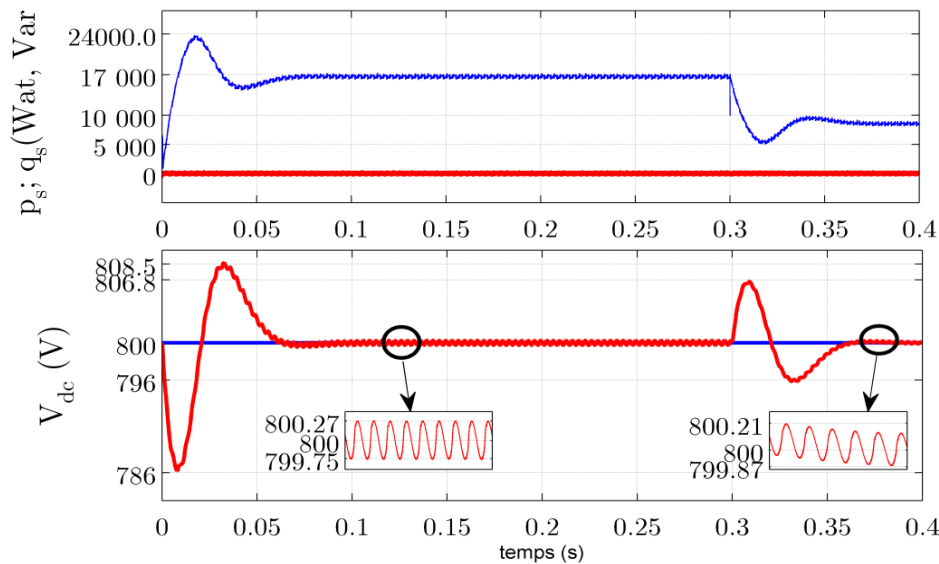
Les résultats de simulation obtenus dans ce cas lors de la variation des charges à $t=0.3s$ sont représentés dans les Figures III.7et III.8.

- La fréquence de coupure du FPB $f_{cFPB}=25 Hz$

Ce filtre permet une réduction des harmoniques de courant. La valeur du THD est réduite à 1,85% avant la variation de la charge et à 2,32% après. Cependant, pour cette commande, la fréquence de commutation est variable.



(a) Courants de source, courants du filtre actif et son référence, et tension source de la 1^{ère} phase et le courant correspondant.



(b) Allures des puissances instantanées p , q et tension V_{dc} aux bornes du condensateur.

Fig. III.7 Résultats de simulation de la commande en courant par hystérésis du FAP lors de l'application de la méthode pq basé sur FPB avant et après la variation de la charge.

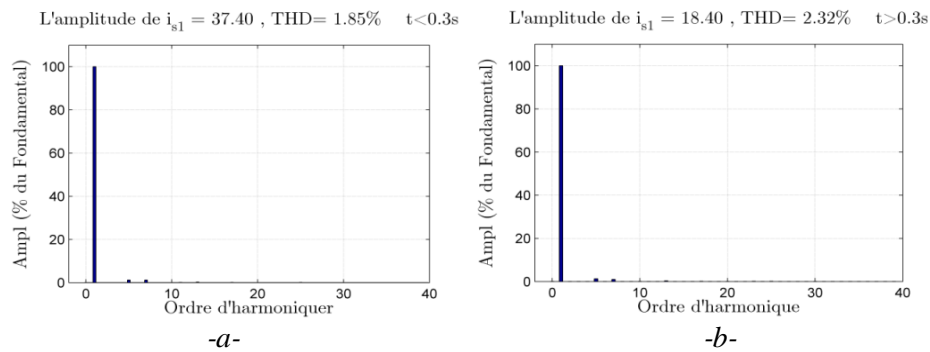


Fig.III.8 Spectres d'harmoniques des courants de source lors de l'application de de la méthode PQ basé sur FPB: a) Avant la variation de la charge b) Après la variation de la charge.

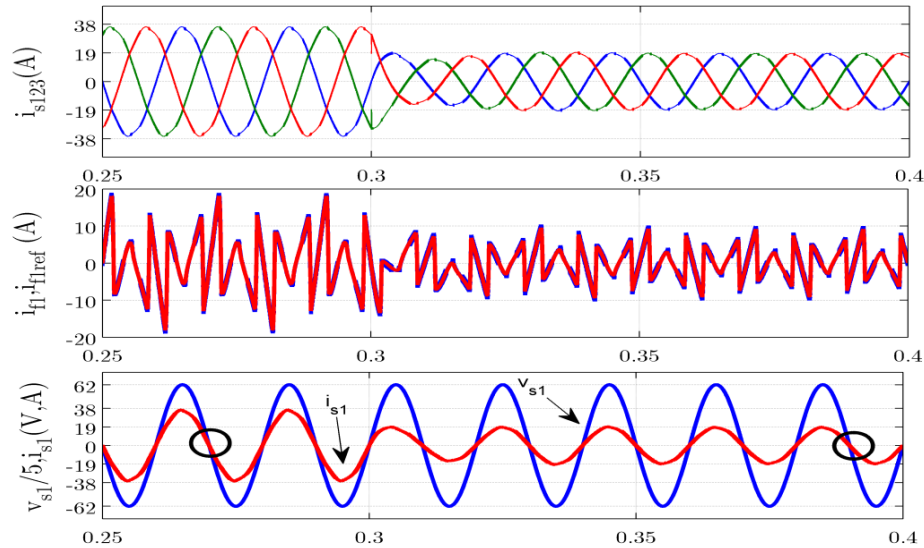
Ce filtre permet une réduction des harmoniques de courant. La valeur du THD est réduite à 1,85% avant la variation de la charge et à 2,32% après. Cependant, pour cette commande, la fréquence de commutation est variable.

2^{ème} cas : Extraction par filtre multi variables (FMV)

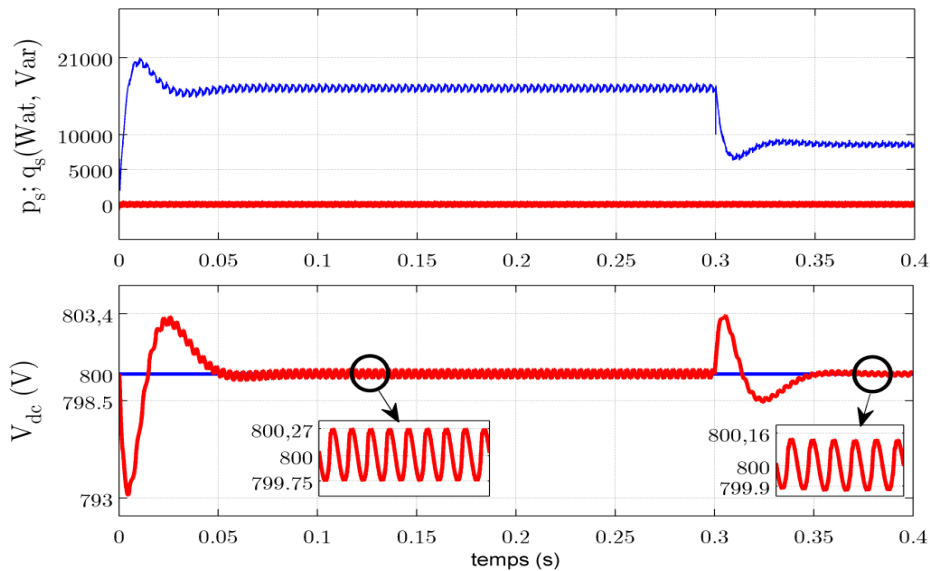
Dans ce cas, nous allons utiliser le filtre multi variables pour l'extraction de puissances actives et réactives pour la génération des signaux de référence.

- La fréquence de coupure du FMV $f_{c_{FMV}} = 50Hz$

Les résultats de simulation obtenus dans ce cas lors de la variation des charges à $t=0.3s$ sont représentés dans les Figures III.9 et III.10.



(a) Courants de source, courants du filtre actif et son référence, et tension source de la 1^{ère} phase et le courant correspondant.



(b) Allures des puissances instantanées p, q et tension V_{dc} aux bornes du condensateur.

Fig.III.9 Résultats de simulation de la commande en courant par hystérésis du FAP lors de l'application de la méthode pq basé FMV avant et après la variation de la charge.

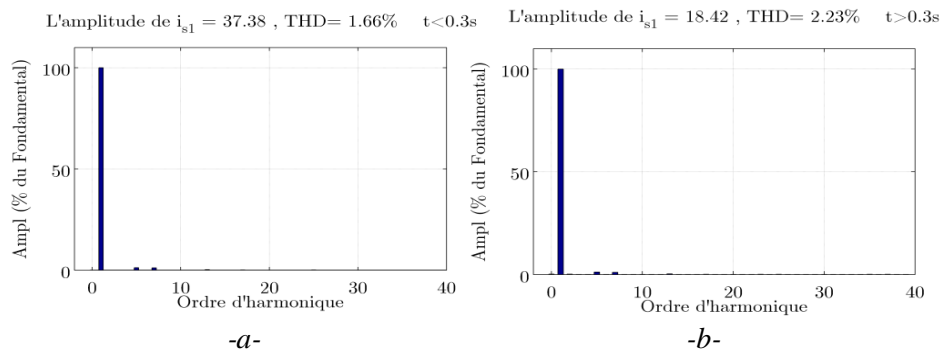
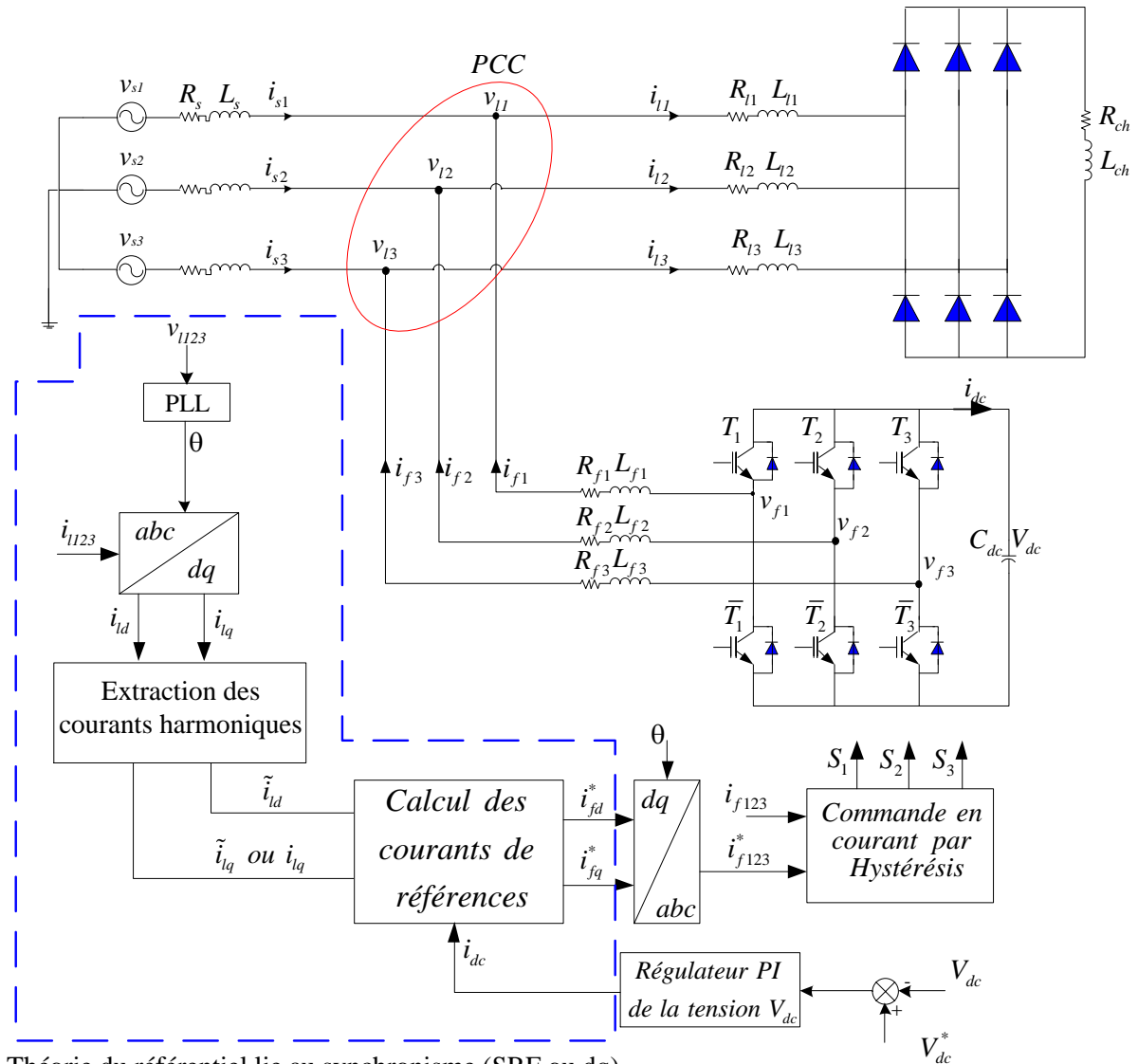


Fig.III.10 Spectres d'harmoniques des courants de source lors de l'application de de la méthode PQ basé sur FMV: a) Avant la variation de la charge b) Après la variation de la charge.

III.3.2 Génération des signaux de références dans le repère synchrone (dq) par la méthode SRF

Nous présentons dans ce paragraphe la commande directe linéaire par hystérésis du FAP dans le repère synchrone (dq) et par l'utilisation de la méthode SRF pour la génération des signaux de référence. La figure III.11 montre le schéma bloc de cette commande.



Théorie du référentiel lié au synchronisme (SRF ou dq)

Fig.III.11 Structure générale du FAP commandé linéairement en courant par hystérésis dans le repère dq (cas de la génération des signaux de références par la méthode SRF).

La partie commande de ce circuit est constitué de:

- Bloc de génération des signaux de contrôle (hystérésis);
- Bloc de génération des signaux de référence (SRF);
- Bloc de régulation de la tension continue V_{dc} .

III.3.2.1 Régulation de la tension aux bornes du condensateur

Le courant traverse le bus continu est donné par: [16]

$$i_{dc} = C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} \tag{III.8}$$

L'application de la transformation de Laplace sur l'équation (III.8) conduit à :

$$i_{dc}(s) = C_{dc} \cdot s V_{dc}(s) \quad (\text{III.9})$$

La tension aux bornes du condensateur est donnée par :

$$V_{dc}(s) = \frac{1}{s \cdot C_{dc}} i_{dc}(s) \quad (\text{III.10})$$

La fonction de transfert en boucle fermée sera donc :

$$H(s) = \frac{k_{pdc} s + k_{idc}}{C_{dc} s^2 + k_{pdc} s + k_{idc}} \quad (\text{III.11})$$

Par analogie entre l'équation caractéristique de la fonction $H(s)$ et celle de la fonction de transfert d'un système du deuxième ordre en boucle fermée, donnée par $G(s)$:

$$G(s) = s^2 + 2\xi\omega_{cdc} s + \omega_{cdc}^2 \quad (\text{III.12})$$

Alors, les valeurs des constantes du régulateur sont :

$$\begin{cases} k_{pdc} = 2\xi\omega_{cdc} s C_{dc} \\ k_{idc} = C_{dc} \omega_{cdc}^2 \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

La figure III.12 représente le schéma du régulateur PI utilisé pour la régulation de la tension V_{dc} aux bornes du condensateur.

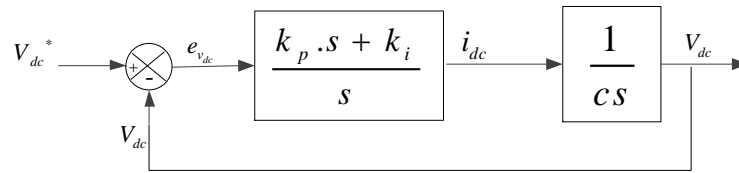


Fig.III.12 Schéma fonctionnel de la régulation de la tension V_{dc}

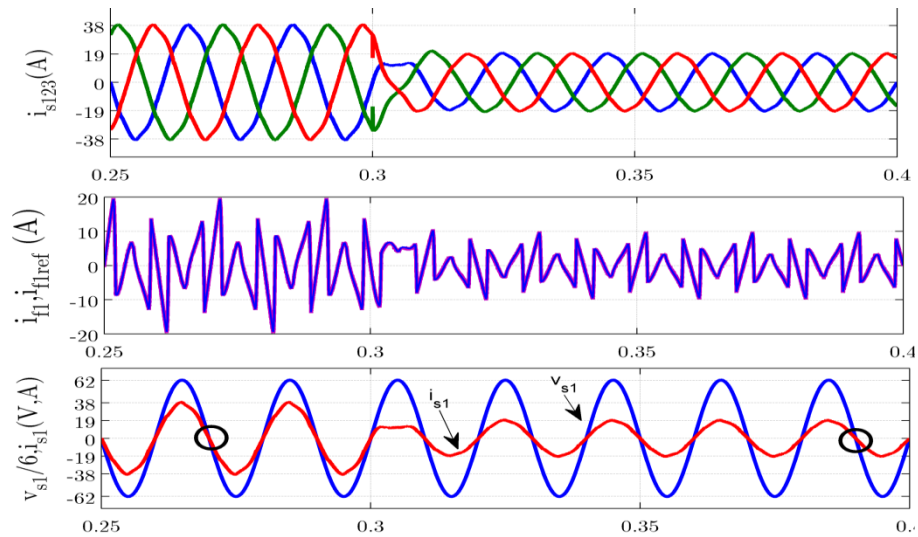
Ceci se traduit par une variation de l'énergie moyenne dans la capacité de stockage et, par conséquent, par une modification de la valeur de la tension continue. La régulation de cette tension est nécessaire afin d'assurer le rôle de source de tension continue à l'entrée de l'onduleur [16-17].

III.3.2.2 Résultats de simulation

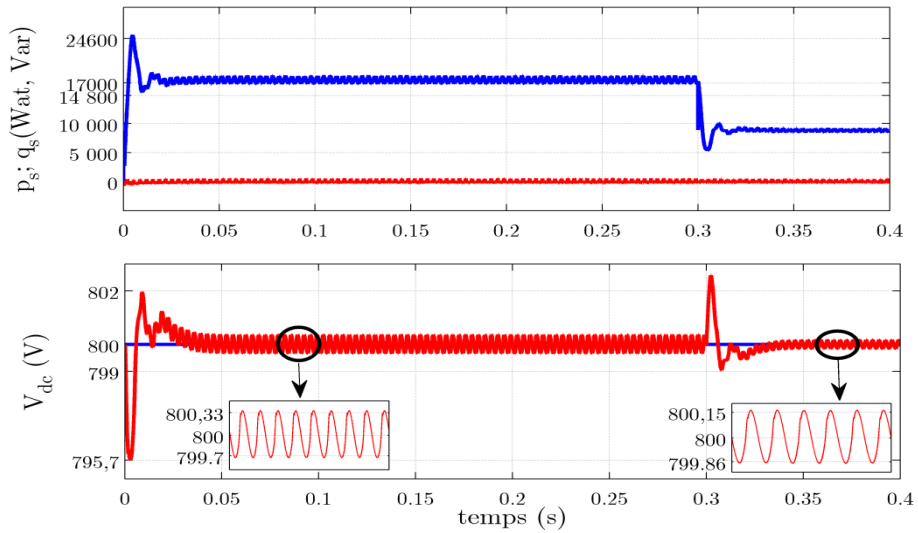
Dans ce cas, nous présentons les performances du FAP mettant en œuvre la méthode SRF dans le repère synchrone (dq) et nous examinerons ses performances dans différentes conditions de charge équilibrées/déséquilibrées dans les deux cas du filtre d'extraction.

1^{ère} cas: Extraction par filtre passe à bas (FPB)

Les résultats des figures III.13 et III.14 montrent les performances du FAP commandé linéairement en courant, lors de l'application de la méthode SRF basé sur un FPB.

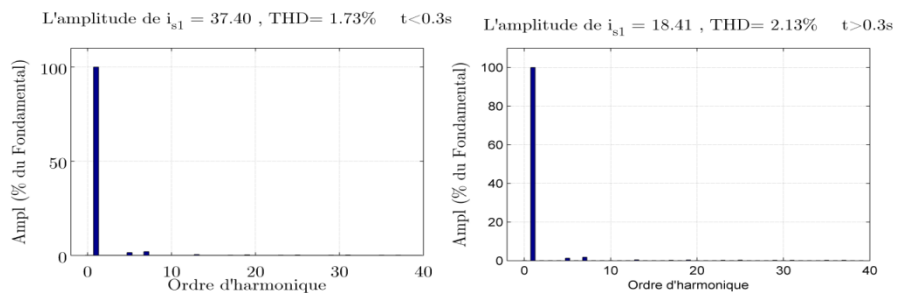


(a) Courants de source, courants du filtre actif et son référence, et tension source de la 1^{ère} phase et le courant correspondant.



(b) Allures des puissances instantanées p , q et tension V_{dc} aux bornes du condensateur.

Fig.III.13 Résultats de simulation de la commande en courant par hystérésis du FAP lors de l'application de la méthode SRF basé sur FPB avant et après la variation de la charge.



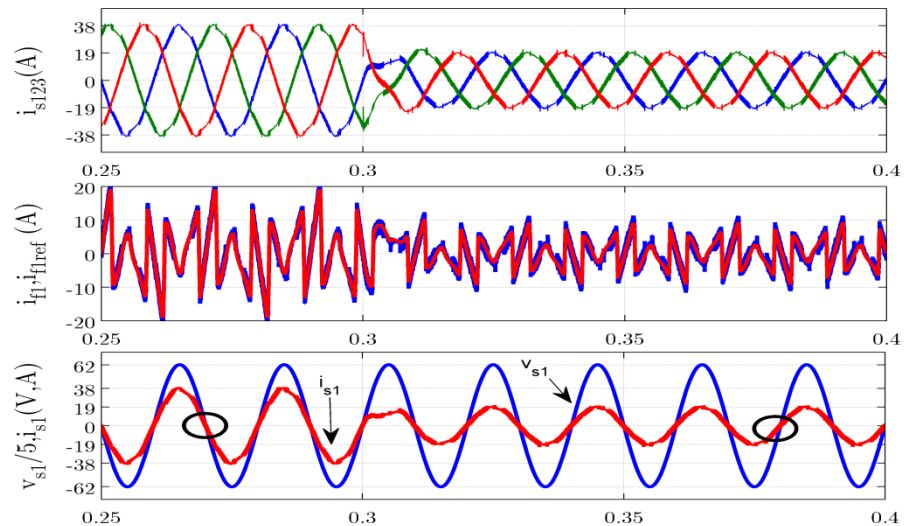
-a-

-b-

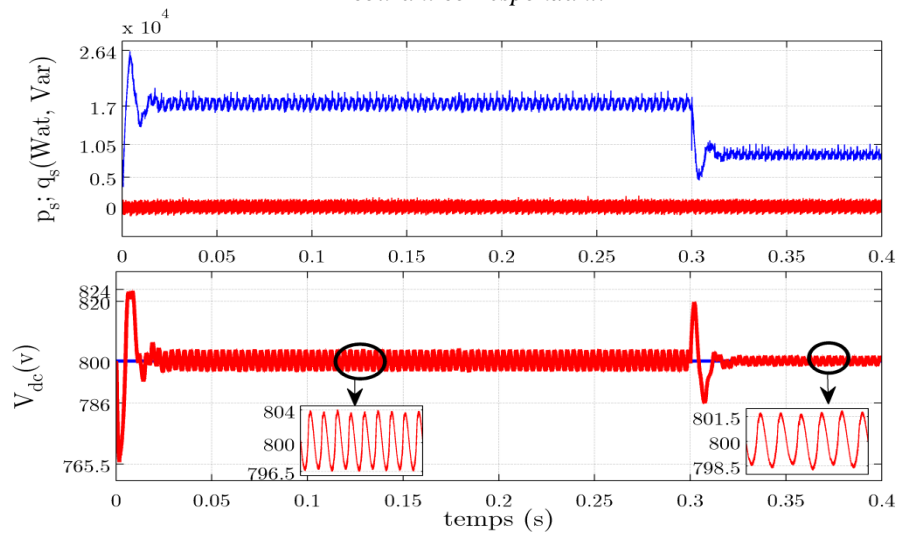
Fig.III.14 Spectres d'harmoniques des courants de source lors de l'application de la méthode SRF basé sur FPB: a) Avant la variation de la charge b) Après la variation de la charge.

2^{ème} cas : Extraction par filtre multi variables (FMV)

Les résultats de simulation obtenus dans ce cas lors de la variation de la charges à $t=0.3$ s sont représentés dans les figures III.15 et III.16.

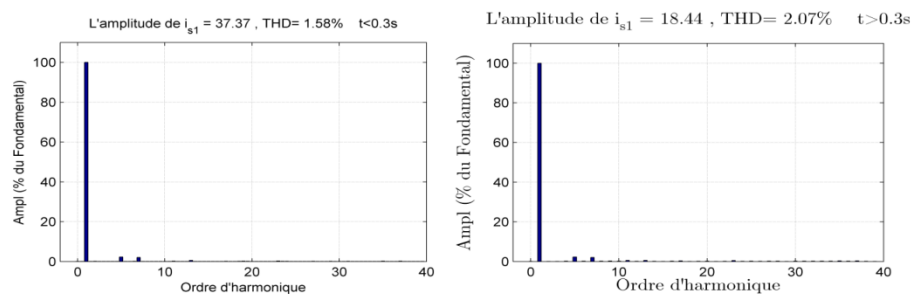


(a). Courants de source, courants du filtre actif et son référence, et tension source de la 1^{ère} phase et le courant correspondant.



(b) Allures des puissances instantanées p, q et tension V_{dc} aux bornes du condensateur.

Fig.III.15 Résultats de simulation de la commande en courant par hystérésis du FAP lors de l'application de la méthode SRF basé sur FMV avant et après la variation de la charge.



-a-

-b-

Fig.III.16 Spectres d'harmoniques des courants de source lors de l'application de de la méthode SRF basé sur FMV: a) Avant la variation de la charge b) Après la variation de la charge

Les résultats des simulations de la commande linéaire en courant par hystérésis du FAP basé sur les deux méthode de générations des signaux de références (pq et SRF) lors de l'utilisation des deux type du filtre d' extraction FPB et FMV avant et après la variation de la charge à $t=0.3$.

Dans les déferents stratégies, le courant de source est de forme proche de sinusoïde et en phase avec la tension de source correspondante, avant et après la variation de charge, ce qui signifie que la source à un facteur de puissance unitaire. On observe une réduction de ces courants après la variation de charge avec une conservation de la dynamique et de leur forme sinusoïdale. Le courant du filtre i_{f1} suit bien sa référence avec une réduction lors de la variation de la charge.

La tension aux bornes du condensateur diminue temporairement de $\Delta V_{dc} = 35V$, suivie par un dépassement et se rétablit plus rapidement dans la méthode SRF après un temps $t=0.02s$ avec une ondulation due à la variation de la charge. Les formes des puissances, active et réactive (p_l et q_l) sont oscillatoires. Au niveau de la source, la puissance active instantanée p_s est toujours constante avant la variation de la charge et déminée après, la puissance réactive q_s est presque nulle. Ce qui signifie que la source a un facteur de puissance presque unitaire, avant et après la variation de la charge. Le taux de distorsion harmonique THD du courant de la source pour les déferentes stratégies de génération des signaux de référence est bien en deçà de l'exigence de la norme IEEE 519 (5%) avec une faible valeur dans le cas de l'application de la méthode SRF avec FMV et de l'ordre de 1.58% avant la variation de charge et de 2.07% après.

Les résultats de simulation pour les deux méthodes de génération des signaux de référence montrent que la commande hystérésis linéaire par PI d'un FAP donne de bons résultats en termes de simplicité, de THD, de robustesse, et de facilité d'implantation, mais il reste toujours l'inconvénient principal de cette technique de génération des signaux de contrôle de l'onduleur qu'est la variation de la fréquence de commutation qui peut être néfaste pour le fonctionnement des éléments de puissance constituant le filtre actif et les formes des tensions de sortie de l'onduleur.

Pour remédier à cela, nous avons introduit, dans l'étude suivante, une nouvelle technique de génération des signaux de contrôle de l'onduleur, dite commande en tension par modulation de largeur d'impulsion (MLI), qui fonctionne à fréquence de commutation constante.

III.4 STRATEGIE DE COMMANDE DIRECTE EN TENSION PAR MLI SINUSOÏDALE DU FAP

Dans cette section, nous présentons les performances du filtre actif parallèle mettant en œuvre la commande linéaire en tension. Nous examinerons ses performances dans différentes conditions de courant et/ou de tension.

Comme pour la commande en courants, nous avons choisi le contrôle des tensions (v_{f123}) de la sortie du filtre actif parallèle dans un référentiel donné lors de l'application des deux méthodes de génération des signaux de référence avec les deux type du filtre d'extraction (FPB et FMV).

La technique de génération des signaux de contrôle de l'onduleur qui peut être utilisé dans la commande en tension du filtre actif parallèle est la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI). Elle permet d'augmenter la valeur maximale de la tension de sortie de

l'onduleur avec une réduction des pertes de commutation et des harmoniques, et d'assurer une commande précise avec une fréquence de commutation fixe. [3-6], [17-18]

III.4.1 Génération des signaux de références dans le repère stationnaire ($\alpha\beta$) par la méthode pq

La figure III.17 montre le schéma de la commande linéaire en tension par MLI du filtre actif parallèle. Les tensions injectées par le filtre actif parallèle sont contrôlés dans le repère stationnaire ($\alpha\beta$) en utilisant la méthode de puissance instantané (pq).

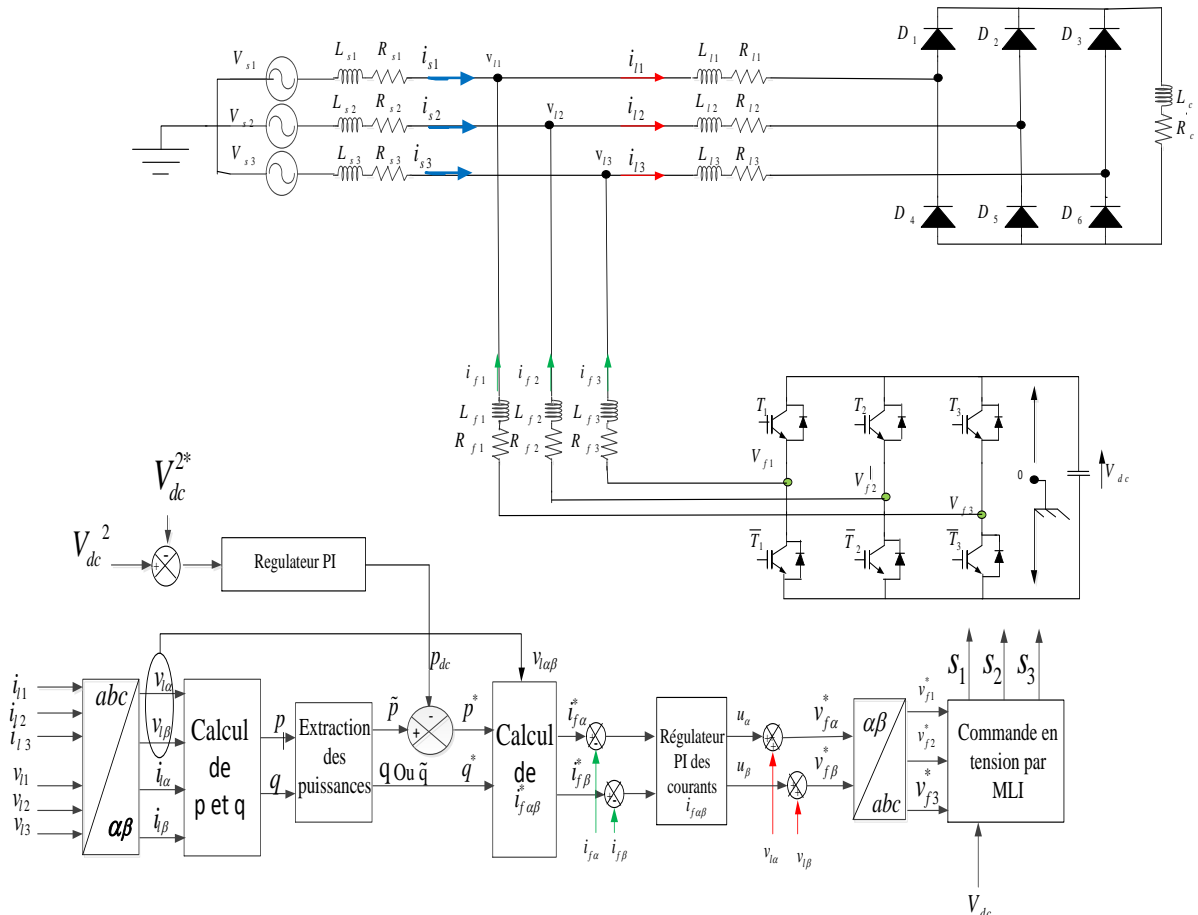


Fig.III.17 Structure générale du FAP commandé linéairement en tension par MLI dans le repère $\alpha\beta$ (cas de la génération des signaux de références par la méthode pq).

La partie commande de ce circuit est constitué de:

- Bloc de génération des signaux de contrôle (MLI);
- Bloc de génération des signaux de référence (pq);
- Bloc de régulation de la tension continue V_{dc} .
- Bloc de régulation des courants.

III.4.1.1 Régulation des courants i_{fa} et i_{fb}

L'objectif de cette régulation est de contrôler le courant à la sortie de l'onduleur.

La mise au point d'un régulateur doit prendre en compte les critères suivants: [19]

- ✓ la bande passante du régulateur doit être assez large afin de ne pas introduire un retard important,

- ✓ le fonctionnement de la régulation ne doit pas être perturbé par les harmoniques dus aux découpages de l'onduleur. Ces harmoniques doivent être atténués à la sortie du régulateur.

Nous utiliserons, simplement, pour chacune des phases, un régulateur proportionnel intégral PI. Le schéma de régulation du courant est représenté sur la figure III.18 [20-22].

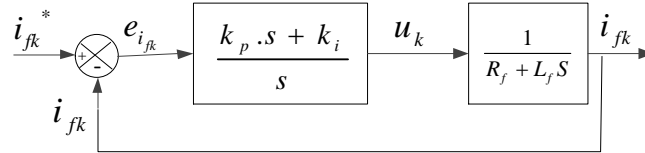


Fig.III.18 Schéma de régulation du courant par un régulateur PI

La fonction de transfert du système régulateur FAP en boucle ouverte est donné par:

$$FTBO = \left(\frac{k_p \cdot s + k_i}{s} \right) \cdot \left(\frac{1}{L_f \cdot s + R_f} \right) = \left(\frac{k_p \cdot s + k_i}{s(L_f \cdot s + R_f)} \right) \quad (\text{III.14})$$

La fonction de transfert du système régulateur FAP en boucle fermée est donné par:

$$FTBF = \frac{FTBO}{1 + FTBO} = \frac{\frac{k_p \cdot s + k_i}{s(L_f \cdot s + R_f)}}{1 + \frac{k_p \cdot s + k_i}{s(L_f \cdot s + R_f)}} \quad (\text{III.15})$$

$$FTBF = \frac{\frac{k_p \cdot s + k_i}{s(L_f \cdot s + R_f)}}{\frac{s(L_f \cdot s + R_f) + k_p \cdot s + k_i}{s(L_f \cdot s + R_f)}} \quad (\text{III.16})$$

$$FTBF = \frac{k_p \cdot s + k_i}{s(L_f \cdot s + R_f) + k_p \cdot s + k_i} = \frac{k_p \cdot s + k_i}{L_f s^2 + (R_f + k_p)s + k_i} \quad (\text{III.17})$$

$$FTBF = \frac{\frac{k_p \cdot s + k_i}{L_f}}{s^2 + \frac{(R_f + k_p)}{L_f} s + \frac{k_i}{L_f}} \quad (\text{III.18})$$

La réponse du système en boucle fermée peut être identifiée à celle d'un système du second ordre:

$$FTBF_{\text{sys2}} = \frac{\omega_c^2}{s^2 + 2\xi\omega_c s + \omega_c^2} \quad (\text{III.19})$$

Par comparaison avec la fonction de Transfert d'un système de deuxième ordre on obtient :

$$\begin{cases} 2 \cdot \xi \cdot \omega_c = \frac{(R_f + k_p)}{L_f} \\ \omega_c^2 = \frac{k_i}{L_f} \end{cases} \quad (\text{III.20})$$

$$\begin{cases} k_p = 2 \cdot \xi \cdot \omega_c L_f - R_f \\ k_i = L_f \cdot \omega_c^2 \end{cases}$$

Avec :

$$\omega_c = 2\pi f_c \quad (\text{III.21})$$

Pour une bonne réponse dynamique du système, on choisit la valeur de $\xi=0.707$.

Pour un rejet maximal d'harmoniques dus à la commutation, il faudrait que la pulsation de coupure soit éloignée de la pulsation de commutation de la MLI [3], [15].

III.4.1.2 Résultats de simulation

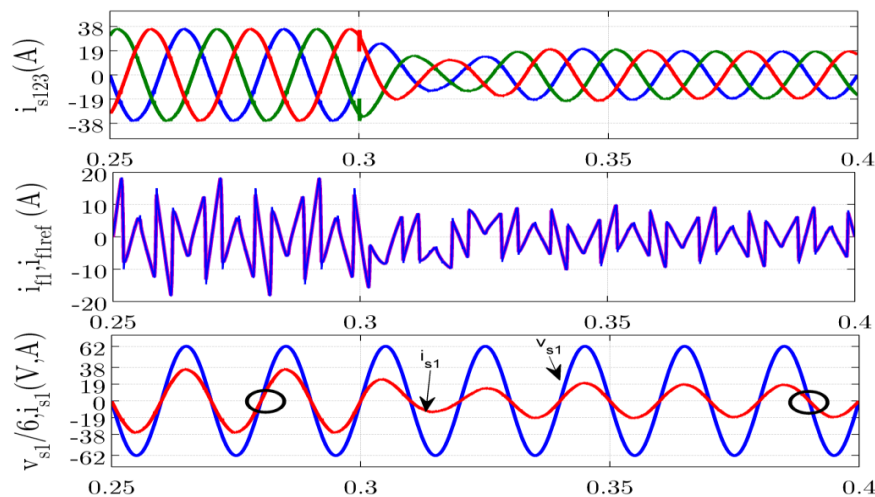
Dans ce paragraphe, nous présentons les résultats des simulations du système réseau électrique-charge non-linéaire équilibrées/déséquilibrées (variation de la charge)-filtre actif parallèle dans le repère stationnaire, pour les deux cas du filtre d'extraction (FPB et FMV) utilisant dans la méthode pq pour la génération des signaux de références.

Les paramètres de simulation :

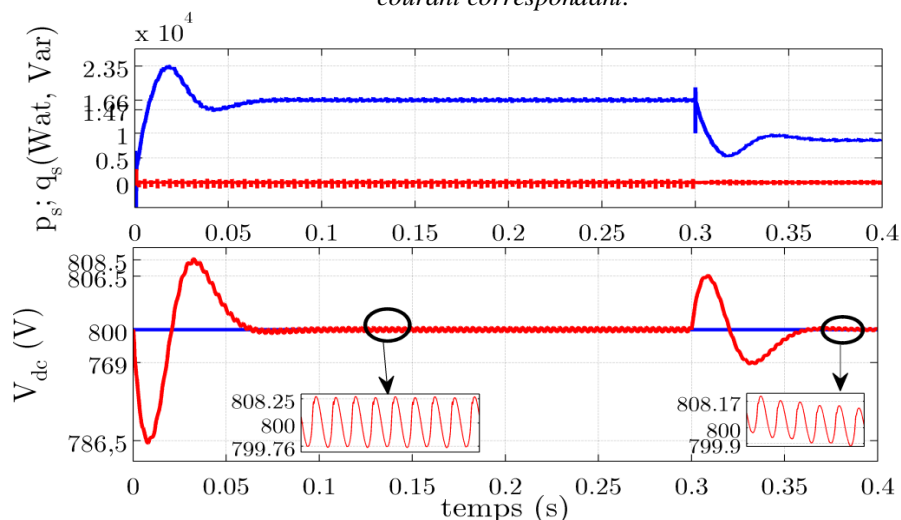
- ✓ La fréquence de coupure des régulateurs de courant est $f_c=4500\text{Hz}$,
- ✓ La fréquence de commutation est fixée à 12.5 kHz.

1^{ère} cas: Extraction par filtre passe à bas (FPB)

Dans ce cas, nous allons étudier les performances du FPB sur la commande linéaire en tension par MLI du filtre actif parallèle dans le repère stationnaire ($\alpha\beta$).

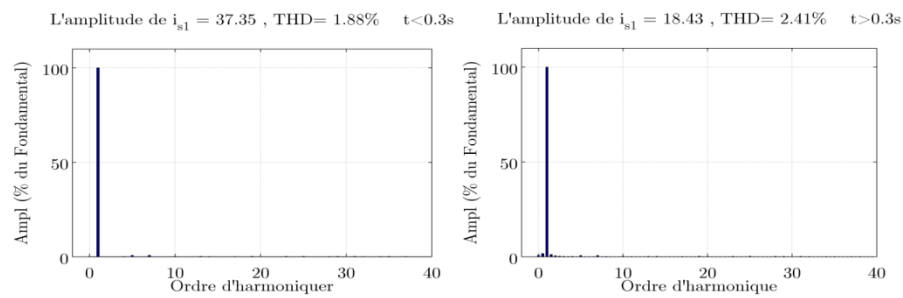


(a) Courants de source, courants du filtre actif et son référence, et tension source de la 1^{ère} phase et le courant correspondant.



(b) Allures des puissances instantanées p , q et tension V_{dc} aux bornes du condensateur.

Fig. III.19 Résultats de simulation de la commande en tension par MLI du FAP lors de l'application de la méthode PQ basé sur FPB avant et après la variation de la charge.



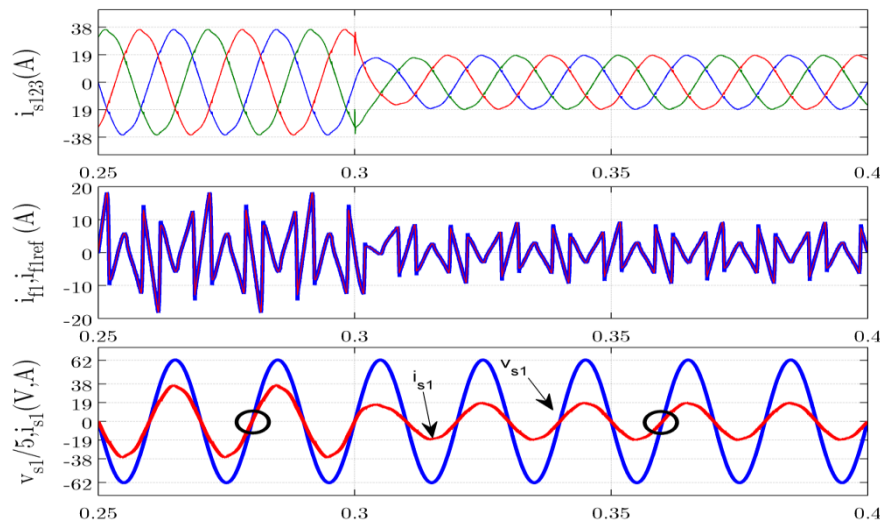
-a-

-b-

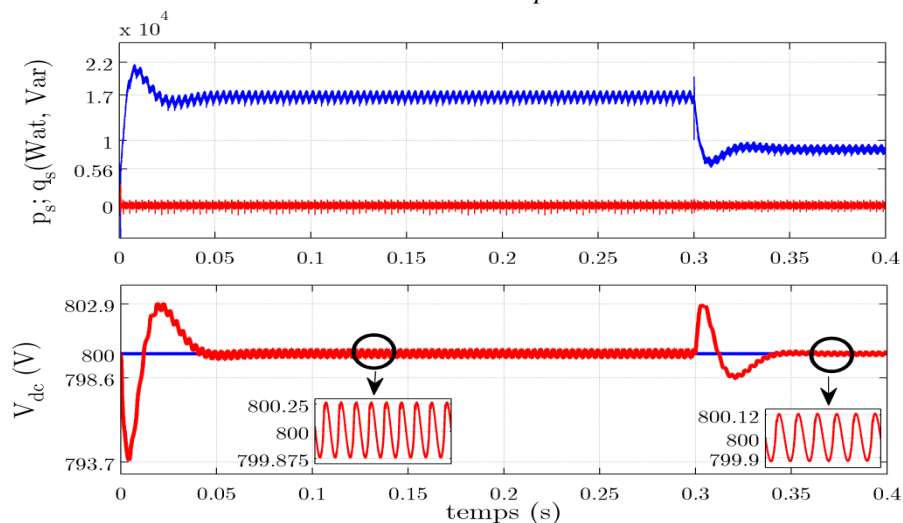
Fig.III.20 Spectres d'harmoniques des courants de source lors de l'application de la méthode pq basé sur FPB: a) Avant la variation de la charge b) Après la variation de la charge.

2^{ème} cas: Extraction par filtre multi variables (FMV)

Les figures III.21 et II.22 présentent les résultats de simulation de la commande linéaire en tension du FAP, lors de l'application de la méthode de génération des signaux de référence dans le repère stationnaire ($\alpha\beta$).



(a) Courants de source, courants du filtre actif et son référence, et tension source de la 1^{ère} phase et le courant correspondant.



(b) Allures des puissances instantanées p, q et tension V_{dc} aux bornes du condensateur.

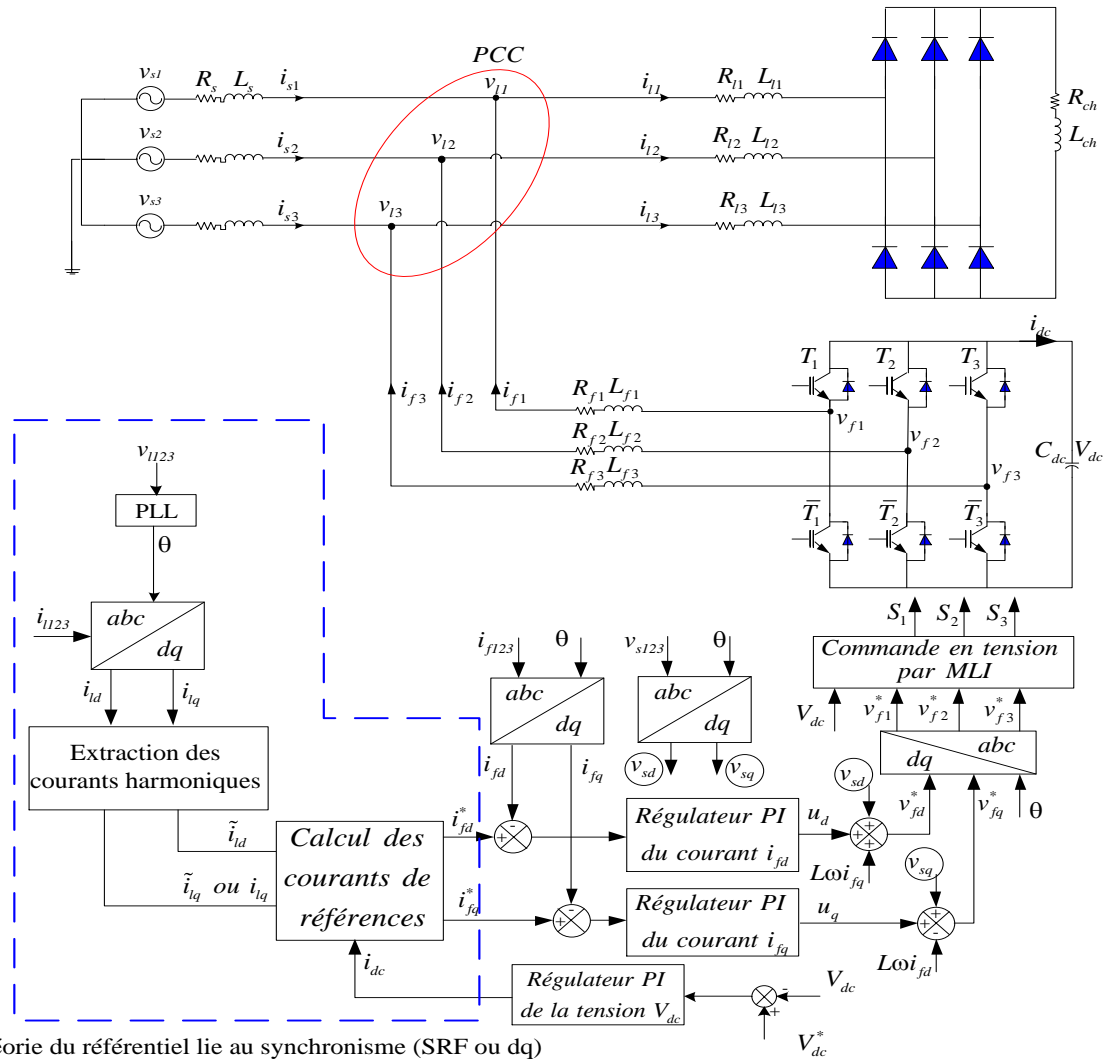


Fig.III.23 Structure générale du FAP commandé linéairement en tension par MLI dans le repère dq (cas de la génération des signaux de références par la méthode SRF).

III.4.2.1 Régulation des courants i_{fd} et i_{fq} et découplage des axes d et q

III.4.2.1.1 Découplage des axes d et q ou des tensions v_{fd} et v_{fq} par compensation

Comme le montre le système d'équations (II.22), les courants des axes d et q sont couplés. Pour faciliter la régulation de ces deux composantes, il est nécessaire de les découpler, en introduisant des nouveaux termes dans la première et la deuxième équation du système (III.22), [16] on pose :

$$\begin{cases} v_{fd} = R_f i_{fd} + L_f \frac{di_{fd}}{dt} + L_f \omega i_{fq} - v_{ld} \\ v_{fq} = R_f i_{fq} + L_f \frac{di_{fq}}{dt} - L_f \omega i_{fd} - v_{lq} \end{cases} \quad (III.22)$$

Le principe de découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande v_{fd1} et v_{fq1} tel que v_{fd1} n'agit que sur i_{fd} et v_{fq1} sur i_{fq} . Pour obtenir ces deux nouvelles variables de

commande on compense les deux termes de couplage comme Fem (E_{fd} et E_{fq} : termes de couplage) à la sortie des régulateurs de tel sorte que:

$$\begin{cases} v_{fd1} = L_f \frac{di_{fd}}{dt} + R_f i_{fd} \\ v_{fq1} = L_f \frac{di_{fq}}{dt} + R_f i_{fq} \end{cases} \quad (\text{III.23})$$

Après l'appliquons la transformation de Laplace sur le système (III.23), on obtient un nouveau système d'équations linéaire parfaitement découplé.

La Fonction de Transfer qui représenté la dynamique des courants est donnée par :

$$FT_{ifdq} = \frac{i_{fdq}}{v_{fdq1}} = \frac{1}{L_f s + R_f} \quad (\text{III.24})$$

Finalement, les lois de commande des boucles de courant sont données par :

$$\begin{cases} v_{fd}^* = v_{fd1} + v_{ld} + E_{fd} \\ v_{fq}^* = v_{fq1} + v_{lq} - E_{fq} \end{cases} \quad (\text{III.25})$$

$$\begin{cases} E_{fd} = -L_f \omega i_{fq} \\ E_{fq} = L_f \omega i_{fd} \end{cases} \quad (\text{III.26})$$

III.4.2.1.2 Régulation des courants

Pour chacune des boucles de courant, nous avons adopté un régulateur PI qui donne à la sortie une tension de référence. Le schéma bloc devient figure III.24.

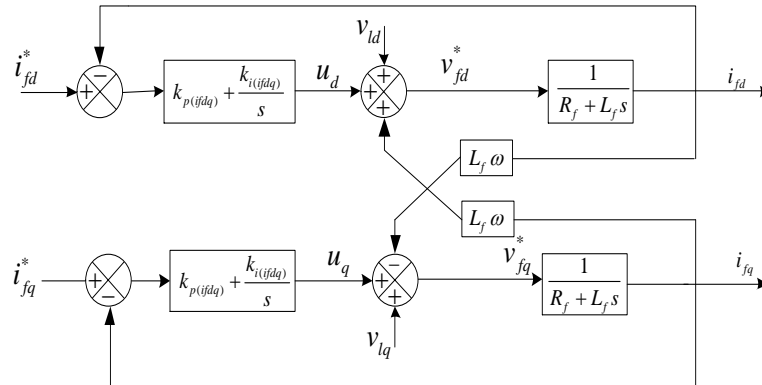


Fig.III.24 Schéma bloc de la commande des courants dans le repère synchrone.

Les paramètres k_p et k_i du régulateur PI sont calculées sous perturbation (E_{fdq} compensé par les régulateurs) par la méthode de placement des pôles.

La Fonction de Transfer du système en boucle ouvert (FTBO) est :

$$FTBO = (K_p + \frac{K_i}{s}) \left(\frac{1}{R_f + L_f s} \right) = \frac{sK_p + K_i}{s(R_f + L_f s)} \quad (\text{III.27})$$

La Fonction de Transfer du système en boucle fermé (FTBF) est :

$$FTBF = \frac{FTBO}{1 + FTBO} = \frac{\frac{sK_p + K_i}{s(R_f + L_f s)}}{1 + \frac{sK_p + K_i}{s(R_f + L_f s)}} \quad (\text{III.28})$$

$$FTBF = \frac{\frac{sK_p + K_i}{s(R_f + L_f s)}}{\frac{s(R_f + L_f s) + sK_p + K_i}{s(R_f + L_f s)}} \quad (\text{III.29})$$

$$FTBF = \frac{sK_p + K_i}{s(R_f + L_f s) + sK_p + K_i} = \frac{sK_p + K_i}{L_f s^2 + s(R_f + K_p) + K_i} \quad (\text{III.30})$$

$$FTBF = \frac{\frac{sK_p + K_i}{L_f}}{s^2 + s \frac{(R_f + K_p)}{L_f} + \frac{K_i}{L_f}} \quad (\text{III.31})$$

L'équation caractéristique du système de 2^{ème} ordre est le suivant :

$$FTBF_{\text{sys } 2} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (\text{III.32})$$

Par identification de polynôme du FTBF (dénominateur de la FTBF) avec le polynôme de l'équation caractéristique et si l'on néglige l'effet de zéro sur la stabilité du système on obtient :

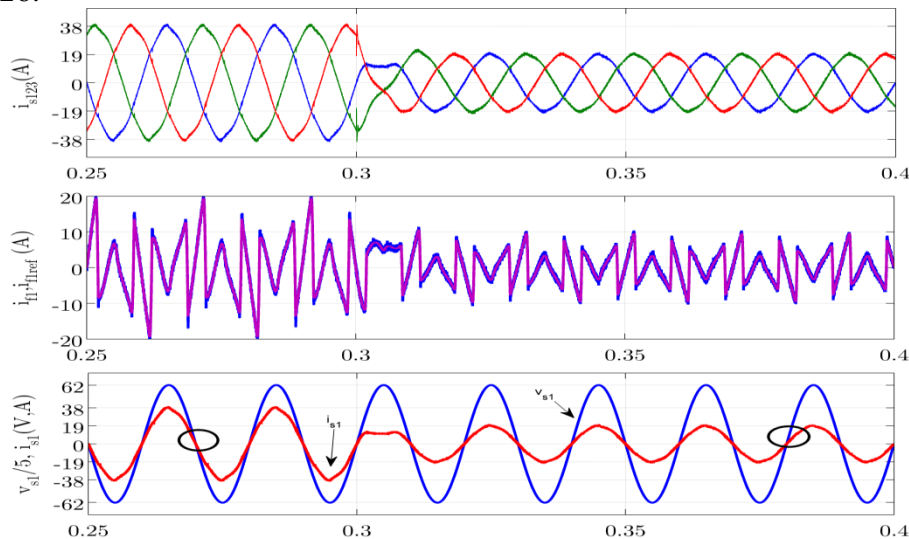
$$\begin{cases} \frac{(R_f + K_p)}{L_f} = 2\xi\omega_n \\ \frac{K_i}{L_f} = \omega_n^2 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} K_p = 2L_f \xi\omega_n - R_f \\ K_i = L_f \omega_n^2 \end{cases} \quad (\text{III.33})$$

III.4.2.2 Résultats de simulation

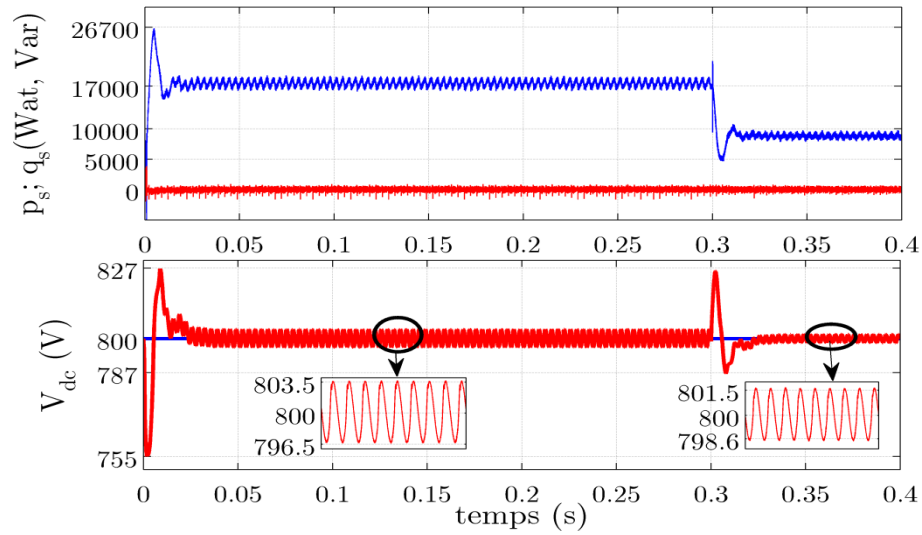
Les résultats de simulations obtenus dans le cas de la commande linéaire par PI en tensions basée sur la méthode de génération des signaux de références SRF dans le repère dq, et la technique de génération des signaux de commande de l'onduleur MLI, pour les deux cas du filtre d'extraction (FPB et FMV) utilisant dans la méthode SRF, avant et après la variation de la charge non-linéaire, sont présentés sur les figures III.26 à III.29.

1^{ère} cas: Extraction par filtre passe à bas (FPB)

Les résultats de simulation obtenus dans ce cas sont représentés dans les deux figures III.25 et III.26.



(a) Courants de source, courants du filtre actif et son référence, et tension source de la 1^{ère} phase et le courant correspondant



(b) Allures des puissances instantanées p , q et tension V_{dc} aux bornes du condensateur.
Fig.III.25 Résultats de simulation de la commande en tension par MLI du FAP lors de l'application de la méthode SRF basé sur FPB avant et après la variation de la charge.

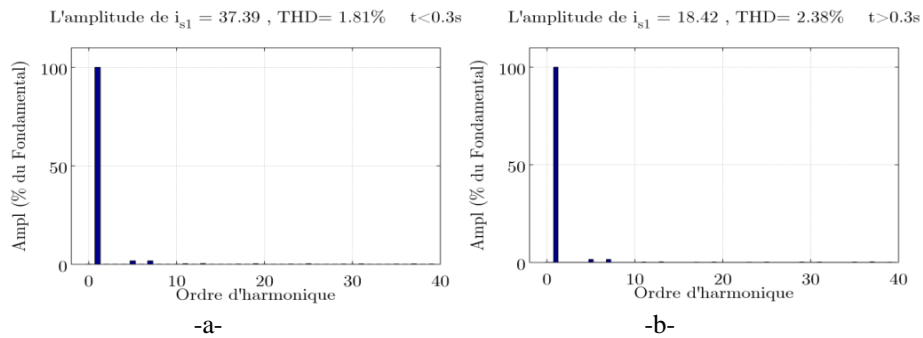
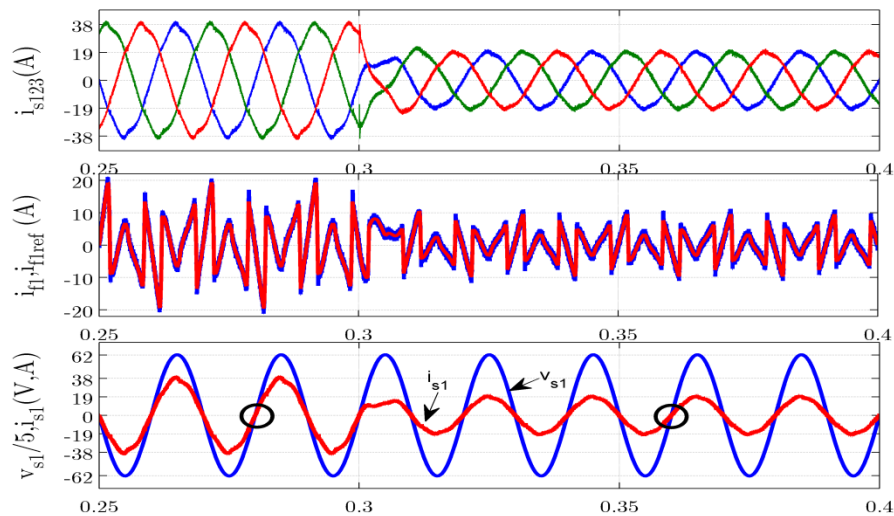


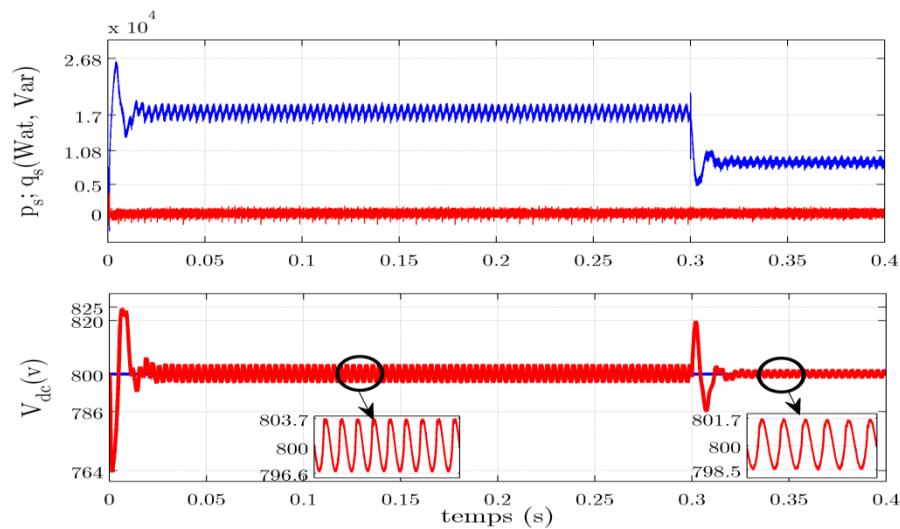
Fig.III.26 Spectres d'harmoniques des courants de source lors de l'application de la méthode SRF basé sur FPB:
 a) Avant la variation de la charge b) Après la variation de la charge.

2^{ème} cas : Extraction par filtre multi variables (FMV)

Les résultats de simulation obtenus dans ce cas sont représentés dans les figures III.27 et III.28.



(a) Courants de source, courants du filtre actif et son référence, et tension source de la 1^{ère} phase et le courant correspondant.



(b) Allures des puissances instantanées p_s , q_s et tension V_{dc} aux bornes du condensateur.

Fig.III.27 Résultats de simulation de la commande en tension par MLI du FAP lors de l'application de la méthode SRF basé FMV avant et après la variation de la charge.

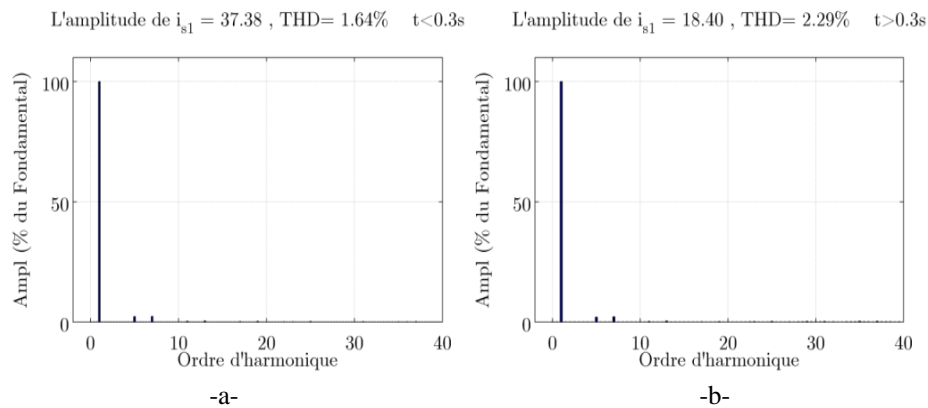


Fig.III.28 Spectres d'harmoniques des courants de source lors de l'application de la méthode SRF basé sur FMV:
a) Avant la variation de la charge b) Après la variation de la charge.

Les résultats de simulation de la commande linéaire en tension par MLI du FAP, lors de l'application des deux méthodes de génération des signaux de référence dans le repère synchrone (dq) montrent clairement que les courants de source ont des formes proches des sinusoïdes et en phase avec les tensions de source correspondantes, avant et après la variation de la charge (facteur de puissance unitaire). Le courant du filtre i_{f1} suit bien sa référence i_{f1ref} , avec une augmentation lors de la variation provoquée par la variation de charge.

La tension aux bornes du condensateur suit bien sa référence avec une ondulation due à la variation de la charge. Au niveau de la source, la puissance active instantanée p_s est toujours constante et la puissance réactive q_s oscille autour de zéro avec oscillation presque nulle. Ce qui signifie que la source a un facteur de puissance presque unitaire, avant et après la variation de la charge. Le taux de distorsion harmonique THD du courant de la source pour les deux méthodes de génération des signaux de référence lors de l'utilisation des deux filtre d'extraction est bien en deçà de l'exigence de la norme IEEE 519 (5%) et plus faible dans le cas de l'application de la méthode SRF avec FMV de l'ordre de 1,64% avant la variation de la charge et de 2,29% après.

III.7 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté la structure directe et pour la commande du filtre actif parallèle afin de compenser les harmoniques du courant et la puissance réactive d'un réseau électrique triphasé équilibré.

Les résultats de simulation montrent que la modulation par hystérésis à bande fixe est la meilleure en termes de qualité du filtrage, mais elle représente une fréquence de commutation variable qui représente un inconvénient majeur. La modulation par MLI sinusoïdale donne de bons résultats en termes de qualité de filtrage avec l'avantage d'une fréquence de commutation contrôlable et fixe.

L'ensemble des résultats trouvés montrent la faisabilité de topologies directe pour la commande du filtre actif parallèle avec des régulateurs linéaires basées sur les différentes méthodes de génération des signaux de référence (d'identification des harmoniques).

A partir des résultats de simulation, nous constatons que, la commande directe en tension basée sur la méthode SRF avec FMV dans le repère synchrone. Puis, la commande directe en tension basée sur la méthode SRF avec FPB suivie par la commande directe en tension basée sur la méthode des puissances instantanées avec FMV. Enfin, la commande directe en tension basée sur la méthode des puissances instantanées avec FPB est classée la dernière en termes du THD et la fréquence de commutation.

Afin de pallier au problème de la sensibilité de la commande aux perturbations et aux incertitudes paramétriques (telles que la résistance de la charge non-linéaire, filtre de sortie, ...), nous allons introduire un deuxième type de commande, en l'occurrence, la commande non-linéaire Backstepping avec l'utilisation du repère tournant (repère de Park), afin d'aboutir à une équation d'état non-linéaire. Cela fera l'objet des travaux du prochain chapitre.

Chapitre IV

Commande non linéaire par Backstepping d'un onduleur de tension utilisé pour un filtre actif parallèle

IV.1 INTRODUCTION

Le Backstepping a été développé par *Kanellakopoulos* et *al.* (1991) et inspiré par les travaux de *Feureret Morse* (1978), d'une part, et *Tsinias* (1989) et *Kokotovic et Sussmann* (1989) [25]. D'autre part [24], elle offre une méthode systématique pour effectuer le design d'un contrôleur pour les systèmes non-linéaires. La commande Backstepping est caractérisée par une combinaison simple et facile avec les autres techniques de commande. Cette technique est facile pour l'implémentation pratique [3], [26]. Cependant, le système doit se présenter sous la forme dite paramétrique pure.

La technique Backstepping offre une méthode systématique pour répondre à ce type de problème [23],[21].

Ce chapitre est essentiellement consacré à la commande non linéaire par Backstepping d'un onduleur de tension utilisé pour un filtre actif parallèle.

IV.2 PRINCIPE DU BACKSTEPPING

L'idée principale de cette stratégie de commande, est de concevoir d'une manière constructive une loi de commande pour le système non-linéaire en considérant quelques vecteurs d'états comme étant des commandes virtuelles, afin de garantir qu'une certaine fonction (de *Lyapunov*), soit positive, et que sa dérivée soit toujours négative[23]. La méthode consiste à fragmenter le système en un ensemble de sous-systèmes imbriqués d'ordres décroissants. Le calcul de la fonction de *Lyapunov* s'effectue, ensuite, récursivement en partant de l'intérieur de la boucle. A chaque étape, l'ordre du système est augmenté et la partie non stabilisée lors de l'étape précédente est traitée. A la dernière étape, la loi de commande est trouvée. Celle-ci permet de garantir, en tout temps, la stabilité globale du système compensé tout en travaillant en poursuite et en régulation. Contrairement à la plupart des autres méthodes, le Backstepping n'a aucune contrainte au niveau du type des non linéarités. À la fin, la loi de commande est obtenue pour le processus [24-25]. Voici en quelques étapes, l'application de la méthode de Backstepping sur un système non-linéaire.

On considère le système non-linéaire suivant :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x, t) + g(t)u \\ y = h(x) \end{cases} \quad (\text{IV.1})$$

Avec :

$x = [x_1, x_2, \dots, x_n]$: Vecteur d'état,

u : La commande ou l'entrée du système,

$h(x)$: Fonction analytique de x ,

y : La sortie du système,

f, g : Champs des vecteurs supposés infiniment différentiables,

Pour pouvoir écrire le système sous la forme «strict feedback», on applique un changement de variable, le système (IV.1) devient :

$$\begin{cases} \dot{v}_1 = v_2 \\ \dot{v}_2 = v_3 \\ \vdots \\ \dot{v}_{i-1} = v_i \\ \vdots \\ \dot{v}_{n-1} = v_n \\ \dot{v}_n = u \\ y = v_1 \end{cases} \quad (\text{IV.2})$$

Avec :

$v = [v_1, v_2, \dots, v_n]$: Le nouveau vecteur d'état.

Le but de ce changement de variable est de trouver pour la première équation du système (IV.2), une commande appelée virtuelle par l'intermédiaire de la variable v_2 , celle-là est commandée par v_3 , jusqu'à la dernière équation, le système global est commandée par la commande u .

Etape 1:

Il faut que le système puisse suivre une trajectoire donnée. Cela correspond à faire la conception d'un contrôleur de poursuite. L'erreur entre la sortie y et sa référence y^* est définie par :

$$e_1 = y^* - y = y^* - v_1 \quad (\text{IV.3})$$

La dérivée de cette erreur est :

$$\dot{e}_1 = \dot{y}^* - \dot{v}_1 = \dot{y}^* - v_2 \quad (\text{IV.4})$$

On choisit la première fonction de *Lyapunov* comme :

$$V_1 = \frac{1}{2} e^2 \quad (\text{IV.5})$$

La dérivée de cette fonction est :

$$\dot{V}_1 = e_1 \dot{e}_1 = e_1 (\dot{y}^* - \dot{x}_1) = e_1 (\dot{y}^* - v_2) \quad (\text{IV.6})$$

Pour que la première variable converge vers sa référence, il faut que la dérivée de la fonction de *Lyapunov* soit négative, pour cela on choisit :

$$\dot{y}^* - v_2 = -k_1 e_e \quad (\text{IV.7})$$

Où $k_1 > 0$, est un coefficient positif.

A partir de la relation (IV.7), on peut trouver :

$$v_2 = \dot{y}^* + k_1 e_1 \quad (\text{IV.8})$$

L'équation précédente indique la valeur que doit prendre l'état v_2 pour que la fonction de *Lyapunov* soit stable. Cependant, il est impossible d'agir directement sur l'état v_2 . La notation v_2^* sera donc utilisée pour indiquer la valeur souhaitée (de référence) de l'état. La valeur souhaitée obtenue de l'état est donnée par :

$$v_2^* = \dot{y}^* + k_1 e_1 \quad (\text{IV.9})$$

Etape 2:

Il n'est pas possible d'agir directement sur l'état v_2 , il est donc peu probable que cet état suive exactement son trajectoire, c'est pourquoi un autre terme d'erreur est introduit :

$$e_2 = v_2^* - v_2 = \dot{y}^* + k_1 e_1 - v_2 \quad (\text{IV.10})$$

Sa dérivée est alors :

$$\dot{e}_2 = \ddot{y}^* + k_1 \dot{e}_1 - \dot{v}_2 \quad (\text{IV.11})$$

A partir de (IV.4) et (IV.10), on trouve :

$$\dot{e}_1 = \dot{y}^* - v_2 = e_2 - k_1 e_1 \quad (\text{IV.12})$$

Remplaçant (IV.12) dans (IV.11), on trouve :

$$\dot{e}_2 = \ddot{y}^* + k_1 (e_2 - k_1 e_1) - \dot{v}_2 \quad (\text{IV.13})$$

La fonction de *Lyapunov*, cette fois-ci, est augmentée d'un autre terme qui vient prendre en considération l'erreur possible sur l'état v_2 . La nouvelle fonction, est donnée par :

$$V_2 = \frac{1}{2} (e_1^2 + e_2^2) \quad (\text{IV.14})$$

La dérivée de cette fonction est :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 \\ &= e_1 (e_2 - k_1 e_1) + e_2 [\ddot{y}^* + k_1 e_2 - k_1^2 e_1 - \dot{v}_2] \\ &= -k_1 e_1^2 + e_2 [e_1 (1 - k_1^2) + k_1 e_2 - \dot{v}_2 + \ddot{y}^*] \\ &= -k_1 e_1^2 + e_2 [e_1 - \dot{v}_2 + \dot{v}_2^*] \end{aligned} \quad (\text{IV.15})$$

Pour que le critère de *Lyapunov* soit respecté, il faut que l'expression entre crochets égale à $(-k_2 e_2)$, comme illustre l'équation suivante :

$$e_1 (1 - k_1^2) + k_1 e_2 - \dot{v}_2 + \dot{v}_2^* = -k_2 e_2 \quad (\text{IV.16})$$

D'où on peut choisir la seconde commande virtuelle x_3 comme :

$$v_3^* = (1 - k_1^2) e_1 + (k_1 + k_2) e_2 + \dot{v}_2^* \quad (\text{IV.17})$$

Où k_2 est un paramètre de désigne positif non nul au même titre que k_1 , cela amènerait la fonction de *Lyapunov* à prendre la forme suivante :

$$\dot{V}_2 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 \quad (\text{IV.18})$$

De cette façon la fonction V_2 respecterait en tous points les critères de *Lyapunov*. La loi de commande choisie assure que la fonction V_2 soit toujours positive, et sa dérivée \dot{V}_2 soit toujours négative, la fonction de l'erreur est alors convergée vers zéro en tous moments.

Étape i:

On prend :

$$e_i = v_i^* - v_i \quad (\text{IV.19})$$

La fonction de *Lyapunov* est définie par :

$$V_i = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^i e_j^2 \quad (\text{IV.20})$$

Et nous avons :

$$\begin{aligned} \dot{e}_{i-1} &= e_i - k_{i-1} e_{i-1} e_{i-2} \\ \dot{V}_i &= \sum_{j=1}^{i-1} k_j e_j^2 + e_i (e_{i-1} - \dot{v}_i + \dot{v}_i^*) \end{aligned} \quad (\text{IV.21})$$

La commande virtuelle est donc :

$$v_{i+1}^* = k_i e_i - e_{i-1} + \dot{v}_i^* \quad \text{avec} \quad k_i > 0 \quad (\text{IV.22})$$

Étape n: l'erreur dans cette étape est définie par :

$$e_n = v_n^* - v_n \quad \text{et} \quad V_n = \frac{1}{2} \sum_{j=2}^n e_j^2 \quad (\text{IV.23})$$

Nous avons :

$$\begin{aligned} \dot{e}_{n-1} &= e_n - k_{n-1} e_{n-1} - e_{n-2} \\ \dot{V}_n &= -\sum_{j=1}^{n-1} k_j e_j^2 + e_n (e_{n-1} - \dot{v}_n + \dot{v}_n^*) \end{aligned} \quad (\text{IV.24})$$

La commande virtuelle dans ce cas représente la commande réelle u :

$$u = \dot{v}_n^* \quad (\text{IV.25})$$

$$u = k_n e_n - e_{n-1} + \dot{v}_n^* \quad \text{avec} \quad k_n > 0,$$

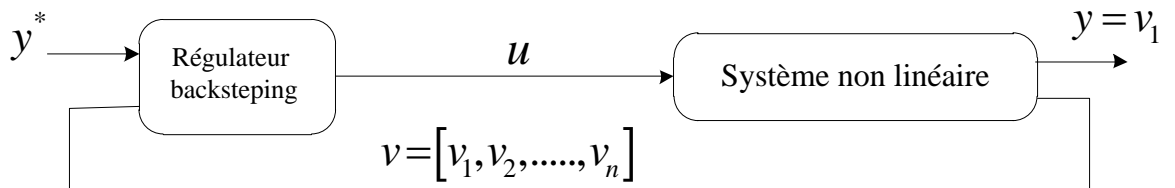


Fig.IV.1 Schéma de principe de contrôle par Backstepping.

IV.3 COMMANDE BACKSTEPPING D'UN FILTRE ACTIF PARALLELE

IV.3.1 Commande directe Backstepping dans le repère synchrone du filtre actif parallèle

La commande Backstepping prend en compte les non-linéarités dans la phase de conception de la commande et fournit des processus de conception de commande efficaces à la fois pour la régulation et le suivi des problèmes de paramètres incertains.

Dans ce travail, les lois de commande sont connues parce que les courants de référence qui stabilisent le fonctionnement du filtre actif parallèle à deux bras sont les courants i_{fd} , i_{fq} .

L'objectif du contrôle pertinent est d'obtenir de façon constructive une loi de commande qui assure la stabilité du système en boucle fermée via une fonction de Lyapunov [27].

La figure.IV.2 montre le schéma bloc de la commande Backstepping directe dans le référentiel synchrone.

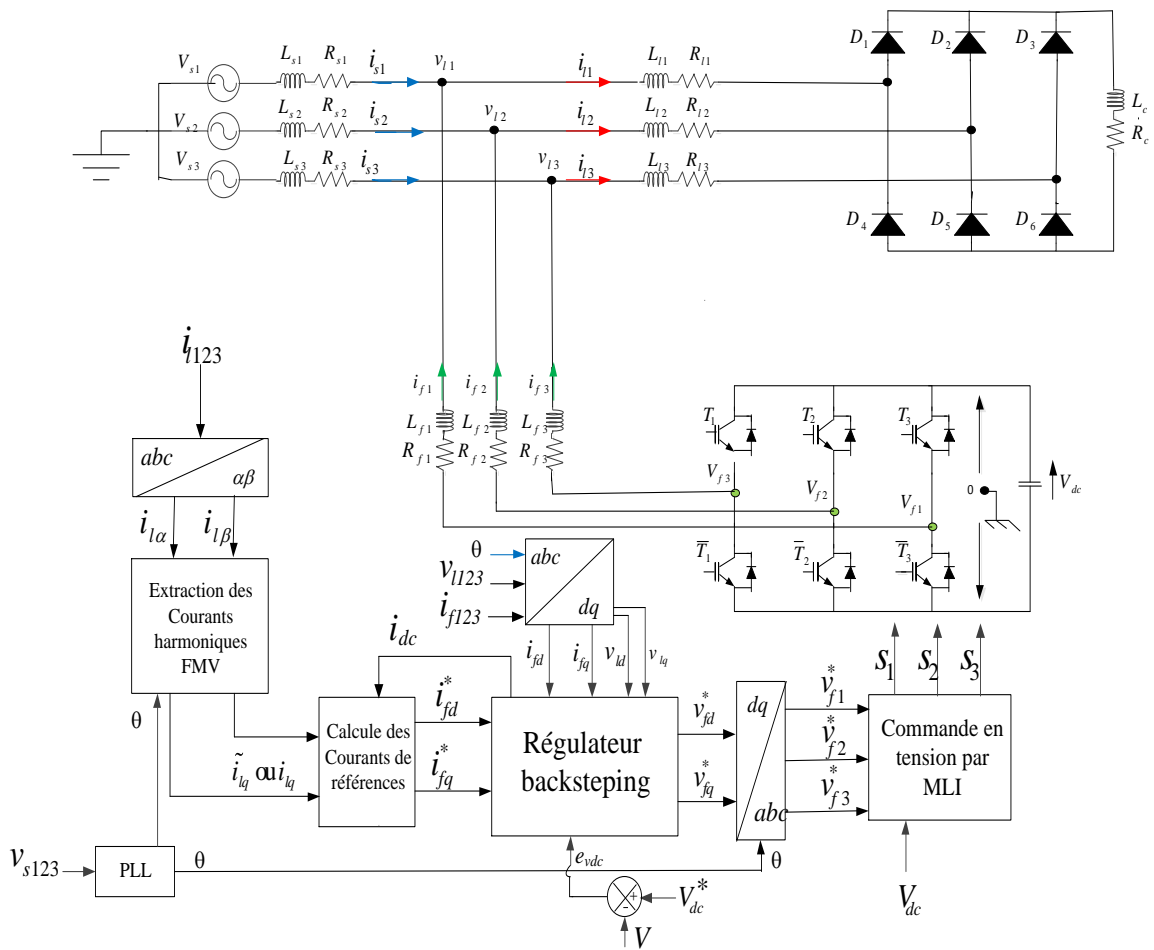


Fig.IV.2 Commande directe par Backstepping du filtre actif parallèle dans le repère synchrone.

Sous-système 1

Dans ce cas, la tension de référence v_{fd}^* et le courant direct i_{dc} sont choisis comme grandeurs de commande, tandis que le courant du filtre i_{fd} et la tension V_{dc} aux bornes du condensateur comme grandeurs de sorties.

$$\begin{cases} \frac{di_{fd}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f}i_{fd} + \omega i_{fq} + \frac{1}{L_f}v_{fd}^* - \frac{1}{L_f}v_{ld} \\ \frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{C_{dc}}i_{dc} \end{cases} \quad (\text{IV.26})$$

Le sous-système 1 correspondant aux deux grandeurs de commande, le courant direct i_{dc} et la tension de référence v_{fd}^* , et aux deux grandeurs de sorties la tension V_{dc} aux bornes du condensateur et le courant du filtre i_{fd} .

Sous-système 2

Pour la compensation de l'énergie réactive et la réduction des harmoniques, la composante du courant i_{lq} (courant de charge dans l'axe q) est utilisé directement comme du courant harmonique de référence i_{fq}^* , et considéré comme grandeur de sortie. Cependant, pour les grandeurs de commande, nous utilisons la tension de référence v_{fq}^* . Les équations qui décrivent ce sous-système sont définies par :

$$\frac{di_{fq}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f}i_{fq} - \omega i_{fd} + \frac{1}{L_f}v_{fq}^* - \frac{1}{L_f}v_{lq} \quad (\text{IV.27})$$

Le sous-système 2, qui définit le variable de commande v_{fq}^* , et la grandeur de sortie i_{fq} .

IV.3.1.1 Régulation du courant i_{fd} et de la tension continue V_{dc} (Première étape)

La figure IV.3 montre le Schéma de principe de la régulation des courants par Backstepping.

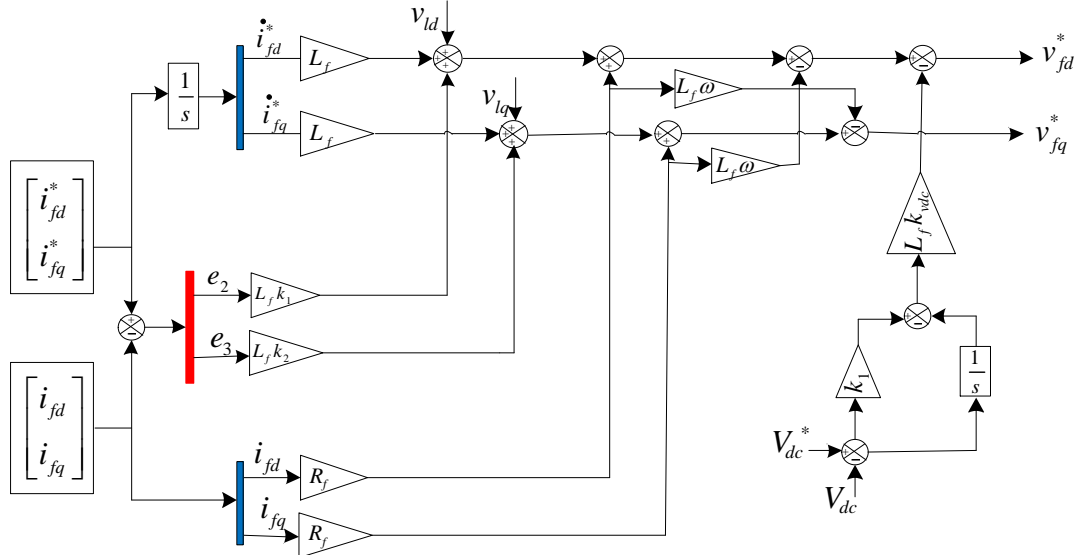


Fig.IV.3 Schéma de principe de la régulation des courants par Backstepping.

Pour la première étape ou bien le premier sous-système, nous définissons les erreurs de Backstepping e_1 et e_2 , comme ci-dessous :

$$e_{V_{dc}} = V_{dc}^* - V_{dc} \quad (\text{IV.28})$$

La dérivée de cette égalité est donnée par :

$$V_{dc} = \frac{1}{C} \int i_{dc} dt \Rightarrow \dot{V}_{dc} = \frac{1}{C} i_{dc}$$

$$\dot{e}_{V_{dc}} = \dot{V}_{dc}^* - \frac{1}{C} i_{dc} \quad (\text{IV.29})$$

$$e_d = i_{fd}^* - i_{fd} - k_{V_{dc}} e_{V_{dc}} \quad (\text{IV.30})$$

Avec $k_{V_{dc}}$ une constante positive.

La dérivée de l'erreur e_d est donnée par :

$$\dot{e}_d = \dot{i}_{fd}^* - \dot{i}_{fd} - k_{V_{dc}} \dot{e}_{V_{dc}} \quad (\text{IV.31})$$

On considère l'équation (IV.30). Pour trouver la grandeur de commande u_{fd} , on introduit la fonction de Lyapunov suivante :

$$V_{ed} = \frac{1}{2} e_d^2 \quad (\text{IV.32})$$

La dérivée temporelle de V_d est donnée par :

$$\dot{V}_{ed} = e_d \dot{e}_d \quad (\text{IV.33})$$

A partir des équations (IV.29 et IV.31), nous avons l'égalité suivante :

$$\dot{V}_{ed} = e_d (\dot{i}_{fd}^* - \dot{i}_{fd} - k_{V_{dc}} \dot{e}_{V_{dc}}) \quad (\text{IV.34})$$

$$\dot{V}_{ed} = e_d (\dot{i}_{fd}^* - \dot{i}_{fd} - k_{V_{dc}} (\dot{V}_{dc}^* - \dot{V}_{dc})) \quad (\text{IV.35})$$

Afin d'assurer la stabilité du premier sous-système (la dérivée de V_d doit être négative), et d'avoir une erreur convergente vers zéro, nous avons choisi :

$$\dot{e}_d = -k_d e_d \quad (\text{IV.36})$$

Avec k_d une constante positive.

A partir de l'équation précédente et (IV.30), nous avons l'égalité suivante :

$$\dot{i}_{fd}^* - \dot{i}_{fd} - k_{V_{dc}} (\dot{V}_{dc}^* - \dot{V}_{dc}) = -k_d e_d \quad (\text{IV.37})$$

L'équation précédente s'écrit :

$$\dot{i}_{fd}^* - \dot{i}_{fd} - k_{V_{dc}} (\dot{V}_{dc}^* - \dot{V}_{dc}) = -k_d (i_{fd}^* - i_{fd} - k_{V_{dc}} e_{V_{dc}}) \quad (\text{IV.38})$$

De ce fait, la grandeur de commande u_{dc} s'écrit :

$$u_{dc} = \dot{i}_{dc} = k_{V_{dc}} (e_{V_{dc}}) = k_{V_{dc}} (\dot{V}_{dc}^* - \dot{V}_{dc}) \quad (\text{IV.39})$$

A partir des équations (IV.38) et en remplace $\frac{di_{fd}}{dt} = \dot{i}_{fd}$ à partir du modèle mathématique du filtre, nous avons l'égalité suivante :

$$\dot{i}_{fd}^* - \left(-\frac{R_f}{L_f} i_{fd} + \omega i_{fq} + \frac{1}{L_f} v_{fd}^* - \frac{1}{L_f} v_{ld} \right) - k_{V_{dc}} (\dot{V}_{dc}^* - \dot{V}_{dc}) = -k_d (i_{fd}^* - i_{fd} - k_{V_{dc}} e_{V_{dc}}) \quad (\text{IV.40})$$

Avec $u_{fd} = v_{fd}^*$

La grandeur de commande u_{fd} s'écrit :

$$u_{fd} = v_{fd}^* = L_f k_d (i_{fd}^* - i_{fd} - k_{V_{dc}} e_{V_{dc}}) + L_f \dot{i}_{fd}^* + R_f i_{fd} - L_f \omega i_{fq} - L_f k_{V_{dc}} \dot{e}_{V_{dc}} + v_{ld} \quad (\text{IV.41})$$

L'équation précédente s'écrit :

$$u_{fd} = v_{fd}^* = L_f k_d \dot{i}_{fd}^* - L_f k_d i_{fd} - L_f k_d k_{V_{dc}} e_{V_{dc}} + L_f \dot{i}_{fd}^* + R_f i_{fd} - L_f \omega i_{fq} - L_f k_{V_{dc}} \dot{e}_{V_{dc}} + v_{ld} \quad (\text{IV.42})$$

IV.3.1.2 Régulation de courants i_{fq} (Deuxième étape)

Dans la deuxième étape et comme la précédente, nous utilisons la tension de référence v_{fq}^* comme grandeur de commande, et le courant de référence du filtre i_{fq} comme grandeur de sortie, afin de prendre en charge la compensation de l'énergie réactive et la réduction des harmoniques. Nous définissons dans cette étape l'erreur de Backstepping e_q comme ci-dessous:

$$e_q = i_{fq}^* - i_{fq} \quad (\text{IV.43})$$

La dérivée de l'erreur e_d est donnée par :

$$\dot{e}_q = \dot{i}_{fq}^* - \dot{i}_{fq} \quad (\text{IV.44})$$

On considère l'équation (IV.30). Pour trouver la grandeur de commande u_{fq} , on introduit la fonction de Lyapunov suivante :

$$V_{eq} = \frac{1}{2} e_q^2 \quad (\text{IV.45})$$

La dérivée temporelle de V_q est donnée par :

$$\dot{V}_{eq} = e_q \dot{e}_q \quad (\text{IV.46})$$

A partir des équations (IV.29 et IV.31), nous avons l'égalité suivante :

$$\dot{V}_{ed} = e_d (\dot{i}_{fd}^* - \dot{i}_{fd}) \quad (\text{IV.47})$$

Afin d'assurer la stabilité du premier sous-système (la dérivée de V_q doit être négative), et d'avoir une erreur convergente vers zéro, nous avons choisi :

$$\dot{e}_q = -k_q e_q \quad (\text{IV.48})$$

Avec k_q une constante positive.

A partir de l'équation précédente et (IV.43), nous avons l'égalité suivante :

$$\dot{i}_{fq}^* - \dot{i}_{fq} = -k_q e_q \quad (\text{IV.49})$$

L'équation précédente s'écrit :

$$\dot{i}_{fq}^* - \dot{i}_{fq} = -k_q (i_{fq}^* - i_{fq}) \quad (\text{IV.50})$$

A partir des équations (IV.29 et IV.50) et en remplace $\frac{di_{fq}}{dt} = \dot{i}_{fq}$ à partir du modèle mathématique du filtre, nous avons l'égalité suivante :

$$\dot{i}_{fq}^* - \left(-\frac{R_f}{L_f} i_{fq} - \omega i_{fq} + \frac{1}{L_f} v_{fq}^* - \frac{1}{L_f} v_{lq} \right) = -k_q (i_{fq}^* - i_{fq}) \quad (\text{IV.51})$$

Avec $u_{fd} = v_{fd}^*$

La grandeur de commande u_{fd} s'écrit :

$$u_{fq} = v_{fq}^* = L_f k_q (i_{fq}^* - i_{fq}) + L_f \dot{i}_{fq}^* + R_f i_{fq} + L_f \omega i_{fd} + v_{lq} \quad (\text{IV.52})$$

L'équation précédente s'écrit :

$$u_{fq} = v_{fq}^* = L_f k_q \dot{i}_{fq}^* - L_f k_q i_{fq} + L_f \dot{i}_{fq}^* + R_f i_{fq} + L_f \omega i_{fd} + v_{lq} \quad (\text{IV.53})$$

La loi de commande résultante $u_{fdq} = v_{fdq}^*$ est conçue pour rendre définie négative la dérivée des fonctions de Lyapunov, et assurer ainsi la convergence des références désirées $i_f \approx i_f^*$ et $V_{dc} \approx V_{dc}^*$. Ce qui donne finalement :

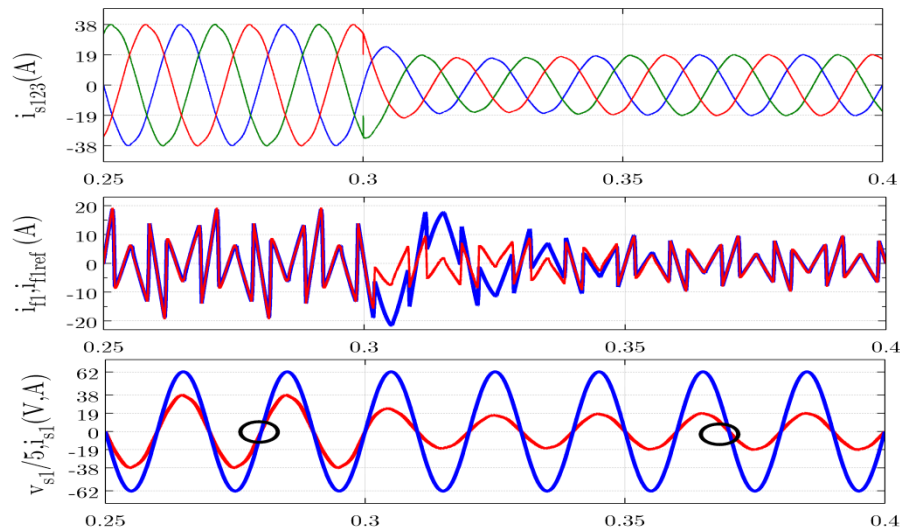
$$\begin{cases} v_{fd}^* = L_f k_d \dot{i}_{fd}^* - L_f k_d i_{fd} - L_f k_d k_{V_{dc}} e_{V_{dc}} + L_f \dot{i}_{fd}^* + R_f i_{fd} - L_f \omega i_{fq} - L_f k_{V_{dc}} \dot{e}_{V_{dc}} + v_{ld} \\ v_{fq}^* = L_f k_q \dot{i}_{fq}^* - L_f k_q i_{fq} + L_f \dot{i}_{fq}^* + R_f i_{fq} + L_f \omega i_{fd} + v_{lq} \end{cases} \quad (\text{IV.54})$$

$$\begin{cases} v_{fd}^* = L_f k_d e_d - L_f k_d k_{V_{dc}} e_{V_{dc}} + L_f \dot{i}_{fd}^* + R_f i_{fd} - L_f \omega i_{fq} - L_f k_{V_{dc}} \dot{e}_{V_{dc}} + v_{ld} \\ v_{fq}^* = L_f k_q e_q + L_f \dot{i}_{fq}^* + R_f i_{fq} + L_f \omega i_{fd} + v_{lq} \end{cases} \quad (\text{IV.55})$$

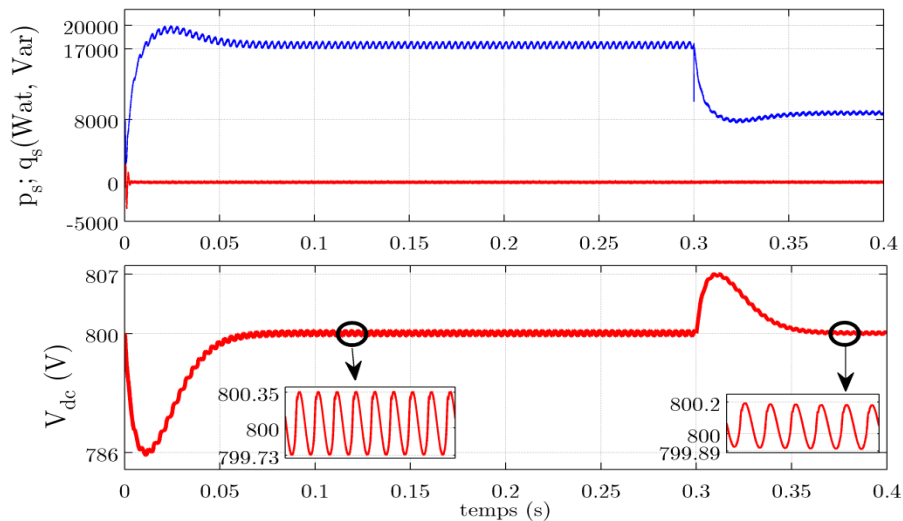
IV.3.1.3 Résultats de simulation

Dans cette partie, on se propose de présenter les résultats de simulation du fonctionnement du filtre actif parallèle, connecté en parallèle avec un réseau triphasé, avec deux cas de la charge non-linéaire équilibré et déséquilibré (variation de la charge). Ceci sera réalisé pour la commande par direct Backstepping basée sur la méthode de génération des signaux de références SRF dans le repère tournant, et la technique de génération des signaux de commande de l'onduleur MLI.

La figure IV.4 montre le schéma bloc de la commande par mode glissant.

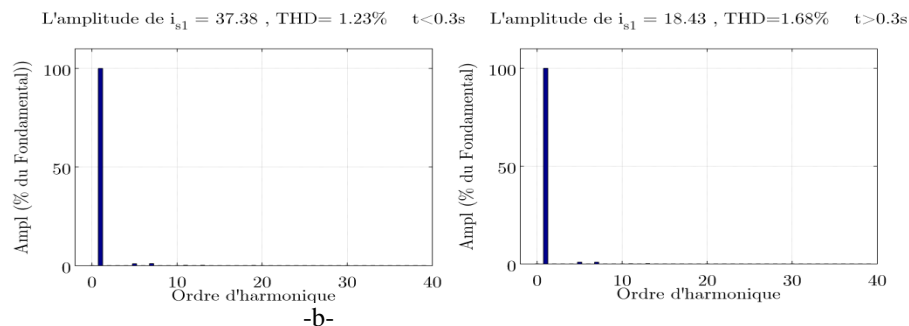


(a) Courants de source, courants du filtre actif et son référence, et tension source de la 1^{ère} phase et le courant correspondant.



(b) Allures des puissances instantanées p, q et tension V_{dc} aux bornes du condensateur.

Fig. III.4 Résultats de simulation Commande directe par Backstepping avant et après la variation de la charge.



-a-

-b-

Fig. III.5 Spectres d'harmoniques des courants de source: a) Avant la variation de la charge b) Après la variation de la charge.

Les résultats des simulations montrent l'efficacité de la commande directe en tension par Backstepping du le filtre actif parallèle pour la compensation des harmonique et de l'énergie réactive avant et après la variation de la charge non-linéaire.

Les formes des courants de source sont sinusoïdales avant et après la variation de la charge et en phase avec les tensions correspondantes (compensation de la puissance réactive, $F_p=1$).

Le courant i_{f1} suit sa référence i_{f1ref} avec une erreur nulle et la tension aux bornes du condensateur suit précisément sa référence avec un temps de réponse de 0.05s après un transitoire réduit et de 14 V et un dépassement nul lors de l'enclenchement du filtre. Lors de la variation de la charge, cette tension à un transitoire qui se rétablit rapidement et les ondulations sont moindres que dans le cas de la commande linéaire par PI.

La puissance active instantanée de source est constante avec une augmentation lors de la variation de la charge. La puissance réactive q est presque nulle, ce qui signifie également que la source a un facteur de puissance presque unitaire, avant et après la variation de la charge.

Le taux de distorsion harmonique THD du courant de source est très réduit et de l'ordre de 1.23% et augmente légèrement à 1.68% après la variation des charges (figure IV.5-a et b).

IV.4 CONCLUSION

Ce chapitre a mis en évidence l'efficacité des techniques de commandes non-linéaires dont l'objectif est d'une part, de faire linéariser le modèle mathématique du filtre actif parallèle, et d'autre part, d'améliorer leurs performances (*robustesse*, stabilisation, poursuite de trajectoire, temps de réponse, rejet de perturbations, écoulement bidirectionnel de la puissance, facteur de puissance unitaire et taux d'harmoniques réduits dans le réseau électrique).

Dans un premier temps, nous avons appliqué la commande Backstepping de structures de commande du filtre direct pour le réglage des courants harmoniques et de la tension aux bornes du condensateur du filtre actif parallèle.

Les résultats obtenus sont concluants tant du point de vue des performances que de la robustesse. Pour les problèmes du filtre actif, l'étude comparative entre les deux techniques montre un léger avantage de la commande par Backstepping par rapport au PI.

CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

L'expansion de l'emploi dans l'industrie des charges non-linéaires à base de l'électronique de puissance durant les dernières années a significativement contribué à la propagation des courants harmoniques dans les systèmes de distribution de l'énergie électrique, ainsi à une grande consommation de l'énergie réactive. La circulation de ces courants harmoniques va également provoquer des perturbations harmoniques et déséquilibre des tensions du réseau électrique. Les tensions déformées résultantes ont des effets néfastes sur les équipements de puissance, les dispositifs de commande et de surveillance, les circuits de protection et sur les charges sensibles aux harmoniques. De ce fait, les distributeurs de l'énergie électrique se voient donc obligés d'imposer des normes et de se protéger contre ces perturbations. Des normes sur les harmoniques ont été proposées par la commission internationale d'électrotechnique IEC61000, et par les recommandations IEEE Std. 519-1992.

Pour faire face au phénomène des perturbations harmoniques, plusieurs solutions ont été proposées. Ces solutions sont basées sur des redresseurs à diodes monophasés et triphasés à structures spéciales, des redresseurs à MLI, des filtres passifs et des filtres actifs.

Les travaux concernant ces solutions montrent que les filtres actifs parallèles représentent une solution efficace pour la compensation des harmoniques engendrés par les courants harmoniques et l'énergie réactive.

Sur la base de ce constat, nous avons présenté, dans un premier chapitre, la problématique des perturbations ou distorsions harmoniques générées par les charges non linéaires connectées aux réseaux électriques. L'augmentation régulière du nombre de dispositifs d'électronique de puissance utilisés dans les systèmes électriques ne fait qu'accroître ces perturbations. En outre, les origines et les effets néfastes de ces perturbations ont été abordés et les normes en vigueur ont été présentées. Ces normes, notamment imposées aux distributeurs d'énergie, autorisent cependant la génération d'harmoniques dans certaines limites. En outre, le respect de ces normes motive l'étude et le développement de méthodes efficaces pour dépolluer les réseaux électriques, comme par exemple les dispositifs de filtrage actif, objets de ce manuscrit. Nous avons alors présenté, de manière générale, les solutions traditionnelles et modernes utilisées en filtrage: filtres passifs, filtres actifs ou bien encore la combinaison des deux.

Le deuxième et le troisième chapitre ont été consacrés à l'étude des différentes stratégies destinées à la commande du filtre actif parallèle. Les performances du filtre actif dépendent non seulement du dimensionnement des circuits de puissance, mais aussi du type de commande utilisée pour le contrôle de ses courants. L'extraction des courants harmoniques a été principalement basée sur les deux méthodes: la méthode des puissances active et réactive instantanées et la méthode du repère synchrone.

Ensuite, deux stratégies de modulation de l'onduleur de tension à deux niveaux. Tels que

la commande en courant par hystérésis et la commande en tension MLI sinusoïdale. La commande par hystérésis est robuste et simple à mettre en œuvre, mais sa fréquence de commutation est variable et incontrôlable. Ce qui ne peut être supporté par les éléments d'électronique de puissance constituant le filtre actif. Par contre, la commande par MLI sinusoïdale améliore les résultats du filtrage tout en conservant l'avantage d'une fréquence de commutation fixe, ce qui simplifie le filtrage des harmoniques dus aux découpages.

Deux structures de commande du filtre actif parallèle ont été présentées au cours de ce mémoire. La première dite directe permet de réguler les courants du filtre actif alors que, la deuxième structure est indirecte permettant la régulation des courants du réseau sans tenir en compte des courants côté filtre actif.

Des régulateurs de type PI dans les repères synchrone et stationnaire ont été étudiés. Du fait de sa structure simple, le PI est largement utilisé dans la commande du filtre actif. Les résultats de simulation montrent qu'il offre des performances satisfaisantes.

Le quatrième chapitre a été consacré à l'étude de la commande par Backstepping. Cette technique de commande a prouvé son efficacité dans la commande du filtre actif parallèle en offrant de bons résultats du THD du courant côté source et de la compensation de l'énergie réactive. Les résultats de simulation ont montré l'aptitude de cette technique de réaliser des performances remarquables dans l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique.

Enfin, plusieurs perspectives peuvent être évoquées autour de ce travail on peut citer principalement :

- Réalisation des filtres actifs parallèles multi-bras et multi-niveau ;
- Utilisation des techniques de commandes intelligentes et non-linéaires adaptatives
- Utilisation des méthodes modernes d'extraction des harmoniques telles que le filtre de kalman et les réseaux de neurones, méthode des Ondelettes ;
- Implémentation pratique des algorithmes de commande

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] S. Othman «Modélisation et Commande à base d'une représentation par Réseau de Pétri d'un Filtre Actif Parallèle avec un Onduleur Multicellulaire Série ». Thèse de Doctorat, École Nationale Supérieure de l'Electronique et de ses Applications Cergy, France, 2021.
- [2] A. H. Nohra « Commande de Filtres Actifs Parallèles sur un Réseau Fortement Perturbé » Thèse de Doctorat, Université de Toulouse, 2017.
- [3] D, Mostafa. Harmonic currents suppression based on three-phase four-wire shunt active power filter. Granada: Universidad de Granada, 2021.
- [4] A. Boussaid «Contribution à l'amélioration des performances d'un filtre actif parallèle de puissance par l'utilisation d'un convertisseur multicellulaire». Thèse de Doctorat, Université Ferhat Abbas - Setif1, 2021.
- [5] A. Chebabhi «Contribution à la dépollution harmonique et à la compensation de l'énergie réactive par l'étude et la commande avancée de filtres actifs parallèles » Thèse de Doctorat en Sciences, Université Djillali Liabes de Sidi-Bel-Abbes, 2015.
- [6] M-C. Benhabib «Contribution à l'étude des différentes topologies et commandes des filtres actifs parallèles à structure tension, modélisation, simulation et validation expérimentale de la commande ». Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-France, 2004.
- [7] A. H. Nohra « Commande de Filtres Actifs Parallèles sur un Réseau Fortement Perturbé » Thèse de Doctorat, Université de Toulouse, 2017.
- [8] A. Chebabhi, M.K. Fellah «Stratégies de commande des filtres actifs», Mémoire de Magister, Electronique de puissance, Université Djillali Liabes de Sidi-Bel-Abbes, (Algérie) 2011.
- [9] M. M. Abdusalam «Structures et stratégies de commande des filtres actifs parallèle et hybride avec validations expérimentales», Thèse de Doctorat, Univ. H. Poincaré, Nancy-I, Mai 2008.
- [10] H. Salem « Commande d'un Filtre actif parallèle à quatre bras par des techniques avancées » Mémoire de Magister, Université Mohamed Khider – Biskra, 2015.
- [11] M. A. E. Alali, «Contribution à l'Etude des Compensateurs Actifs des Réseaux Electriques Basse Tension», Thèse de Doctorat de l'Université Louis Pasteur, Strasbourg I, 2002.
- [12] Y. Abdelli « Etude et commande de convertisseurs statiques multifonctions en vue de l'amélioration de la qualité de l'énergieélectrique », Thèse de Doctorat, Université de Nantes, 22 Juin 2005.
- [13] E. Galou, R. Hamani « Contribution à La Commande d'un filtre actif parallèle » Mémoire de Master, Université Abderrahmane MIRA- BEJAIA, 2017.
- [14] S. Hebaibia, L. Dakhli « Modélisation et Simulation d'un Filtre Actif Parallèle à sept Niveaux » Université de M'sila

- à Commande MLI » Mémoire de Master,, Université Larbi Tebessi – Tebessa, 2017.
- [15] A-L-H. Bermeo, «Commandes avancées des systèmes dédiés à l'amélioration de la qualité de l'énergie : de la basse tension à la montée en tension», Thèse de Doctorat, Institut National polytechnique de Grenoble, Novembre, 2006.
- [16] A. Chaoui « Filtrage Actif Triphasé pour Charges Non-linéaires», Thèse de Doctorat en sciences, Université Ferhat Abbas –Setif, 2010.
- [17] S. Chennai « Etude, Modélisation & Commande des Filtres Actifs : Apport des Techniques de l'Intelligence Artificielle », Thèse de doctorat en sciences, Université Mohamed Khider – Biskra, 2013.
- [18] F. Defay « Commande Prédictive Directe d'un Convertisseur Multicellulaire Triphasé Pour Une Application de Filtrage Actif », Thèse de doctorat de l'université de Toulouse, 2008.
- [19] M-S. Khor «Amélioration de la qualité de l'énergie à l'aide de compensateurs actifs : série, parallèle ou conditionneurs unifiés de réseaux électriques», Thèse de doctorat de l'école Polytechnique de l'université de Nantes, Nantes, 2006.
- [20] M. Kmail, «Investigation of shunt active power filter for power quality improvement », These de Doctorat, Université de NEAR EAST, 2012.
- [21] F. Mekri, «Commande robuste des conditionneurs Actifs de puissances», Thèse de doctorat, Université des sciences et de la technologie d'Oran. Algérie, 2007.
- [22] Dj. O. Abdeslam «Techniques neuromimétiques pour la commande dans les systèmes électriques: Application au filtrage actif parallèle dans les réseaux électriques basse tension». Thèse de doctorat de l'Ecole Doctorale Pluridisciplinaire Jean-Henri LAMBERT, 2005.
- [23] N-K.Nguyen « Approche neuromimétique pour l'identification et la commande des systèmes électriques : application au filtrage actif et aux actionneurs synchrones » Thèse de Doctorat, Université de Haute-Alsace, 2010.
- [24] M-L. Guessas « Backstepping adaptatif pour le contrôle la poursuite et la synchronisation des systèmes dynamiques non linéaires chaotiques », Thèse de Doctorat en sciences Université Ferhat ABBAS – Sétif, 2012.
- [25] A. Boucheta « Synthèse et optimisation des contrôleurs par Backstepping pour la commande du moteur à induction linéaire», Thèse de Doctorat en Sciences, Université Djillali Liabes de Sidi Bel Abbas, 2011.
- [26] M-A. Hamida, M. Ezzat, A. Glumineau, J-D. Leon, R. Boisliveau « Commande par Backstepping avec action intégrale pour la MSAP : Tests expérimentaux», Conférence Internationale Francophone d'Automatique (CIFA2012), Grenoble, France. 4-6 Juillet 2012.
- [27] A. Chebabhi, M-K Fellah, A. Kessal, M-F Benkhoris «Comparative Study of reference currents and DC bus voltage Control for Three Phase Four Wire Four Leg shunt active power

filter to Compensate Harmonics and Reactive Power with 3D SVM» ISA Transactions
02/2015; DOI:10.1016/j.isatra.2015.

Résumé

Aujourd'hui la qualité de l'énergie électrique est devenue un problème majeur. L'énergie produite par les alternateurs subit des distorsions dues aux indépendances des lignes et aux courants prélevés par les charges non linéaires. Celles-ci, composées essentiellement de convertisseurs d'électronique de puissance, absorbent des courants non sinusoïdaux et se comportent comme des générateurs de courants harmoniques. En traversant l'impédance de ligne, ces courants harmoniques entraînent des tensions harmoniques au point de raccordement.

Le filtre actif parallèle est un convertisseur qui représente une solution moderne et dont les caractéristiques lui permettent de compenser les perturbations de courant comme les harmoniques, la puissance réactive, et de contrôler le facteur de puissance. Il est connecté en parallèle avec les charges productrices des harmoniques.

L'objectif de notre travail est l'étude du filtre actif parallèle et les différentes méthodes utilisées dans sa commande. La commande du filtre actif parallèle s'appuie sur deux axes distincts: l'un concerne l'identification des courants harmoniques et l'autre s'intéresse au contrôle des courants injectés dans le réseau par le filtre actif. Il existe plusieurs méthodes d'identification des courants harmoniques tels que la méthode des puissances instantanées, la méthode de détection synchrone et la méthode basée sur un filtre multi-variables.

Différentes stratégies de modulation de l'onduleur du filtre actif telle que la commande par hystérésis et la commande par MLI sinusoïdal et par sont associées avec les méthodes linéaires de commande pour donner naissance aux structures classiques du filtrage.

Afin d'améliorer les performances de ces structures, la commande par Backstepping est introduit. Cette technique à prouver leur efficacité en termes de diminution du taux de distorsion harmonique.

Mots Clés :

Filtre actif parallèle, harmoniques, puissance réactive, commande direct ,pq, SRF, FPB, FMV, hystérésis, MLI, PI, Backstepping.

الملخص

أصبحت اليوم نوعية الطاقة الكهربائية مشكلة كبيرة. الطاقة التي تنتجها المولدات تخضع للتشوهات بسبب استقلالية الخطوط والتيارات التي تتخذها المحولات الغير الخطية. هذه تتألف أساساً من محولات الطاقة الإلكترونية ، تمتص التيارات الغير جيئية وتتصرف كمولدات التيار التوافقي. من خلال عبور ممانعة النواقل، فإن هذه التيارات التوافقية تسبب جهداً توافقياً في نقطة الربط.

المرشح النشط المتوازي هو محول يمثل حلاً حديثاً وتسمح خصائصه بتعويض الاضطرابات الحالية مثل التوافقيات والقوة التفاعلية والتحكم في عامل القدرة. يتم توصيله بالتوازي مع توليد الأحمال من التوافقيات.

الهدف من عملنا هو دراسة المرشح النشط الموازي والطرق المختلفة المستخدمة في ترتيبه. حيث يعتمد التحكم في المرشح النشط الموازي على محورين مختلفين: أحدهما يتعلق بتحديد التيارات التوافقية والآخر يتعلق بالتحكم في التيارات المحقونة في الشبكة بواسطة المرشح النشط. هناك عدة طرق لتحديد التيارات التوافقية مثل طريقة الطاقة الآنية، وطريقة الكشف المتزامن والطريقة المبنية على مرشح متعدد المتغيرات.

ترتبط استراتيجيات التشكيل المختلفة لعاكس المرشح النشط مثل التحكم في التخلف والتحكم في تعديل عرض النبض الجيبي بطرق التحكم الخطية لإحداث تراكيب ترشيح تقليدية.

لتحسين أداء هذه الهياكل ، يتم تقديم الأمر عن طريق الباكستيبينغ Backstepping. أثبتت هذه التقنية كفاءتها من حيث الحد من معدل التشويه التوافقي.

الكلمات المفتاحية:

المرشح النشط المتوازي، التوافقي، التحكم المباشر، مرشح متعدد المتغيرات، الباكستيبينغ Backstepping