



UNIVERSITE DJILLALI LIABES DE SIDI-BEL-ABBES
Faculté Génie électrique
Département d'Electrotechnique

Thèse de doctorat présentée par :

DOURARI Ahmed Lamine

Pour l'obtention du diplôme de :

DOCTEUR en Electrotechnique

Option : électronique de puissance

Intitulé de la Thèse :

***Identification et réduction de la pollution harmonique
dans les réseaux électriques.
Cas particulier des réseaux comportant des liaisons HVDC***

Composition du jury :

Président	ZIDI Sid-Ahmed	Professeur	U. Sidi Bel-Abbès
Directeur de thèse	FELLAH Mohammed-Karim	Professeur	U. Sidi Bel-Abbès
Examineur	MEZOUAR Abdelkader	Professeur	U. Saïda
Examineur	MILOUD Yahia	Professeur	U. Saïda
Invité	KHATIR Mohamed	Professeur	U. Sidi Bel-Abbès

Soutenue le : 29 / 09 / 2021

REMERCIEMENTS

On remercie Dieu, tout puissant de nous avoir donné le courage et la capacité d'arriver à ce stade du savoir et de présenter ce modeste travail.

Je voudrais tout d'abord exprimer ma profonde gratitude envers le Pr **FELLAH Mohammed-Karim**, qui a dirigé ce travail, pour m'avoir consacré beaucoup de son temps et de son énergie, avec une grande générosité, tant scientifique qu'humaine. Je suis très heureux qu'il ait accepté de diriger ce travail.

Mes vifs remerciements vont au Pr. **ZIDI Sid-Ahmed**, Professeur à l'université de Sidi Bel-Abbès qui m'a fait l'honneur de présider ce jury.

J'adresse mes remerciements aux membres du jury qui ont accepté d'examiner cette thèse en lui accordant de l'intérêt, en l'occurrence :

Pr. MEZOUAR Abdelkader, Professeur à l'Université de Saïda,

Pr. MILOUD Yahia, Professeur à l'Université de Saïda.

Je n'oublie pas à remercier fortement, **Pr. KHATIR Mohamed** Professeur à l'Université de Sidi Bel-Abbès, pour m'avoir fait l'honneur d'accepter d'être membre invité du jury.

Je tiens à remercier également **Dr. CHEBABHI Ali**, Maître de conférences de l'université de Université Mohamed Boudiaf de M'sila de m'avoir orienté dans mon travail.

Je remercie également tous les enseignants du département d'électrotechnique de l'Université de Sidi Bel-Abbès qui ont participé à ma formation pendant toute la période de graduation.

Table des matières

<i>INTRODUCTION GENERALE</i>	01
Chapitre I : Transport d'énergie électrique en Courant Continu à Haute Tension (CCHT)	
I.1. INTRODUCTION	04
I.2. APERÇU HISTORIQUE D'UN SYSTEME DE TRANSPORT EN COURANT CONTINU (CCHT).....	04
I.3. AVANTAGES TECHNIQUES	05
I.4. ASPECTS ECONOMIQUES.....	06
I.5. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT D'UN SYSTEME DE TRANSPORT CCHT	07
I.6. COMPOSANTES D'UNE LIAISON CCHT	08
I.6.1 Transformateurs de conversion	08
I.6.2 Convertisseurs (redresseurs et onduleurs)	09
I.6.3 Réactances de lissage	09
I.6.4 Liaison de communication	09
I.6.5 Electrodes de mise à la terre	10
I.6.6 Filtres C.A	10
I.6.7 Filtres C.C	10
I.7. DIFFERENTES CONFIGURATIONS DE TRANSPORT EN CCHT.....	11
I.8. INCONVENIENTS DU TRANSPORT EN CCHT	12
I.8.1 Coût élevé des stations de conversion.....	12
I.8.2 Coupure du courant continu	13
I.8.3 Consommation de puissance réactive	13
I.8.4 Difficulté de transformation de la tension.....	13
I.8.5 Dégradation de la qualité de l'énergie électrique	13
I.9. CONCLUSION	14

Chapitre II : Perturbations dans les réseaux électriques

II.1 INTRODUCTION	15
II.2 QUALITE D'ENERGIE	15
II.3 DEGRADATION DE LA QUALITE DE LA TENSION	16
II.3.1 Variation ou fluctuation de la fréquence	16
II.3.2 Fluctuation de tension (flicker)	17
II.3.3 Creux de tension	18
II.3.4 Interruption courte ou coupure brève	19
II.3.5 Bosses de tension	19
II.3.6 Chutes de tension	20
II.3.7 Tension et/ou courant transitoire	21
II.3.8 Déséquilibre de tension	22
II.4 PERTURBATIONS HARMONIQUES DANS LES RESEAUX ELECTRIQUES	23
II.4.1 Principales origines des harmoniques et inter-harmoniques	23
II.4.2 Caractérisation des harmoniques	24
II.4.2.1 Taux de distorsion harmonique THD (Total Harmonic Distorsion)	24
II.4.2.2 Facteur de puissance	25
II.4.3 harmoniques et Qualité de l'électricité dans les systèmes CCHT.....	25
II.4.4 Effets des harmoniques sur le réseau électrique	28
II.4.3.1 Aspect économique	29
II.4.3.2 Effets instantanés	29
II.4.3.3 Effets à terme	29
II.5 SOLUTIONS POUR AMELIORER LA QUALITE DE L'ENERGIE DANS LES SYSTEMES CCHT.....	31
II.5.1 Dépollution des Harmoniques	31

II.5.1.1 Solutions traditionnelles	31
a) Redresseur dodécaphasé	31
g). Les filtres passifs	32
II.5.1.2 Solutions modernes	33
a) Redresseurs à MLI	33
b) Les filtres actifs	33
II.6 COMPARAISON DES DIFFERENTS TYPES DE PERTURBATIONS	34
II.7 CONCLUSION	34

Chapitre III : Utilisation des filtres passifs dans les systèmes CCHT

III.1 INTRODUCTION	36
III.2 CLASSIFICATION DES FILTRES PASSIFS	36
III.2.1 Filtre passif parallèle	37
III.2.1.1 Types de filtres parallèles	37
III.3 COUT DU FILTRE PASSIF	40
III.4 UTILISATION D'UN CONVERTISSEUR A DEUX PONTS (12 IMPULSIONS)	40
III.4.1 Harmoniques de courant.....	41
III.5 UTILISATION DES FILTRES PASSIFS EN CCCHT	43
III.6 SYSTEME ETUDIE	44
III.7 SIMULATION	45
III.7.1 Sans filtrage	46
III.7.2 Filtrage passif	48
III.8 Conclusion	51

Chapitre IV: Filtres actifs et stratégies de leur contrôle

IV.1 INTRODUCTION	52
IV.2. FILTRES ACTIFS	53

IV.2.1 Filtre actif série	53
IV.2.2 Filtre actif parallèle	53
IV.2.3 Combinaison parallèle-série actif (UPQC)	55
IV.2.4 Filtre hybride	55
IV.2.4.1 Filtre actif série avec des filtres passifs parallèles	56
IV.2.4.2 Filtre actif série connecté en série avec des filtres passifs parallèles	56
IV.2.4.3 Filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle	57
IV.3 MODELISATION DU FILTRE ACTIF PARALLELE A STRUCTURE TENSION	57
IV.3.1 Modèle mathématique du filtre actif parallèle dans tous les repères	61
IV.4 STRATEGIE DE COMMANDE D'UN FILTRE ACTIF	63
IV.4.1 Théorie de la puissance instantanée (p-q)	64
IV.4.1.1 Algorithme d'identification	67
IV.4.1.2 Régulation de la tension continue	68
IV.4.2 Théorie du référentiel synchrone (dq)	70
IV.4.3 Contrôle des courants du filtre actif	73
a- Commande hystérésis	73
b- Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI)	74
IV.5 SYSTEME ETUDIE	76
IV.5.1 résultats de simulation	79
IV.6 ETUDE COMPARATIVES	84
IV.7 CONCLUSION	84

Chapitre V : Filtre Actif Parallèle à Base d'Onduleurs Trois Niveaux

V.1 INTRODUCTION	85
V.2 ONDULEURS MULTI-NIVEAUX	86
V.2. 1 Topologies des Onduleurs Multi-Niveaux	86
V.2.1.1 Topologie basée sur la mise en cascade d'onduleurs 2-niveaux	86
V.2.1.2 Topologie multicellulaire où à cellules imbriquées	86
V.2.1.3 Topologie NPC (Neutral Point Clamped)	86

V.2.2 Avantages des Onduleurs Multi-Niveaux	87
V.2.2.1 Les Avantages technologiques	87
V.2.2.2 Les Avantages fonctionnelles pour le convertisseur	87
V.2.2.3 Les Avantages fonctionnelles pour les machines tournantes	87
V.3 ONDULEUR DE TENSION TROIS NIVEAUX N.P.C (Neutral Point Clamped)	87
V.3.1 Structure de l'onduleur à Trois Niveaux N.P.C	88
V.3.2 Fonctionnement et Configuration d'un Bras d'Onduleur à deux Niveaux	89
V.3.3 Algorithme de Commande de l'Onduleur Trois Niveaux	92
V. 4 SYSTEME ETUDIE SOUS MATLAB/SIMULINK	93
V. 4.1. Commande du FAP Trois Niveaux du convertisseur a six pulsations	93
V. 4.1.1 Sans filtrage	94
IV. 4.1.2 Après filtrage	96
V.4.2 Commande du FAP Trois Niveaux du convertisseur à douze pulsations.....	105
V. 4.2.1 Sans filtrage	106
V. 4.2.2 Après filtrage	109
V.5 ETUDE COMPARATIVES	118
V.5.1. Commande du FAP Trois Niveaux sans et avec une charge à douze pulsations	118
V.5.2 Commande du FAP Deux et Trois Niveaux avec une charge à douze pulsations.....	119
V. 5 CONCLUSION	120

Chapitre VI :Théorie de la Commande par Mode de Glissement

VI.1 INTRODUCTION	122
VI.2 SYSTEME A STRUCTURE VARIABLE	123
VI.3 PRINCIPE DE LA COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT	123
VI.3.1 Bases Mathématiques de la Commande	123
VI. 3.2 Exemple de Synthèse d'une Commande à Structure Variable	127
VI.3.3 Démonstration du Mode de Glissement	128
VI. 3.4 La Commande équivalente	132
VI.4 LA COMMANDE DISCONTINUE DE BASE	133

VI.4.1. Commande Signe	133
VI.4.2 Commande avec un Seul Seuil	134
VI.4.3. Commande Adoucie	135
VI.4.4 Commande Continue avec Composante Intégrale	136
VI.5 CONCLUSION	137

Chapitre VII : Application des filtres actifs commandés par mode glissant dans les systèmes CCHT CIGRE

VII.1 INTRODUCTION	138
VII.2. MODELE DE CIGRE D'UNE LIAISON CCHT	138
VII.3 COMMANDE PAR MODE GLISSANT D'UN FILTRE ACTIF PARALLELE	139
VII.3.1 Commande par mode glissant dans le système CCHT	139
VII.3.1.1 Synthèse des régulateurs	142
VII.3.1.1.1 Régulation des courants du filtre i_{jd} et i_{jq}	143
VII.3.1.1.2 Régulateur de la tension continue V_{dc}	144
VII.4 RESULTATS DE SIMULATION	145
VII.4.1 Mise en service du FAP avec la commande du mode glissant	145
VII.4.2 Variation de la charge	150
VII.4.3 Variation de la tension du réseau	154
VII.6. CONCLUSION	158
Conclusion générale	159
Annexe	161
Bibliographie	168

Liste des symboles

CA	:	Courant alternatif
$CAHT$:	Courant alternatif haute tension
$CCHT$:	Courant continu haute tension
I_d	:	Courant continu
I_{dr}	:	Consigne de courant du redresseur
I_{don}	:	Consigne de courant de l'onduleur
ΔI_d	:	Marge de courant
PCA	:	Puissance active alternative
P_d	:	Puissance continue
QC	:	Puissance réactive
SCR	:	Rapport de court-circuit
SVC	:	Compensateur statique
SCC	:	Puissance de court-circuit
V_d	:	Tension continue
$VDCOL$:	Ordre de limitation de courant dépendant de la tension
VSC	:	Convertisseur source de tension
ΔV_d	:	Marge de tension
ZS	:	Impédance de réseau
α	:	Angle d'allumage (amorçage)
β	:	Angle d'avance (pour l'onduleur)
γ	:	Angle d'extinction (garde)
μ	:	Angle d'empiètement (commutation)
t	:	Temps.
T_{com}	:	Temps de commutation.
f_{com}	:	Fréquence de commutation.
f_s	:	Fréquence fondamentale du réseau.
f_e	:	Fréquence d'échantillonnage.
f_c	:	Fréquence de coupure du filtre d'extraction des harmoniques.
f_{cdc}	:	Fréquence de coupure du régulateur de la tension continue.
f_{ci}	:	Fréquence de coupure du régulateur des courants du filtre.
v_{s123}	:	Tensions du réseau électrique.
v_{c123}	:	Tensions du réseau électrique au point de raccordement du filtre actif.
$v_{c\alpha\beta}$:	Tensions du réseau électrique au point de raccordement du filtre actif dans le repère stationnaire.
v_{cdq}	:	Tensions du réseau électrique au point de raccordement du filtre actif dans le repère synchrone.
\hat{v}_{c123}	:	Tensions estimées du réseau électrique au point de raccordement du filtre actif.
$\hat{v}_{c\alpha\beta}$:	Tensions estimées du réseau électrique au point de raccordement du filtre actif dans le repère stationnaire.
\hat{v}_{cdq}	:	Tensions estimées du réseau électrique au point de raccordement du filtre actif dans le repère synchrone.
i_{c123}	:	Courants du réseau électrique.
$i_{c\alpha\beta}$:	Courants du réseau électrique dans le repère stationnaire.
i_{cdq}	:	Courants du réseau électrique dans le repère synchrone.
i^*_{c123}	:	Courants de référence du réseau électrique.

$i^*_{ca\beta}$:	Courants de référence du réseau électrique dans le repère stationnaire.
i^*_{cdq}	:	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_c	:	Inductance de la charge.
R_c	:	Résistance de la charge.
L_q	:	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_{123}^*	:	Tension de commande de l'onduleur.
$v_{\alpha\beta}^*$:	Tension de commande de l'onduleur dans le repère stationnaire.
v_{dq}^*	:	Tension de commande de l'onduleur dans le repère synchrone.
U_d	:	Tension redressée.
\bar{U}_d	:	Valeur moyenne de la 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.
$P(t)$:	Puissance active instantanée.
$p_0(t)$:	Puissance homopolaire instantanée.
$q(t)$:	Puissance réactive instantanée.
\bar{P}	:	Puissance continue liée à la composante fondamentale active du courant et de la tension.
\bar{q}	:	Puissance continue liée à la composante fondamentale réactive du courant et de la tension.
\tilde{p}, \tilde{q}	:	Puissances alternatives correspondantes à la somme des composantes perturbatrices du courant et de la tension.
$\tilde{i}_{\alpha}, \tilde{i}_{\beta}$:	Courants perturbateurs.
S_h	:	Taux d'harmonique de rang h .
x_h	:	Composante harmonique de rang h .

x_1	:	Composante fondamentale.
THD	:	Taux de distorsion harmonique (En anglais : Total Harmonic Distorsion).
FP	:	Facteur de puissance.
PI	:	Régulateur proportionnel intégral.
φ	:	Déphasage entre la puissance active et la puissance apparente S
φ_1	:	Déphasage entre la puissance active et la puissance apparente S_1
\hat{v}_{c123}	:	Coordonnées orthogonales (en retard de 90°) des tensions simples estimées.
PLL	:	Boucle à 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.
$v_i \ i = 1,2, \dots, 6$:	Tensions de sortie de l'onduleur.
\vec{v}_i^*	:	Vecteur de référence de la tension de sortie de l'onduleur.
$N_i \ i = 1,2, \dots, 6$:	Secteurs de la tension de sortie de l'onduleur.
i_e	:	Courant d'erreur.
k_i, k_p	:	Gains du régulateur PI.
ξ	:	Coefficient d'amortissement.
k_v	:	Gains du régulateur mode de glissement de la tension continue.
k_1, k_2	:	Gains du régulateur mode glissement des courants.
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.
UPQC	:	(En anglais : Unified Power Quality Conditionner).
FBP	:	Filtre Passe-Bas.
TCD	:	Transformation de <i>Concordia</i> Directe.
FAP	:	Filtre Actif Parallèle.
FAS	:	Filtre Actif Série.
MG	:	Mode Glissant ou Mode de Glissement

Introduction générale

Introduction générale

La qualité de l'onde électrique dans les réseaux de transport d'énergie à Courant Continu Haute Tension CCHT et les réseaux de distribution a suscité de nombreux travaux de recherche [1]-[4]. On y trouve les questions liées aux perturbations de l'onde de tension comme les creux et les surtensions, ainsi que la question de la propagation des courants harmoniques dans les lignes et les conséquences néfastes qu'ils engendrent.

Il existe plusieurs méthodes permettant de minimiser la pollution harmonique en utilisant des dispositifs de filtrage tels que les filtres passifs dits résonnants et/ou amortis. Ils peuvent, ainsi, empêcher les courants harmoniques de se propager dans les réseaux électriques. Ils peuvent également être utilisés pour compenser la puissance réactive.

Cependant, le filtrage passif pose certains problèmes : manque d'adaptabilité lors de variations de l'impédance du réseau ou de la charge et résonance possible avec l'impédance du réseau. Dans certains cas défavorables, cette résonance est excitée et peut entraîner une tension harmonique élevée et un courant harmonique important dans la capacité du filtre et dans le réseau. Ainsi, cette solution présente un inconvénient majeur qui peut être intolérable dans des circonstances particulières.

Une autre solution consiste à mettre en œuvre un filtrage actif afin d'éviter les inconvénients des filtres passifs. Une première solution consiste à connecter le filtre actif en parallèle avec le système polluant : ainsi, il injecte au réseau un courant de même amplitude que celle du courant harmonique à éliminer mais en opposition de phase. Une seconde approche consiste en la connexion du filtre actif en série avec le réseau : il se comporte, alors, comme un générateur de tension qui impose une tension harmonique telle que, additionnée à celle du réseau, la tension au point de connexion soit rendue sinusoïdale.

Cependant le filtrage actif présente également des inconvénients spécifiques, notamment son coût élevé pour des applications industrielles ; le dimensionnement du

convertisseur de puissance du filtre actif peut alors être relativement élevé. Pour cette raison majeure, l'application des filtres actifs de puissance dans les systèmes électriques est aujourd'hui encore limitée bien que des normes fixent les caractéristiques exigées pour la qualité de l'énergie.

Les inconvénients des filtres passifs et des filtres actifs peuvent être simultanément limités en utilisant de nouvelles topologies de filtres actifs, appelées filtres hybrides. L'utilisation de filtres actifs hybrides est aujourd'hui considérée comme une solution qui permet de réduire le dimensionnement et, par conséquent, le coût des filtres actifs. Le filtre hybride consiste en l'association de filtres passifs, destinés à absorber les harmoniques de courant provenant de la charge polluante, et d'un filtre actif de forte puissance.

Dans ce cadre, le présent travail de thèse est réparti en plusieurs chapitres :

- Après une introduction générale, **le chapitre 1** donne un bref aperçu historique sur l'évolution technologique du transport d'énergie en courant continu haute tension (CCHT). Les avantages et les inconvénients sont cités, et quelques réalisations et perspectives sont présentées.
- Le **chapitre 2**, définit les perturbations dans le réseau électrique en CCHT, les principales charges émettrices des courants harmoniques, ainsi que les solutions traditionnelles et modernes proposées pour la mitigation de ces courants harmoniques.
- Le **chapitre 3**, étudie le filtrage passif et l'application du filtre passif parallèle sur le réseau électrique en CCHT (CIGRÉ).
- Le **chapitre 4**, présente la commande du filtre actif parallèle à base d'un onduleur de tension à deux niveaux, pour différentes méthodes d'identification des harmoniques, à savoir : la méthode des puissances instantanées (pq) et la théorie du référentiel synchrone (dq). Nous présenterons l'application et l'effet du filtre parallèle hybride sur le système CCHT (CIGRÉ) en utilisant la méthode des puissances instantanées.
- Le **chapitre 5**, est consacré à l'étude du filtre actif en utilisant un onduleur de tension à trois niveaux afin d'améliorer le contenu harmonique (réduction du

THD). Les stratégies de commande présentées précédemment sont implantées numériquement sous l'environnement Matlab/Simulink.

- Nous étudierons, dans le **chapitre 6**, la théorie de la commande par mode de glissement. A partir des conditions de stabilité de Lyapunov, nous présenterons les principes théoriques de cette commande. En l'occurrence, toutes les relations concernant ce mode de réglage seront établies de façon à permettre une application pratique pour les filtres actifs.
- Le **chapitre 7** est consacré à l'application de la commande par mode de glissement sur le filtre actif parallèle. Cette technique de commande sera testée sur le modèle de référence proposé par la CIGRÉ d'une liaison CCHT de 345 kV du côté redresseur et de 230 kV du côté onduleur. Les résultats de simulation obtenus seront présentés et commentés.
- Enfin, une **conclusion générale** sera donnée.

Chapitre I

Transport d'énergie électrique en Courant Continu à Haute Tension (CCHT)

Chapitre I :**Transport d'énergie électrique
en Courant Continu à Haute Tension
(CCHT)****I.1. INTRODUCTION**

Le transport de l'énergie en courant continu à haute tension (CCHT) est une technologie largement développée de nos jours. Bien qu'elle ait été mise de côté aux dépens du courant alternatif (CA) dans le passé, bon nombre d'applications en font un mode de transport inévitable pour les années futures. Ce domaine, hautement spécialisé, est le sujet d'un grand nombre d'ouvrages. Le besoin constant d'amélioration des performances, d'intégration de nouvelles technologies et de transfert des connaissances en la matière exige le développement continu de modèles pour la simulation du CCHT sur différentes plateformes. Ce chapitre présente un historique et certaines applications et avantages du CCHT [1].

I.2. APERÇU HISTORIQUE D'UN SYSTEME DE TRANSPORT EN COURANT CONTINU (CCHT)

Les premières liaisons de transport en courant continu (ex : Moutiers-Lyon en 1906) ont été réalisées en utilisant des génératrices et moteurs à courant continu connectés en série pour la transformation énergie mécanique – énergie électrique. Le courant alternatif a très vite pris l'avantage dans le développement des liaisons de transport grâce à l'invention du transformateur, tandis que les recherches se poursuivaient sur des moyens statiques de transformation courant alternatif – courant continu : thyatron et valves à vapeur de mercure.

En 1939, une liaison continue de 1 MW est réalisée en Suisse par Brown Boveri utilisant des valves à vapeur de mercure. Vers 1940, AEG et Siemens réalisent une liaison de 30 MW avec la même technologie. Ces réalisations ne convainquent pas en raison de la tension directe supportée par ces valves qui reste trop faible pour une utilisation pour une liaison de transport [1].

En 1954, la technologie des valves à vapeur de mercure a suffisamment mûri pour être utilisée dans la première liaison continue commerciale reliant l'île de Gotland à la Suède. À

partir de ce moment, de nombreuses liaisons continues sont réalisées, en particulier la première liaison entre la France et la Grande-Bretagne de 160 MW en 1961.

En 1965, General Electric réalise en laboratoire un thyristor (interrupteur statique à fermeture commandable). Cette technologie évolue et, en 1970, un convertisseur à thyristors est installé en série avec les convertisseurs de Gotland. Ce fût la première installation commerciale utilisant cette technologie. Les valves à thyristors remplacent alors les valves à vapeur de mercure dans les nouvelles liaisons ou dans les rénovations de liaisons existantes [1].

En 1997, la technologie des sources de tension, issue de celle des variateurs de vitesse pour moteurs, évolue vers des tensions plus élevées, la rendant utilisable pour des liaisons de transport. En 1999, la première liaison commerciale (50 MW) de ce type est réalisée par ABB à Gotland.

Actuellement, les nouvelles liaisons sont réalisées tant avec la technologie des thyristors qu'avec celle des sources de tension, souvent en fonction du niveau de puissance.

I.3. AVANTAGES TECHNIQUES

Les liaisons fonctionnant en courant alternatif ont présentées de nombreux obstacles techniques. Ces derniers sont résolus par l'emploi des liaisons à courant continu, pour lesquelles on ne peut utiliser que le courant continu, notamment pour le transport sous-marin lorsque la distance dépasse les 50 km, et les interconnexions asynchrones.

On peut citer, entre autres avantages du transport en courant continu :

- L'interconnexion de deux réseaux de même fréquence ou de fréquences différentes, et la stabilisation des réseaux alternatifs ;
- Un contrôle permanent du flux de puissance entre deux réseaux alternatifs triphasés connectés ;

- Contrairement au courant triphasé, en courant continu il ne paraît dans le câble aucune perte capacitive et électromagnétique.
- En courant alternatif, les câbles de grande longueur peuvent du fait de leur capacité élevée, provoquer dans le réseau des surtensions et des instabilités ; ces perturbations disparaissent en courant continu.
- Absence totale des systèmes de compensation de l'énergie réactive.
- Diminution considérable des pertes par effet couronne.
- Réduction des chutes de tensions et élimination totale des pertes réactives par un facteur de puissance unitaire.
- Une liaison CCHT, ne peut jamais être surchargée. La puissance transitée est entièrement contrôlée et indépendante des écarts d'angle de phase des réseaux interconnectés. Bien sûr, certaines situations peuvent interrompre l'écoulement de puissance sur une liaison CCHT comme le manque de puissance sur le réseau alternatif amont, un effondrement de la tension dans un des réseaux interconnectés ou encore un défaut brusque dans la liaison CCHT elle-même. Toutefois, face à la majorité des perturbations dans le réseau alternatif, les liaisons CCHT montent fidèlement la garde [1].

I.4. ASPECTS ECONOMIQUES

Dans tous les cas, l'énergie électrique est produite en courant alternatif puis distribuée aux consommateurs en courant alternatif également. Il est donc important de connaître les motivations derrière l'utilisation de la technologie CCHT. Toutes les applications du CCHT sont utilisées soit pour des raisons techniques ou pour des considérations économiques [2].

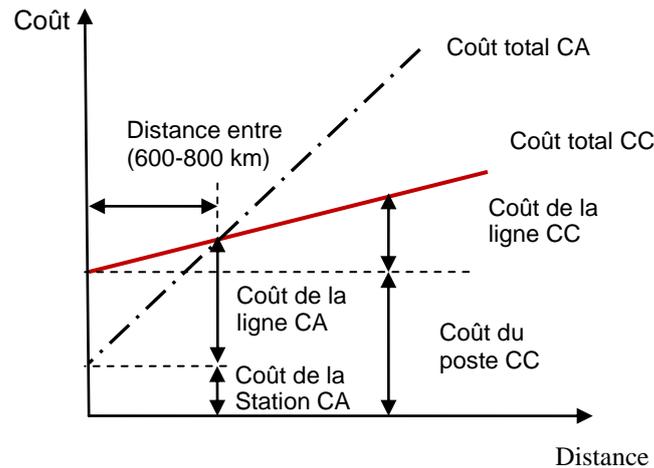


Fig. I.1 : Coûts relatifs comparés d'une liaison à courant continu et d'une liaison à courant alternatif

Le coût d'investissement est un facteur considérable pour le choix d'un médium de transport de l'énergie. Les coûts liés à l'achat des postes générateurs et récepteurs sont beaucoup plus faibles pour le transport en courant alternatif que pour le transport en courant continu. Cependant, la tendance est inverse pour les coûts liés aux lignes de transport. La figure I.1 illustre les affirmations précédentes. La distance de la ligne de transport est un facteur d'optimisation des coûts. À compter d'une distance d'environ 600 à 800 km, il semble qu'une interconnexion CCHT soit beaucoup plus avantageuse. En outre, il semble que le point de rencontre des droites illustrées à la figure I.1 est situé à une distance considérablement plus faible si la ligne de transmission est sous-marine [2].

I.5. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT D'UN SYSTEME DE TRANSPORT CCHT

Un système de transport à courant continu haute tension utilise une ligne CC pour relier deux réseaux à courant alternatif. La figure I.2, montre les parties essentielles du système.

Les deux réseaux en tension alternative sont reliés à travers une liaison en courant continu, constituée d'un poste de conversion de départ dans lequel s'opère la conversion de la tension alternative en continu, une ligne de transport composée de deux conducteurs dans laquelle passe le courant qui alimente le deuxième réseau et un poste de conversion d'arrivée dans lequel s'opère la conversion de la tension continue en alternative. Une connexion de

retour est nécessaire pour assurer la fermeture du circuit et donc le flux du courant ; cette connexion peut être assurée à travers des électrodes situées à chaque extrémité de la liaison [3].

Afin de supporter la haute tension imposée par la ligne de transport et le réseau CA, chaque thyristor est, en réalité, composé de plusieurs thyristors connectés en série. Cet ensemble de thyristors est appelé "valve". Par exemple, une valve de 50 kV peut être composée de 50 thyristors raccordés en série. Les thyristors formant une branche du convertisseur sont allumés simultanément par fibre optique de sorte que la valve se comporte comme un super-thyristor [4].

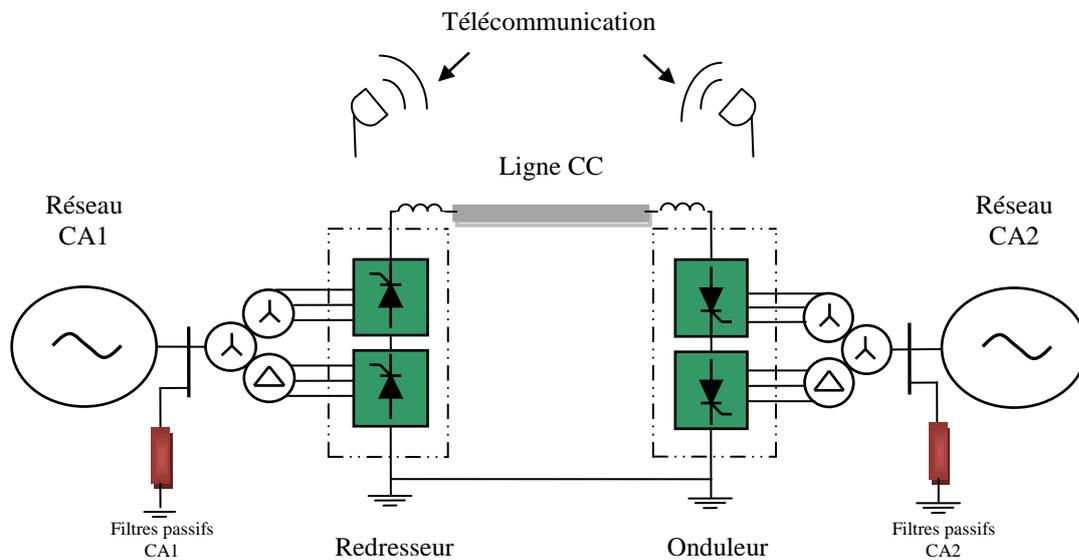


Fig. I.2 : Schéma de principe d'une liaison en courant continu

I.6. COMPOSANTES D'UNE LIAISON CCHT

En suivant le flux de puissance à partir du réseau de départ, on trouve les éléments constitutifs suivants :

I.6.1 Transformateurs de conversion

Les transformateurs de conversion assurent les fonctions suivantes [5] :

- Alimenter les redresseurs avec un terme de tensions en C.A réglé en amplitude par le système de contrôle du poste HVDC ;

- Assurer une séparation électrique entre le réseau et les redresseurs (onduleurs) afin d'éviter que des tensions continues soient injectées dans le réseau.
- Réduire le bruit harmonique engendré par les convertisseurs (redresseurs et onduleurs) vers le réseau ;
- Limiter le courant de défaut dans les thyristors des convertisseurs en cas de court-circuit ;

I.6.2 Convertisseurs (redresseurs et onduleurs)

Les convertisseurs sont des dispositifs d'électronique de puissance qui servent à redresser une tension alternative en la transformant en une tension continue ou à onduler une tension continue pour la transformer en alternative. Les dispositifs électroniques de base qui constituent les convertisseurs modernes sont les thyristors (des valves qui permettent, sur commande, le transit de courant dans un sens et non pas dans l'autre) [5].

I.6.3 Réactances de lissage

Ce dispositif, placé du côté DC du convertisseur, a la fonction de lisser la forme de la tension dans toutes les configurations de charge transmise, de limiter les courants de court-circuit qui risqueraient d'endommager les convertisseurs, de diminuer le bruit harmonique coté DC et de réduire les risques de résonance [5].

I.6.4 Liaison de communication

Afin de commander les convertisseurs situés aux deux extrémités de la ligne CC, on doit prévoir une liaison par télécommunication très fiable. Par exemple, pour maintenir la marge de courant entre les deux convertisseurs, l'onduleur situé à une extrémité de la ligne doit connaître, à tout instant, la consigne de courant affichée au poste redresseur. Cette information est transmise continuellement entre les deux postes, généralement par micro-onde sous fibre optique. [6]

I.6.5 Electrodes de mise à la terre

L'électrode de mise à la terre mérite une attention particulière car la présence d'un courant continu circulant dans la terre produit de la corrosion, puisqu'elle sert comme un conducteur de retour. Pour cette raison, l'électrode est toujours placée à quelques kilomètres du poste de conversion. Le conducteur de mise à la terre est soit un câble blindé, soit une ligne aérienne supportée par des poteaux. [6].

I.6.6 Filtres C.A

Ces filtres ont pour fonction de réduire la perturbation harmonique dans le réseau en tension alternative en amont du poste de départ et en aval du poste d'arrivée. Les filtres C.A sont constitués d'éléments passifs (condensateurs, inducteurs, parafoudres) dont le dimensionnement et les valeurs nominales sont calibrés en fonction des caractéristiques de la connexion [5]. La figure I.3, montre les parties essentielles du système.



Fig. I.3 : *Filtre coté alternatif*

I.6.7 Filtres C.C

La figure I.4 représente Les filtres du côté C.C qui permettent la réduction du bruit harmonique sur les lignes en courant continu. Ils sont composés, contrairement aux filtres C.A, les filtres C.C ne sont pas seulement constitués de composants passifs (condensateurs, inducteurs, résistances), mais aussi de dispositifs d'électronique de puissance qui injectent dans la ligne un bruit harmonique en opposition de phase par rapport à celui des convertisseurs et en réduisent l'amplitude [5].

Fig. I.4 : *Filtre coté continu.*

I.7. DIFFERENTES CONFIGURATIONS DE TRANSPORT EN CCHT

La connexion des stations de conversion des liaisons de transport en courant continu haute tension se fait au moyen de liaisons, généralement, monopolaires, ou bipolaires.

Telle que montré sur la figure I.5, une interconnexion monopolaire ne possède qu'un seul conducteur du côté CC [9] [10]. Chaque convertisseur (redresseur et onduleur) est à 12 impulsions. Ce type de configuration nécessite un système de commande locale aux deux convertisseurs et une commande centrale qui assure la coordination des commandes locales.

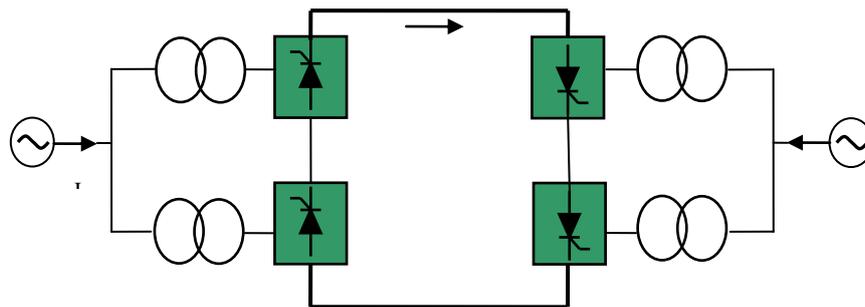


Fig. I.5 Configuration monopolaire d'une interconnexion CCHT

La figure I.6 présente une interconnexion bipolaire. Cette dernière possède deux conducteurs du côté CC, le positif et le négatif [9] [10]. Chacun des quatre convertisseurs est à 12 impulsions et les deux convertisseurs d'un même pôle ont les mêmes paramètres

nominaux. Ce type d'interconnexion peut être utilisé en tant que configuration monopolaire. En cas de défaut sur un des pôles, plutôt que d'ordonner l'arrêt temporaire ou permanent de l'interconnexion entière, la moitié de la puissance transitée peut être prise en charge par le pôle fonctionnel. Ce type de configuration nécessite un système de commande aux quatre convertisseurs et une commande centrale qui coordonne les interactions entre le redresseur et l'onduleur de chacun des pôles.

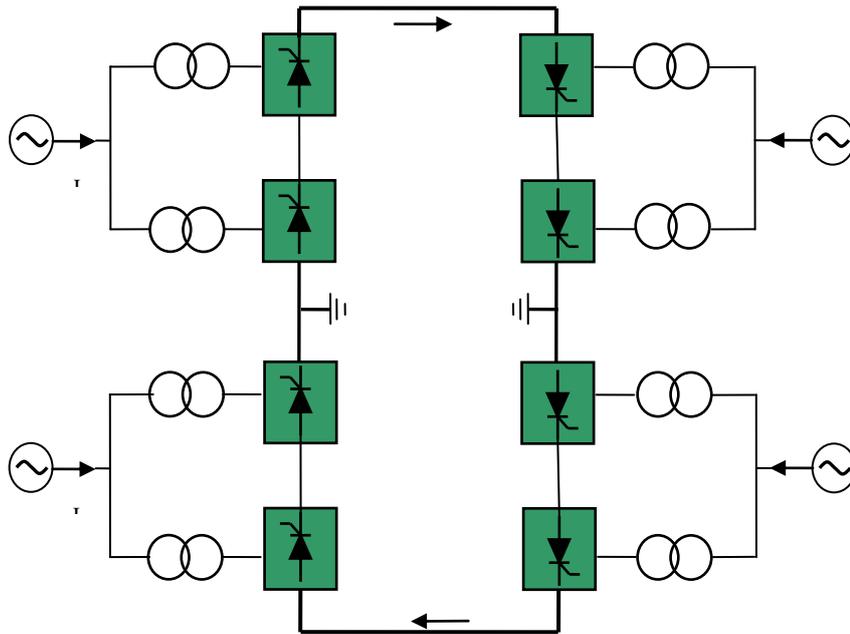


Fig. I.6 Configuration bipolaire d'une interconnexion CCHT

I.8. INCONVENIENTS DU TRANSPORT EN CCHT [6]

Avec tous les avantages du transport d'énergie en CCHT mentionnés précédemment, il y a également quelques inconvénients qui posent certains problèmes [11, 12].

I.8.1 Coût élevé des stations de conversion

La complexité des stations de conversion explique leur coût élevé par rapport à celui d'un poste de transformation HT conventionnel. Du fait des équipements et des appareillages spécifiques employés (convertisseurs, transformateurs, filtres, bobines d'inductance de

lissage), le coût des stations de conversion est, en effet, beaucoup plus élevé que celui des postes de transformation.

I.8.2 Coupure du courant continu

Le disjoncteur de coupure du courant continu, est soumis à des contraintes extrêmement élevées (plusieurs dizaines de mégajoules) à dissiper au moment de la coupure. Actuellement ce problème est techniquement résolu, mais au prix de procédés sophistiqués et chers.

I.8.3 Consommation de puissance réactive

Le convertisseur CCHT à thyristors impose une consommation de puissance réactive élevée, de l'ordre de grandeur de la puissance active. Il est donc courant d'ajouter une source de puissance réactive dans le poste convertisseur, en général sous la forme de filtres d'harmoniques et de batteries de condensateurs-shunt, connectés progressivement par des disjoncteurs en fonction de la puissance transitée et des besoins du réseau alternatif.

I.8.4 Difficulté de transformation de la tension

L'énergie électrique est généralement utilisée en basse tension, mais pour des raisons d'efficacité elle doit être transportée à haute tension. L'absence de l'équivalent des transformateurs en courant continu nécessaire pour la transformation de la tension effectuée du côté alternatif, empêche l'utilisation du courant continu pour la distribution.

I.8.5 Dégradation de la qualité de l'énergie électrique

Les perturbations de tension sont la cause la plus fréquente d'un large éventail de perturbations dans les systèmes d'alimentation industriels et commerciaux [14]. Les perturbations peuvent être transitoires, de courte durée, de longue durée ou périodiques. Toutefois, les problèmes les plus souvent rencontrés sont [13] :

- ✓ Creux de tension ;
- ✓ Déséquilibre du système triphasé ;
- ✓ Fluctuations de tension (ou flicker) ;
- ✓ Harmoniques.

I.9. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté le principe de fonctionnement et l'historique des systèmes de transport de l'énergie électrique en courant continu (CCHT).

Malgré leur large utilisation dans le monde dans plusieurs domaines, ces dispositifs peuvent présenter beaucoup d'inconvénients.

Le chapitre qui suit, présentera les caractéristiques des perturbations électriques, les origines des harmoniques, les conséquences, et les normes internationales imposées aux utilisateurs. On présentera, ensuite, les solutions traditionnelles et modernes utilisées pour dépolluer les réseaux électriques.

Chapitre II

Perturbations dans les réseaux électriques

Chapitre II :	Perturbations dans les réseaux électriques
----------------------	---

II.1 INTRODUCTION

Aujourd'hui, l'exploitation des grands réseaux électriques est de plus en plus complexe du fait de l'augmentation de leur taille, de la présence de lignes d'interconnexion très longues, de l'adoption de nouvelles techniques, de contraintes économiques, politiques et écologiques. Ces facteurs obligent les opérateurs à exploiter ces réseaux près de la limite de stabilité et de sécurité. Les situations des pays à forte consommation augmentent encore plus les risques d'apparition du phénomène d'instabilité. Pour éviter cela, l'étude de la stabilité de tension est proposée dans ce chapitre. Cette étude est un outil très important pour déterminer la possibilité de transfert, sans problème, de la puissance électrique le long de ligne. [15][16]

La gestion du réseau électrique ne consiste pas seulement à faire en sorte que les transits de puissance soient inférieurs aux capacités de transport du réseau. Il faut, également, surveiller plusieurs paramètres techniques, *dont le niveau de tension* : la tension électrique doit rester dans une plage autorisée en tout point du réseau, dans toutes les situations de production et de consommation prévisibles. En effet, la tension peut localement être dégradée, par exemple, les jours de forte consommation. Dans ce cas, les transits à travers les lignes du réseau sont importants, ce qui provoque une chute de tension dans ces lignes [15].

Comme tout générateur d'énergie électrique, un réseau de puissance fournit de l'énergie aux appareils utilisateurs par l'intermédiaire des tensions qu'il maintient à leurs bornes. Il est évident que la qualité et la continuité de la tension est devenue un sujet stratégique pour plusieurs raisons concernant l'exploitation des réseaux électriques [15] [17].

II.2 QUALITE D'ENERGIE

Pour rappel, la tension possède quatre caractéristiques principales : fréquence, amplitude, forme d'onde et symétrie [17].

Le maintien de ce niveau de qualité est la responsabilité commune de tous les gestionnaires des réseaux concernés (zones de réglage), qui doivent participer aux réglages primaire et secondaire de la fréquence.

Le gestionnaire de réseau doit maintenir l'amplitude de la tension dans un intervalle de l'ordre de 10 % autour de sa valeur nominale. Cependant, même avec une régulation parfaite, plusieurs types de perturbations peuvent dégrader la qualité de la tension [15] :

- Les creux de tension et coupures brèves.
- Les variations rapides de tension (flicker).
- Les surtensions temporaires ou transitoires.

Les deux premières catégories posent les problèmes les plus fréquents (plus grande difficulté de s'en protéger) [17] [18].

II.3 DEGRADATION DE LA QUALITE DE LA TENSION [16]

Les perturbations dégradant la qualité de la tension peuvent résulter de :

- Défauts dans le réseau électrique ou dans les installations des clients : court-circuit dans un poste, dans une ligne aérienne, dans un câble souterrain, etc... Ces défauts peuvent résulter de causes atmosphériques (foudre, givre, tempête...), matérielles (vieillissement d'isolants...) ou humaines (fausses manœuvres, travaux de tiers...) [19].
- Installations perturbatrices : fours à arc, soudeuses, variateurs de vitesse et toutes applications de l'électronique de puissance, téléviseurs, éclairage fluorescent, démarrage ou commutation d'appareils, etc...

Parmi les multiples perturbations qui affectent les réseaux électriques, on peut citer : dysfonctionnement des générateurs et des lignes, perturbations atmosphériques lors du transport, charges défaillantes et prolifération des équipements électriques utilisant des convertisseurs statiques (redresseurs, onduleurs, gradateurs) [20] [21]. Les défauts les plus courants sont :

II.3.1 Variation ou fluctuation de la fréquence

Les fluctuations de fréquence sont observées, le plus souvent, sur des réseaux non interconnectés ou des réseaux sur groupe électrogène. Dans des conditions normales d'exploitation, la valeur moyenne de la fréquence fondamentale doit être comprise dans

l'intervalle $50 \text{ Hz} \pm 1\%$. La figure II.1 montre un exemple de la variation de fréquence d'un réseau électrique [15].

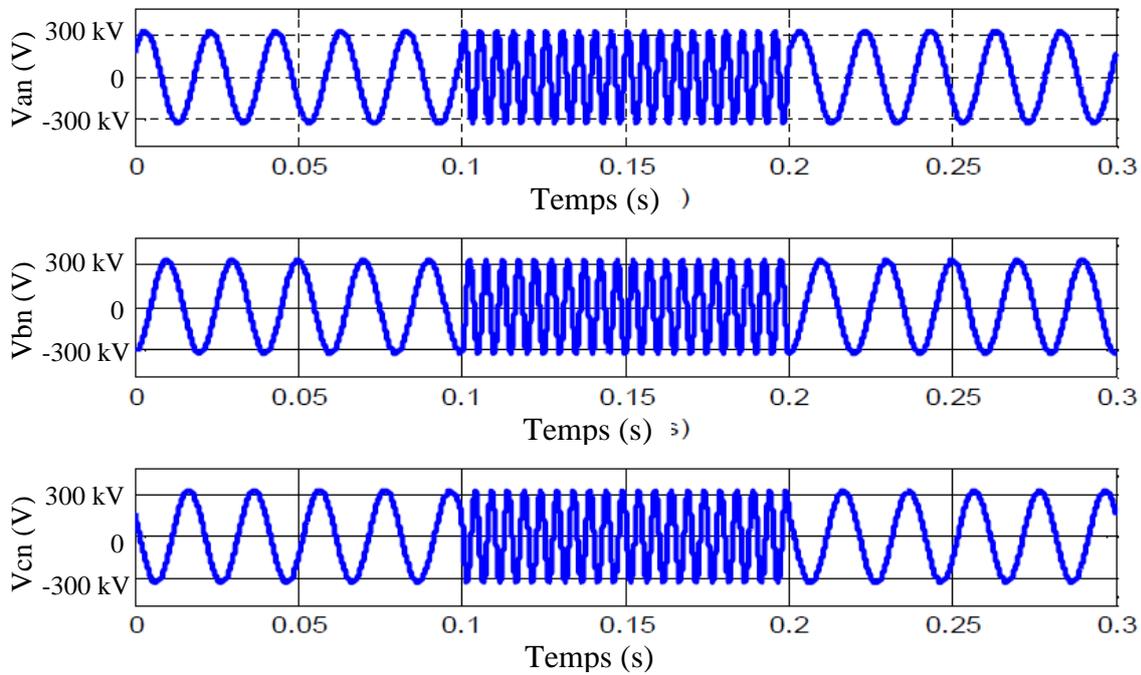


Fig. II.1 Variation de fréquence [22].

II.3.2 Fluctuation de tension (flicker)

Les variations de tension sont des variations de la valeur efficace ou de la valeur crête d'amplitude inférieure à 10 % de la tension nominale. Les fluctuations de tension sont une suite de variations de tension ou des variations cycliques ou aléatoires de l'enveloppe d'une tension dont les caractéristiques sont la fréquence de la variation et l'amplitude [22]. Le terme Flicker est dérivé de l'impact visible sur les lampes (papillotement de la lumière) dû à la fluctuation de la tension. Parmi les causes les plus fréquentes de la fluctuation de la tension dans les réseaux de transmission et distribution, les fours à arc [13] [23], (voir la figure II.2)

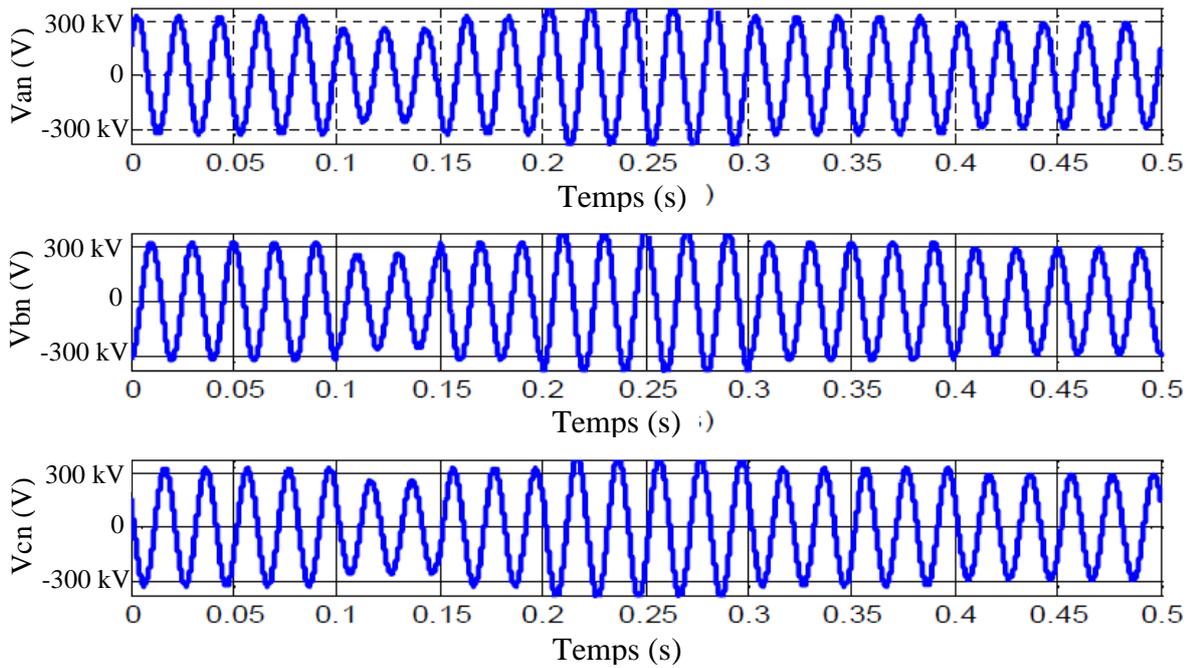


Fig. II.2 : Fluctuations de tension

- Conséquences : Fluctuation de la luminosité des lampes (papillotement ou flicker) [24].

II.3.3 Creux de tension

Un creux de tension est une diminution de la tension à une valeur située entre 1 et 90% de la tension nominale et d'une durée allant de 10 ms jusqu'à 1 minute. Une coupure brève est un cas particulier du creux de tension [13] (voir la figure II.3).

Sa profondeur est supérieure à 99%. Elle est caractérisée uniquement par sa durée (inférieure à 3 minutes). Les coupures longues sont supérieures à 3 minutes [25]. Les creux de tension sont dus à l'apparition de défauts sur l'installation ou sur le réseau de distribution. Les coupures brèves sont généralement la cause de manœuvres des automatismes des réseaux de distribution (réenclencheur, isolations de défauts) [13][26].

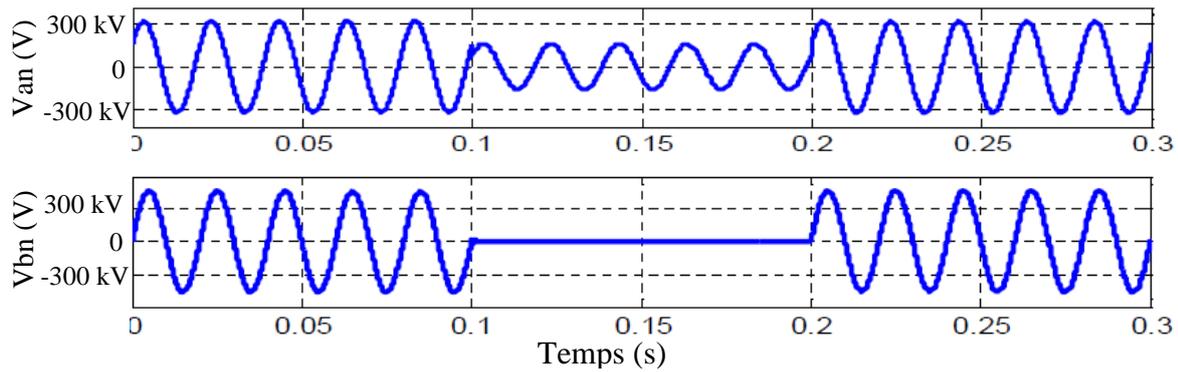


Fig. II.3 : Creux et coupures de tension

- Conséquences : perturbation ou arrêt du procédé, pertes de données, données erronées, ouverture de contacteurs, verrouillage de variateurs de vitesse, ralentissement ou décrochage des moteurs et extinction de lampes à décharge [24].

II.3.4 Interruption courte ou coupure brève

L'interruption courte est la perte complète ou la disparition de la tension d'alimentation pendant une période de temps de 1/2 cycle jusqu'à 3s. Elle se produit quand la tension d'alimentation ou le courant de charge diminue à moins de 0.1 p.u [18].

Le dégagement du défaut de tension et les coupures brèves sont principalement produits par les courts-circuits imputables aux incidents naturels du réseau et aux manœuvres d'organes de protection éliminant ces défauts. Ils sont également la conséquence d'appel de puissances importantes lors de la mise en service de certaines charges du réseau [15].

II.3.5 Bosses de tension

La bosse de tension est une augmentation de la tension au-dessus de la tension nominale 1.1 p.u pour une durée de 0.5 cycle à 60 s. Elle est caractérisée par son amplitude et sa durée. Elle peut causer l'échauffement et la destruction des composants [15], (voir la figure II.4).

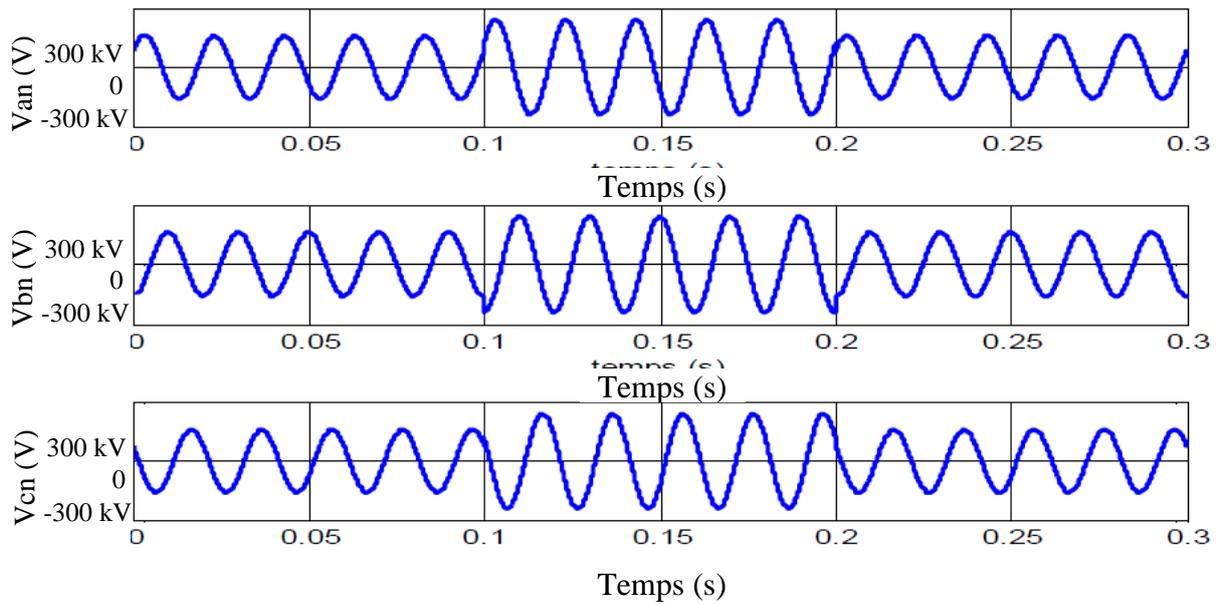


Fig. II.4 : Bosses de tension.

II.3.6 Chutes de tension [15]

Lorsque le transit dans une ligne électrique est assez important, la circulation du courant dans la ligne provoque une chute de la tension (figure II.5). La tension est alors plus basse en bout de ligne qu'en son origine, et plus la ligne est chargée en transit de puissance, plus la chute de tension sera importante.

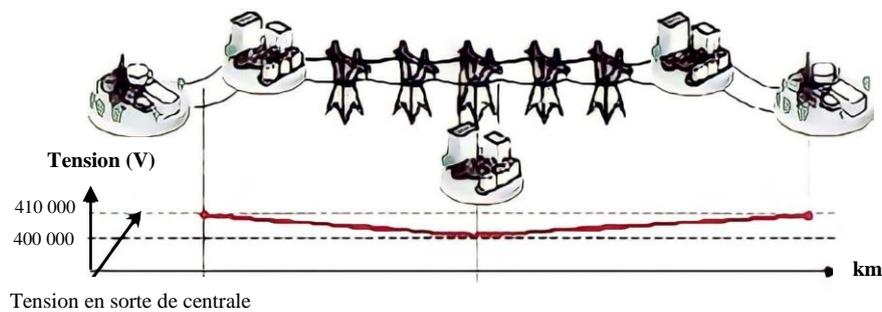


Fig. II.5 : Cas d'une consommation alimentée par une ligne depuis une centrale

Si la consommation double, la chute de tension double (figure II.6).

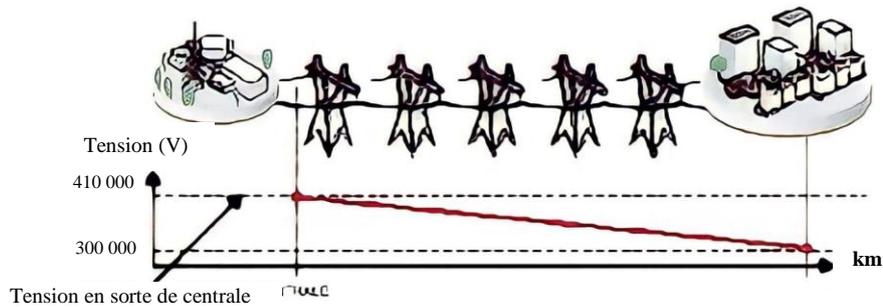


Fig. II.6 : Cas d'une forte consommation alimentée par une ligne depuis une centrale

Un réseau dans lequel la consommation est éloignée de la production, présentera un profil de tension différent de celui d'un réseau dans lequel la production et la consommation sont uniformément réparties (figure II.7). Chaque centrale impose la tension à sa sortie, et la tension évolue dans le réseau en fonction de la consommation alimentée.

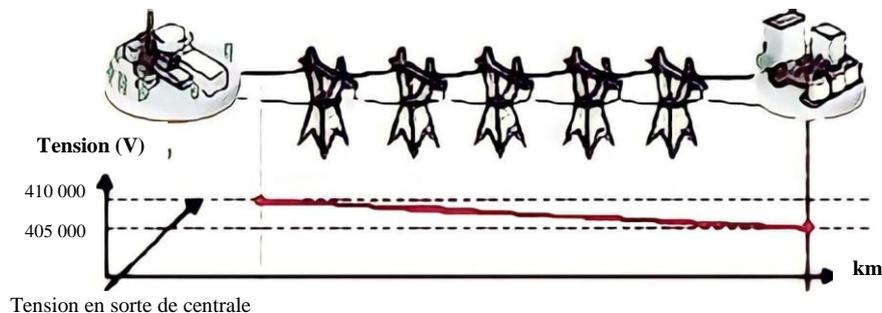


Fig. II.7 : Cas d'une consommation répartie avec plusieurs centrales

C'est pourquoi dans les réseaux maillés THT, la tension est différente suivant l'endroit où l'on se trouve. A la pointe de consommation, la tension est forte aux nœuds du réseau où les centrales débitent, et relativement basse aux points de consommation éloignés des centrales.

Figures (II.5) (II.6) et (II.7) sont valables pour un instant donné, à un niveau de consommation donné. Lorsque la consommation varie au cours du temps, la tension évolue, baissant lorsque la consommation augmente, remontant lorsque la consommation diminue. Le fait que la tension ne soit pas identique en tout point du réseau est normal. Cette différence est compensée par des réglages de tension réalisés dans les postes de transformation. Cela permet de garantir que la tension reste dans la plage admissible en tout point de livraison.

II.3.7 Tension et/ou courant transitoire

Les surtensions transitoires illustrées sur la figure (II.8) sont des phénomènes brefs, dans leur durée et aléatoires dans leur apparition. Elles sont considérées comme étant des

dépassements d'amplitude du niveau normal de la tension fondamentale à la fréquence 50Hz ou 60Hz pendant une durée inférieure à une seconde [2] [20]. Quelques équipements tels que les dispositifs électroniques sont sensibles aux courants/tensions transitoires.

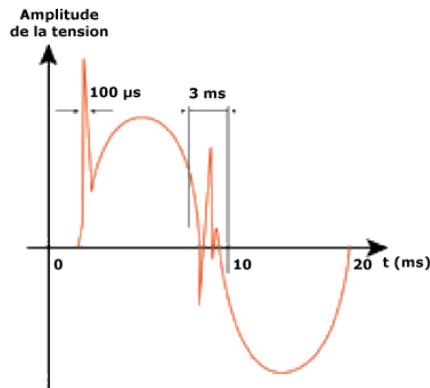


Fig. II.8: Exemple de cas de surtensions transitoires.

II.3.8 Déséquilibre de tension

Un récepteur électrique triphasé, qui n'est pas équilibré et que l'on alimente par un réseau triphasé équilibré conduit à des déséquilibres de tension dus à la circulation de courants non équilibrés dans les impédances du réseau (figure II.9). Ceci est fréquent pour les réceptrices monophasées basses tensions. Mais cela peut également être engendré, à des tensions plus élevées, par des machines à souder, des fours à arc ou par la traction ferroviaire [15] [29].

Un système triphasé est déséquilibré lorsque les trois tensions ne sont pas égales en amplitude et/ou ne sont pas déphasées les unes des autres de 120° .

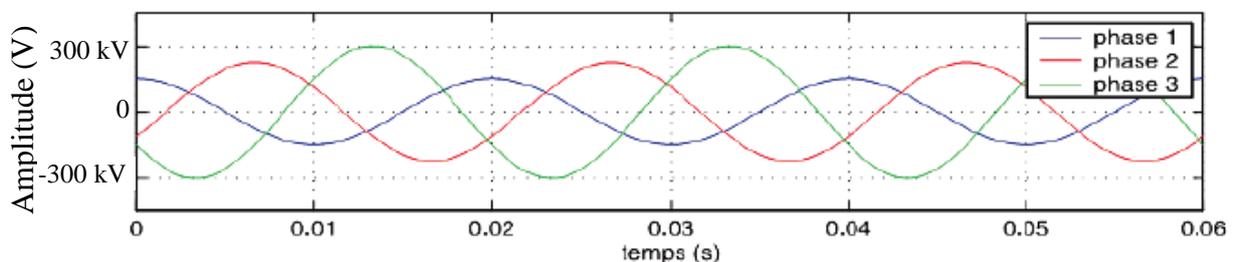


Fig. II.9 : Déséquilibre de tension

- Conséquences : couples moteurs inverses (vibrations) et sur-échauffement des machines asynchrones [24].

II.4 PERTURBATIONS HARMONIQUES DANS LES RESEAUX ELECTRIQUES

II.4.1 Principales origines des harmoniques et inter-harmoniques

Les harmoniques ont des fréquences multiples entiers de l'onde fondamentale. Ils peuvent se superposer à cette onde fondamentale de fréquence 50 Hz pour former un signal pollué.

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... [29] [30].

La figure. II.10 montre l'effet des harmoniques d'ordre 3,5 et 7 sur le fondamental de la tension.

Les principales sources d'harmoniques sont : les charges non linéaires, et les dispositifs contenant des éléments qui commutent (les convertisseurs statiques, fours à arc, inductances saturées, transformateurs, machines tournantes, etc...) [28].

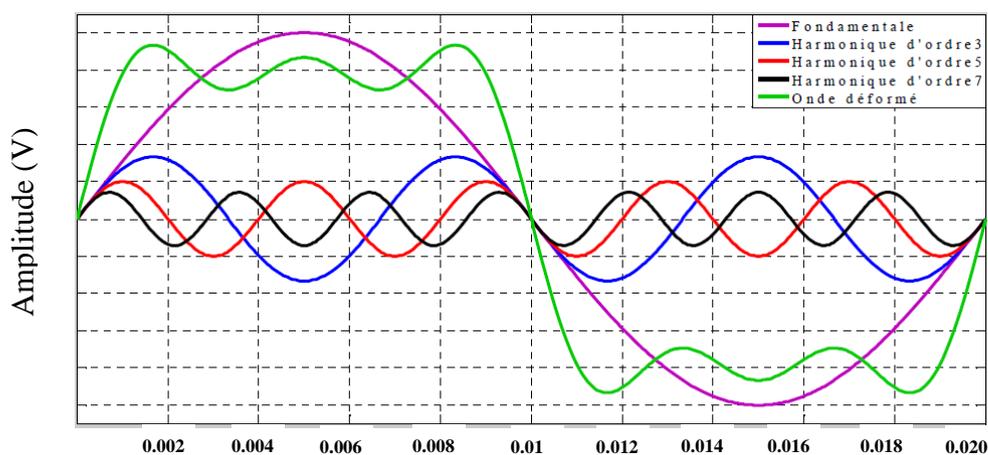


Fig. II.10 : Fondamental et harmoniques.

Les inter-harmoniques sont superposés à l'onde fondamentale mais ne sont pas des multiples entiers de la fréquence du réseau. L'apparition des inter-harmoniques est en augmentation et leurs origines principales sont les convertisseurs de fréquence, les variateurs de vitesse et d'autres équipements similaires de contrôle – commande [29].

II.4.2 Caractérisation des harmoniques

Les harmoniques dans le réseau électrique peuvent être caractérisés par la distorsion en régime déformé. Le taux de distorsion harmonique (THD pour 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 [29] :

II.4.2.1 Taux de distorsion harmonique THD (Total Harmonic Distorsion)

En général, les harmoniques pris en compte dans un réseau électrique sont inférieurs à 2000 Hz, ce qui correspond au domaine des perturbations basses fréquences au sens de la normalisation. Les harmoniques de fréquence plus élevée sont fortement atténués par l'effet de peau et par la présence des inductances de lignes. De plus, les appareils générant des harmoniques ont, en grande majorité, un spectre d'émission inférieur à 2000 Hz, c'est la raison pour laquelle le domaine d'étude des harmoniques s'étend, généralement, de 100 à 2000 Hz, c'est-à-dire des rangs 2 à 40 [29], [30], [31].

✓ *Taux global de distorsion harmonique :*

$$THD = \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \left(\frac{X_h}{X_1}\right)^2} \quad (\text{II.1})$$

Avec X soit un courant, soit une tension.

II.4.2.2 Facteur de puissance

En présence des harmoniques, la puissance apparente S est composée de trois parties : active P , réactive Q et déformante D . Son expression est donnée par l'équation suivante [30] :

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

Pour un signal sinusoïdal, le facteur de puissance F_P est égal au quotient de la puissance active P par la puissance apparente S :

$$F_P = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} \quad (\text{II.3})$$

Le facteur de puissance sera toujours inférieur à 1.

II.4.3 harmoniques et Qualité de l'électricité dans les systèmes CCHT

Les convertisseurs des installations CCHT produisent des harmoniques qui se propagent dans les lignes haute tension, en provoquant des perturbations sur les lignes téléphoniques voisines. Les harmoniques ont des fréquences atteignant 3 KHz et se situent donc dans la gamme des fréquences audibles. Pour supprimer ces perturbations, on installe des circuits filtrants [6][32].

Du côté alternatif, le convertisseur réagit comme une source de courant harmonique, et du côté continu, il réagit comme une source de tension harmonique [33]. L'ordre n de ces harmoniques est fonction du nombre p des impulsions du convertisseur.

Les harmoniques engendrés du côté alternatif, sont de rang :

$$n = kp \pm 1 \quad (k = 1, 2, 3, 4, 5, \dots, \infty)$$

Et du côté continu de rang :

$$n = kp \quad (k = 1, 2, 3, 4, 5, \dots, \infty)$$

p : nombre d'impulsions du convertisseur

Les harmoniques engendrés seront de rangs 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 25, etc... pour $p=6$, et de rangs 11, 13, 23, 25, etc... pour $p=12$. Ces harmoniques, dits caractéristiques, sont de

rangs impairs, et leurs intensités, lorsqu'elles sont proches de la forme idéale, ont, en première approximation, pour valeurs [6][32] :

$$I_h = \frac{I_1}{n}$$

Avec I_1 courant à la fréquence fondamentale.

Théoriquement, les harmoniques I_5 et I_7 sont les amplitudes les plus grandes pour un convertisseur à 6 impulsions. Ils peuvent être supprimés par l'utilisation d'un convertisseur à 12 impulsions ($p = 12$) [6][32].

Le développement de la consommation industrielle et l'existence de consommateurs risquant de polluer le réseau électrique dans les systèmes CCHT a conduit à réfléchir aux problèmes de la pollution du réseau. Un conseil dédié à ce problème a ainsi été créé en 1995. Celui-ci s'est inspiré des travaux déjà réalisés dans les autres pays industrialisés [36].

C'est ainsi que différents documents ont été rédigés. Ils correspondent à des recommandations diffusées auprès des clients, afin d'obtenir leurs réactions. Aujourd'hui ces recommandations sont en train de devenir des normes [34].

Les premiers documents officiels datent de 1998 sur les harmoniques [35] et la fluctuation de la tension [34] [36].

Pour les harmoniques, les recommandations sont à plusieurs niveaux et concernent :

- Les niveaux de courant admissibles pour les harmoniques ;
- Le taux de distorsion en tension ;
- Les équipements et, en particulier, les convertisseurs statiques.

Les niveaux de courant admissibles en fonction du rang de l'harmonique sont définis dans le Tableau. II.1, et dépendent de la tension au point de raccordement. De même, le taux de distorsion harmonique en tension dépend du niveau de tension (table II.2).

Pour les équipements, les normes proposées dépendent de leur puissance et de la tension au point de raccordement. En monophasé, les règles définies dans les Tableaux. II.1 et II.2 ne s'appliquent pas pour les convertisseurs statiques qui ne dépassent pas une puissance de 5

kVA en 220 V et 7,5 kVA en 415 V sous réserve de ne produire que des harmoniques de rang impair. En triphasé, la régulation dépend du niveau de tension (Tableau. II.3).

Tension (kV)	Rang de l'harmonique et courant limite (A_{rms})																	
	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19
0 - 400	48	34	22	56	11	40	9	8	7	19	6	16	5	5	5	6	4	6
11 et 12	13	8	6	10	4	8	3	3	3	7	2	6	2	2	2	2	1	1
22, 24 et 33	11	7	5	9	4	6	3	2	2	6	2	5	2	1	1	2	1	1
69	8.8	5.9	4.3	7.3	3.3	4.9	2.3	1.6	1.6	4.9	1.6	4.3	1.6	1	1	1.6	1	1
115 et après	5	4	3	4	2	3	1	1	1	3	1	3	1	1	1	1	1	1

Tableau. II.1 : Limites des courants harmoniques au point de connexion au réseau [34].

Tension (kV)	Distorsion totale en tension (%)	Distorsion en tension par rang d'harmonique (%)	
		Rang impair	Rang pair
0 - 400	5	4	2
11, 12, 22 et 24	4	3	1.75
33	3	2	1
69	2.45	1.63	0.82
115 et après	1.5	1	0.5

Tableau. II.2 : Limites de la distorsion en tension au point de connexion au réseau [34].

Tension (kV)	Convertisseur triphasé			Gradateur triphasé	
	3-pulse (kVA)	6-pulse (kVA)	12-pulse (kVA)	6 thyristors (kVA)	3 thyristors 3 diodes (kVA)
0 - 400	8	12	-	14	10
11 et 12	85	130	250	150	100

Tableau. II.3: Puissance maximale des convertisseurs en fonction du niveau de tension [34].

Ces limites correspondent à l'ensemble des convertisseurs connectés à un même point de raccordement et non à chaque convertisseur pris un par un. Dans le cas de plusieurs convertisseurs, des facteurs de coïncidence permettent de tenir compte du fait qu'ils ne fonctionnent pas toujours en même temps ou que les courants absorbés ne sont pas systématiquement en phase (Tableau. II.4). Au delà de ces limites, le problème doit être

résolu au cas par cas et se pose différemment selon que l'on a affaire à une installation déjà en fonctionnement ou en projet [34].

Catégorie	Mode de commande du convertisseur	Facteur multiplicatif
1	Convertisseur non contrôlé	0.9
2	Convertisseur commandé utilisé plusieurs fois par jour	0.75
3	Convertisseur commandé utilisé de temps en temps ou causant des harmoniques au démarrage	0,6 quand moins de 3 convertisseurs sont utilisés. 0,5 pour plus de 4 convertisseurs.

Tableau. II.4 : Coefficient de pondération lors de la connexion au même point de plusieurs convertisseurs [34].

Plusieurs méthodes existent pour améliorer une charge :

- Améliorer son fonctionnement de façon à ne pas faire fonctionner en même temps plusieurs moteurs, ou limiter les variations de tension et la durée de fonctionnement de certaines charges [34] ;

- Améliorer les caractéristiques de la charge ;

- Installer des équipements afin de limiter les ondulations de tension.

II.4.4 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 [29].

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 [30], [31], [37].

Nous pouvons classer ces effets en trois catégories [29] :

II.4.3.1 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.

II.4.3.2 Effets instantanés

Les effets instantanés apparaissent immédiatement dans certains appareillages [30], [31], [37].

- ✓ 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.

II.4.3.3 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, ...) [30], [31], [37].

Le tableau II.5 résume les effets des harmoniques sur les différents dispositifs utilisés dans le réseau électrique [37].

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. II.5 : Effets des harmoniques.

II.5 SOLUTIONS POUR AMELIORER LA QUALITE DE L'ENERGIE DANS LES SYSTEMES CCHT

Le choix de la solution la plus appropriée dépend des caractéristiques de l'offre au niveau du point de connexion, les exigences de la charge et de l'économie [15].

Il existe deux possibilités pour l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique, l'une est appelée conditionnement de la charge qui consiste à rendre les équipements du processus industriel moins sensibles aux problèmes de la qualité de l'énergie, en leur permettant ainsi de les surmonter. L'autre possibilité réside dans l'installation d'un dispositif de conditionnement capable de minimiser ou empêcher les perturbations provenant du réseau [12].

II.5.1 Dépollution des Harmoniques

Les systèmes d'électronique de puissance utilisée pour l'amélioration de la qualité de l'énergie sont essentiellement des systèmes de compensation. Ils travaillent en combinaison avec le réseau, en superposant leur énergie à celle de ce dernier [38]. Deux types de solutions sont envisageables. La première consiste à utiliser des convertisseurs statiques peu ou moins polluants, tandis que la seconde réalise un filtrage des composantes harmoniques [39]. Deux groupes de solutions de dépollution pour compenser toutes les perturbations peuvent être distingués : les solutions traditionnelles et les solutions modernes [13][40].

II.5.1.1 Solutions traditionnelles

a) Redresseur dodécaphasé

Leur principe consiste à utiliser un transformateur à deux secondaires délivrant des tensions décalées de 30° entre elles (ou deux transformateurs dont les couplages entre les primaires et les secondaires doivent être couplés différemment (Y/Y et Y/D ou D/D et D/Y), chacun de ces secondaires alimentant un redresseur en pont de Graetz. On obtient ainsi un redresseur dit dodécaphasé (pont ayant douze bras) dont les redresseurs sont montés en série (Figure II.1) [41]. Cette solution permet, par combinaison des courants, d'éliminer au primaire les harmoniques de rang les plus bas tels que 5 et 7 (souvent les plus gênants car de plus fortes amplitudes). Elle nécessite un transformateur à deux secondaires, l'un en étoile et l'autre en triangle ce qui permet de ne générer que les harmoniques de rang $12k \pm 1$ [13] [42].

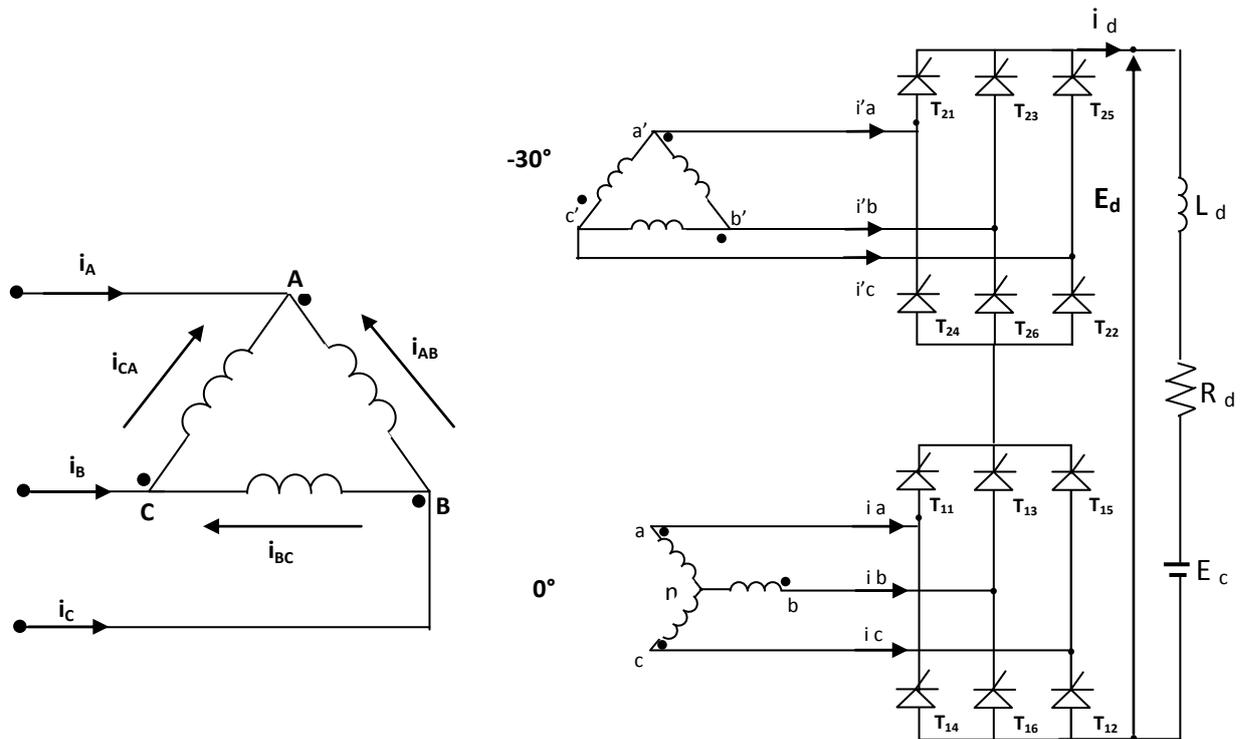


Figure II.11 : Pont dodécaphasé

b) Filtres passifs

Les solutions conventionnelles aux problèmes de distorsion harmonique existent depuis longtemps. Le filtrage passif est la plus simple solution conventionnelle pour atténuer la distorsion harmonique [43]. Les filtres passifs sont des éléments à base d'inductances, condensateurs et résistances configurés et réglés pour contrôler les harmoniques.

On peut classer les filtres passifs suivant leur fréquence de résonance, leur mode de connexion et leur emplacement sur le réseau. Cela permet de définir deux grands modes de filtres passifs :

- Les filtres séries utilisés pour les charges génératrices de tensions harmoniques.
- Les filtres parallèles utilisés dans le cas des charges génératrices de courants harmoniques.

Suivant le modèle choisi, les harmoniques peuvent être : précisément bloqués par une grande impédance série entre le convertisseur, déviés par une faible impédance en parallèle ou une combinaison des deux [13].

II.5.1.2 Solutions modernes

a) Redresseurs à MLI

Grâce à la stratégie de modulation de largeur d'impulsion, un convertisseur AC-DC à absorption sinusoïdale a été rendu possible. C'est une solution très efficace. Cependant, elle doit être généralisée, ce qui n'est pas le cas malheureusement de nos jours.

Dans le cas monophasé, la structure la plus répandue est une mise en parallèle d'un pont redresseur monophasé à diode et d'un hacheur, tandis que, dans le cas triphasé, c'est la structure en pont triphasé à base de GTO ou IGBT qui est la plus répandue. Cette solution permet de réduire les harmoniques produits par les convertisseurs AC-DC mais elle ne peut agir sur les harmoniques créés par d'autres sortes de charges polluantes [31] [44].

b) Filtres actifs

Traditionnellement, un filtre passif est utilisé pour éliminer les harmoniques. Cependant, cet équipement de compensation comporte certains inconvénients. Pour cela, les filtres actifs ont été proposés pour bien améliorer la qualité de l'énergie électrique [45]. Une des applications principales des filtres actifs est l'élimination ou la réduction des harmoniques de courant et de tension [46]. Le principe du filtrage actif est de compenser les harmoniques présents sur les réseaux électriques en injectant des harmoniques de même amplitude mais en opposition de phase [13] [47].

II.6 COMPARAISON DES DIFFERENTS TYPES DE PERTURBATIONS

Le tableau II.6 montre une comparaison des différents types de perturbations ainsi que leurs solutions [13].

Types de perturbation	Origines	Conséquences	Exemples de solutions
Creux de tension	-Court-circuit, commutation de charges de forte puissance (démarrage moteur...).	- Perturbation ou arrêt du procédé: pertes de données, ouverture de contacteurs, verrouillage de variateurs de vitesse, ralentissement ou décrochage de moteurs.	- ASI, compensateur automatique en temps réel, Régulateur électronique dynamique de tension, démarreur progressif, compensateur électronique série - Augmenter la puissance de court-circuit (Pcc).
Déséquilibre de tension	- Charges déséquilibrées (charges monophasées de forte puissance).	Couples moteurs inverses (vibrations) et surchauffement des machines asynchrones.	- Equilibrer les charges. - Compensateur électronique shunt, régulateur électronique dynamique de tension. - Augmenter la Pcc.
Variations et Fluctuations de tension	- Variations importantes de charges (machines à souder, fours à arc...).	Fluctuation de la luminosité des lampes (papillotement ou flicker).	-Compensateur électromécanique d'énergie réactive, compensateur automatique en temps réel compensateur électronique série, régulateur en charge.
Harmoniques	- Charges non linéaires (varianteurs de vitesse, fours à arc, machines à souder, lampes à décharge, tubes fluorescents...).	Surcharges (du conducteur de neutre, des sources...), déclenchements intempestifs, vieillissement accéléré, dégradation du rendement énergétique, perte de productivité.	-Self anti-harmonique, filtre passif ou actif, filtre hybride, -Inductance de ligne. -Augmenter la Pcc. -Confiner les charges polluantes. - Déclasser les équipements.
Inter-harmonique	Charges fluctuantes (fours à arc, machines à souder...), convertisseur de fréquence.	- Perturbation des signaux de tarification, papillotement (flicker).	-Réactance série.

Tableau II.6 : Solutions des équipements spécifiques pour les différents types de perturbations.

II.7 CONCLUSION

Comme nous avons pu le constater dans ce deuxième chapitre, la qualité de l'énergie électrique est affectée par les différents types de perturbations comme les creux de tension, le déséquilibre ainsi que les harmoniques, qui engendrent la dégradation de la qualité de l'énergie et donc une mauvaise satisfaction et prestation du client.

Cependant, face à ces perturbations, des solutions traditionnelles ou modernes existent.

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

Le chapitre qui suit, présentera un moyen de filtrage classique de ces harmoniques, en l'occurrence, le filtrage passif.

Chapitre III

Utilisation des filtres passifs dans les systèmes CCHT

Chapitre III :**Utilisation des filtres passifs dans les systèmes CCHT****III.1 INTRODUCTION**

Le principe du filtrage passif est de modifier localement l'impédance du réseau afin de faire dévier les courants harmoniques et, du même coup, éliminer les tensions harmoniques résultantes. Ces filtres sont composés d'éléments capacitifs et inductifs qui sont disposés de manière à obtenir une résonance série sur une fréquence déterminée.

Afin de concevoir ce type de filtre, une connaissance précise des caractéristiques et du comportement du réseau sous l'effet des harmoniques est nécessaire. Une telle exigence de conception est généralement satisfaite à l'aide d'un logiciel de simulation. Les types de filtre passifs utilisés sont choisis en fonction de l'atténuation harmonique recherchée [48].

III.2 CLASSIFICATION DES FILTRES PASSIFS

Il est possible de classifier les filtres passifs selon leur emplacement sur le réseau, leur mode de connexion, leur degré d'amortissement de même que leur fréquence de résonance.

Les filtres passifs peuvent se diviser en deux familles, soient les filtres parallèles et les filtres séries. Selon le type choisi, les harmoniques peuvent être littéralement bloqués par une impédance série élevée entre le convertisseur et le réseau (a), déviés par une faible impédance en parallèle (b) (fig. III.1) [48].

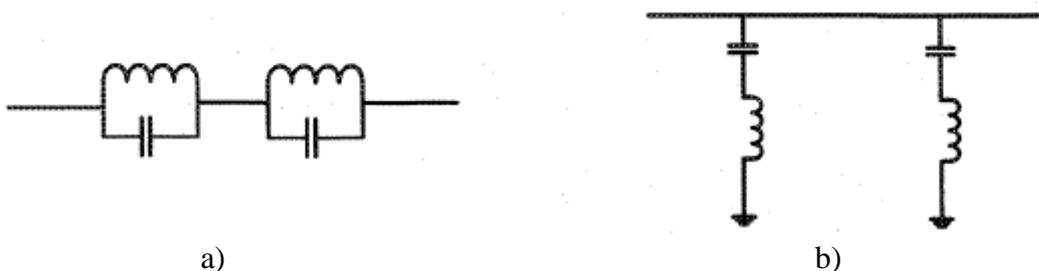


Fig. III.1 : a) Filtre série b) Filtre parallèle

III.2.1 Filtre passif parallèle

Le filtre parallèle est utilisé exclusivement du côté alternatif pour deux raisons :

- 1) Il porte uniquement le courant harmonique et est lié à la terre.
- 2) À la fréquence fondamentale, il possède l'avantage de fournir de la puissance réactive.

Pour une efficacité équivalente au filtre série, le filtre parallèle est beaucoup moins cher. Le filtre parallèle est surtout utilisé dans le cas des charges génératrices de courants harmoniques alors que le filtre série l'est pour les charges génératrices de tensions harmoniques [48].

III.2.1.1 Types de filtres parallèles

a) Filtre résonant

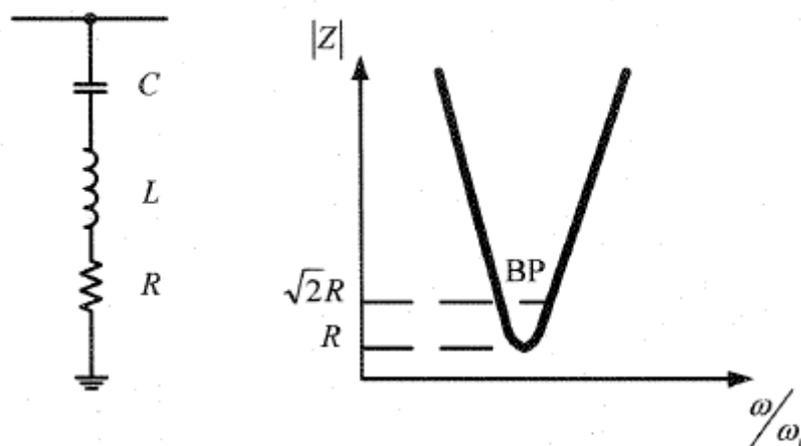


Fig. III.2 : Filtre résonant

Le filtre résonant (fig. III.2) a pour caractéristique une impédance très faible à un courant harmonique de rang déterminé. Le facteur de qualité (Q) détermine la précision du réglage de l'harmonique correspondant ainsi que son efficacité à l'éliminer. Ce qui implique un facteur de qualité élevé pour ce type de filtre. Pour chaque rang d'harmoniques à filtrer, nous devons compter trois branches shunt (un filtre shunt pour chaque phase). Le filtre résonant fournit une partie de la puissance réactive au convertisseur par ses capacités.

L'inconvénient de ce type de filtre shunt est la variation des éléments L et C due à leur vieillissement et à leur qualité. Ces facteurs ont pour effet de créer un désaccord de l'ensemble.

Afin d'éliminer un rang harmonique particulier, un filtre résonant ajusté pour cette fréquence doit être installé sur chacune des trois phases. De plus, l'ajout de ce type de filtre peut causer des résonances parallèles avec l'impédance du réseau. Il y a également risque de résonance si deux filtres résonants ajustés à la même fréquence sont présents sur un même réseau. Il est donc particulièrement important d'avoir une bonne connaissance du comportement du réseau sous l'effet d'harmoniques avant l'installation de ce type de filtre.

b) *Filtre amorti*

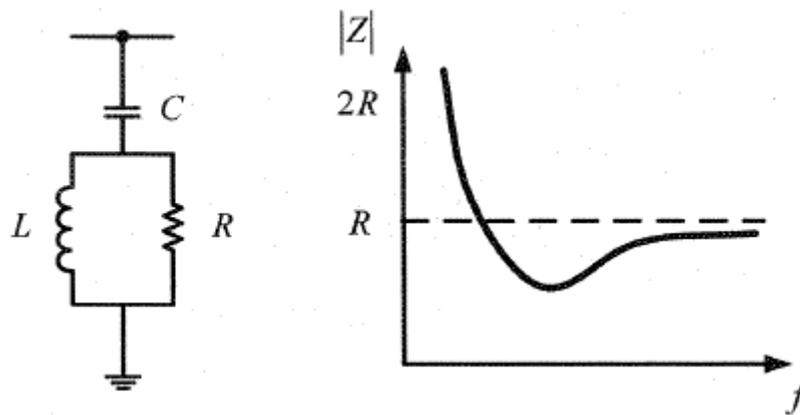


Fig. II.3 : Filtre amorti

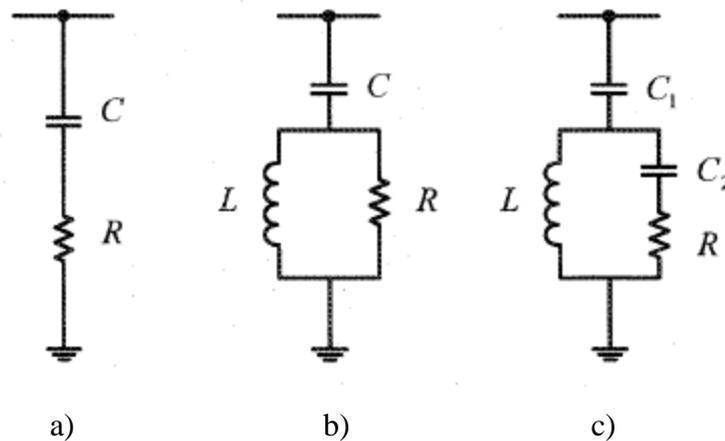


Fig. III.4 : Types de filtre amorti

On distingue trois types de filtre amorti (fig. III.4), les filtres amortis de premier ordre (a), les filtres amortis de second ordre (b) et les filtres de troisième ordre (c). Les filtres amortis offrent plusieurs avantages [48] :

1) Leurs performances sont moins sensibles aux variations de température, aux déviations de fréquence, aux tolérances des composantes, etc...

2) Ils présentent une faible valeur d'impédance pour une large gamme de fréquences harmoniques.

3) L'usage de multiples filtres résonants peut provoquer des résonances parallèles entre les filtres et l'admittance du réseau. Dans ce cas, l'usage d'un ou de plusieurs filtres amortis est préférable.

Les principaux inconvénients du filtre amorti sont les suivant :

1) Pour atteindre des performances similaires à celles du filtre résonant, le filtre amorti doit être conçu pour un taux de puissance apparente (S) élevé, bien que, dans la plupart des cas, de bonnes performances peuvent être obtenues avec la limite requise pour la compensation du facteur de puissance.

2) Les pertes dans la résistance sont généralement élevées.

Le filtre de premier ordre n'est pas très utilisé, car il exige une grande capacité et présente une perte de puissance excessive à la fréquence fondamentale. Le filtre de second ordre fournit de meilleures performances de filtrage, mais avec des pertes plus élevées à la fréquence fondamentale que le filtre de troisième ordre. Ces deux derniers sont, en général, conçus avec un faible facteur de qualité Q compris entre 0,7 et 1,4. Le principal avantage du filtre amorti de troisième ordre sur le deuxième ordre est une réduction substantielle des pertes à la fréquence fondamentale en raison de l'impédance accrue à cette fréquence provoquée par la présence du condensateur $C2$. De plus, la taille de $C2$ est petite comparativement à $C1$ [48].

En pratique, il est courant de mettre en œuvre [48] :

- Des filtres résonants accordés sur les premiers rangs harmoniques (rangs 5 et 7) où les injections de courant sont importantes.
- Un filtre amorti pour limiter l'impédance harmonique sur le reste du spectre (Rangs > 11).

La figure III.5 illustre un exemple de raccordement d'un tel montage sur un réseau monophasé [48].

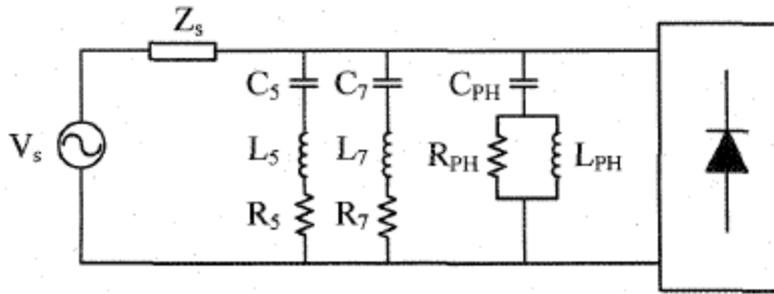


Fig. III.5 : Schéma monophasé d'un réseau avec deux filtres résonants et un filtre amorti

III.3 COUT DU FILTRE PASSIF

Le coût d'un filtre CA est de l'ordre de 5 à 15 % du coût de tout l'équipement de la station de conversion (CA/CC). Il est réparti entre la puissance réactive que doit générer le filtre et le filtrage des harmoniques, mais sans base logique de la division. Le but est donc de concevoir un filtre à coût minimum qui filtre adéquatement et qui fournit une partie de la puissance réactive. Fait important à noter, la capacité représente environ 60 % du coût total du filtre. Avec ces données, une conception précise du filtre est requise [48].

III.4 UTILISATION D'UN CONVERTISSEUR A DEUX PONTS (12 IMPULSIONS)

Les convertisseurs utilisés pour les interconnexions CCHT génèrent des harmoniques de courant sur les réseaux CA qui fournissent les tensions de commutation. De plus, ils font apparaître des harmoniques de tension du côté CC. Ces dernières n'ont aucun effet négatif sur le fonctionnement global d'une interconnexion. En pratique, ils doivent être filtrés de manière à réduire les interférences qu'ils peuvent causer sur les lignes téléphoniques. Le modèle à l'étude vise la simulation d'une interconnexion sur un réseau électrique et ne représente pas son influence sur les lignes téléphoniques. Pour cette raison, seul le filtrage des harmoniques de courant côté CA est discuté [1].

III.4.1 Harmoniques de courant

Il est possible de déduire la relation entre l'ordre des harmoniques de courant côté CA et le nombre d'impulsions des convertisseurs utilisés pour le CCHT. L'équation (III.1) permet de déterminer l'ordre des harmoniques caractéristiques présents dans le courant côté CA.

$$n = p \cdot i \pm 1 \quad (\text{III.1})$$

Où: n est l'ordre de l'harmonique caractéristique.

p : est le nombre d'impulsions du convertisseur.

i : est un nombre entier positif.

L'augmentation du nombre d'impulsions du convertisseur nécessite l'utilisation d'un nombre plus élevé de transformateurs afin de déphaser les tensions triphasées de manière à obtenir les tensions de commutation nécessaires (fig. III.6). Plus le nombre d'impulsions augmente, plus la complexité des configurations de transformateurs augmente. Cependant, le fait d'utiliser des convertisseurs avec un plus grand nombre d'impulsions permet de réduire le taux de distorsion harmonique du courant avant filtrage (fig. III.7).

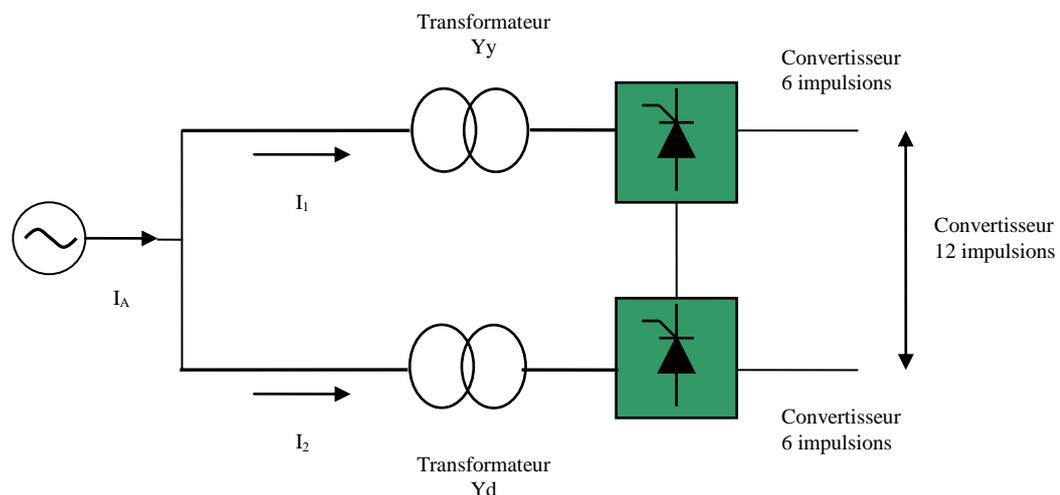


Fig. III.6 : Schéma fonctionnel d'un convertisseur CCHT à 12 impulsions

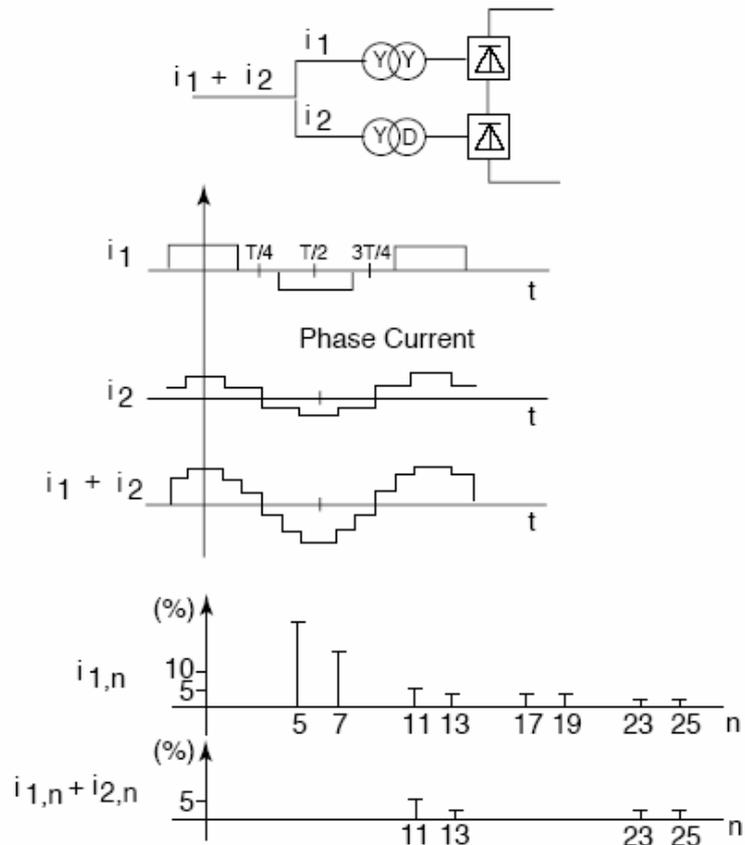
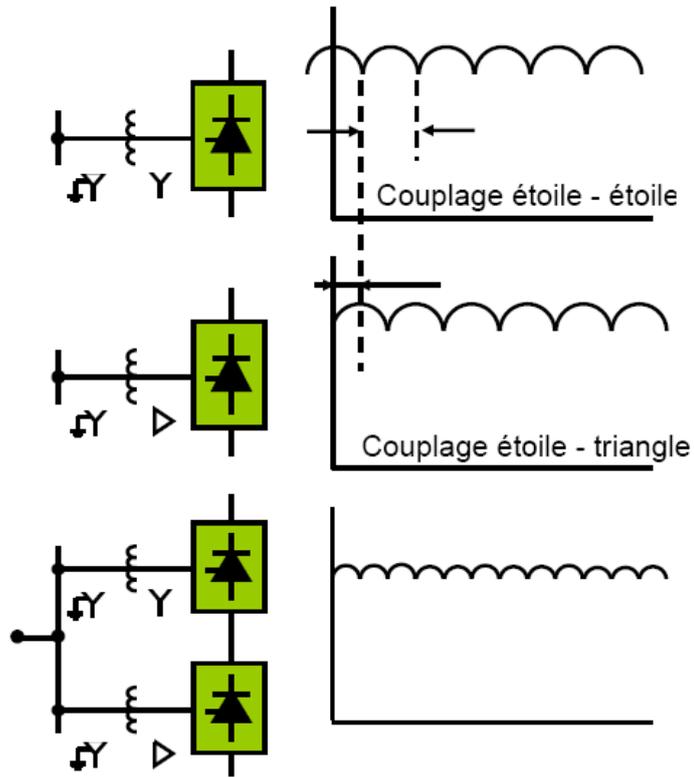


Fig. III.7 : formes de la tension et du courant absorbé par le redresseur et résultante au primaire du transformateur à deux secondaires

En effet, tel que montré à la figure (III.7), l'amplitude des harmoniques pour un convertisseur à 12 impulsions composé de deux convertisseurs de six impulsions en série est réduite. Le déphasage créé entre le courant au primaire du transformateur Y_{y0} (I_1) et celui au primaire du transformateur Y_{dl} (I_2) provoque l'annulation des harmoniques caractéristiques d'ordre inférieur, qui sont généralement d'amplitude plus élevée. La forme d'onde se rapproche alors d'une sinusoïde de fréquence fondamentale.

En considérant le courant côté CA comme une fonction du courant CC et un rapport des enroulements unitaire, il est possible d'exprimer, sous forme d'équations, les courants aux primaires des transformateurs qui sont illustrés sur le schéma de la figure (III.6). Les résultats sont montrés sur les équations (III.2) à (III.4).

$$I_1 = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \cdot I_{cc} \cdot \left(\cos(\omega t) - \frac{1}{5} \cos(5\omega t) + \frac{1}{7} \cos(7\omega t) - \frac{1}{11} (11\omega t) + \dots \right) \quad (\text{III.2})$$

$$I_2 = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \cdot I_{cc} \cdot \left(\cos(\omega t) + \frac{1}{5} \cos(5\omega t) - \frac{1}{7} \cos(7\omega t) - \frac{1}{11} (11\omega t) + \dots \right) \quad (\text{III.3})$$

$$I_A = I_1 + I_2 = \frac{4\sqrt{3}}{\pi} \cdot I_{cc} \cdot \left(\cos(\omega t) - \frac{1}{11} \cos(11\omega t) + \frac{1}{13} (13\omega t) + \dots \right) \quad (\text{III.4})$$

La règle donnée par l'équation (III.1), appliquée à chacun des convertisseurs de six impulsions, permet d'observer l'apparition des harmoniques de courant d'ordre 5, 7, 11, etc..., puisque l'indice d'impulsion p est égale à 6. La somme des courants exprimés aux équations (III.2) et (III.3), dont le résultat est représenté à l'équation (III.4), permet à la fois de vérifier le respect de l'équation (III.1) et de confirmer que les harmoniques d'ordre inférieur, pour un convertisseur à 12 impulsions, sont de plus faible amplitude que pour un convertisseur à six impulsions. L'utilisation de convertisseurs à 12 impulsions génère des harmoniques de courant d'ordre 11, 13, 23, 25, etc... du côté CA d'une interconnexion CCHT [1].

III.5 UTILISATION DES FILTRES PASSIFS EN CCHT

Le courant CA présent sur un réseau est composé d'harmoniques de rang 11, 13, 23, 25, etc... Tel que démontré précédemment, les harmoniques de rang plus faible ont des amplitudes plus élevées relativement aux harmoniques de rang plus élevé. Une des pratiques

les plus courantes dans le domaine du CCHT est de combiner plusieurs types de filtres pour éliminer efficacement les harmoniques.

Deux filtres passifs shunt, passe-bande, syntonisés chacun aux deux fréquences de rang plus faible jumelés à un filtre passe-haut passif shunt pour filtrer les harmoniques de rang supérieurs sont généralement utilisés. Un banc de condensateurs est aussi jumelé à ces filtres pour ajouter à la compensation de la puissance réactive. La figure III.8 illustre la configuration des filtres d'harmonique de courant généralement utilisés sur chacun des réseaux interconnectés.

III.6 SYSTEME ETUDIE

Le modèle proposé à l'étude dans ce chapitre est un système de transport à courant continu CIGRE de 1000 MW (2 kA, 500 kV), reliant un premier réseau (345 kV, 50 Hz) à un deuxième réseau (230 kV, 50 Hz) (figure III.8) [03].

Le modèle de CIGRE complet d'une liaison CCHT est présenté dans l'annexe.

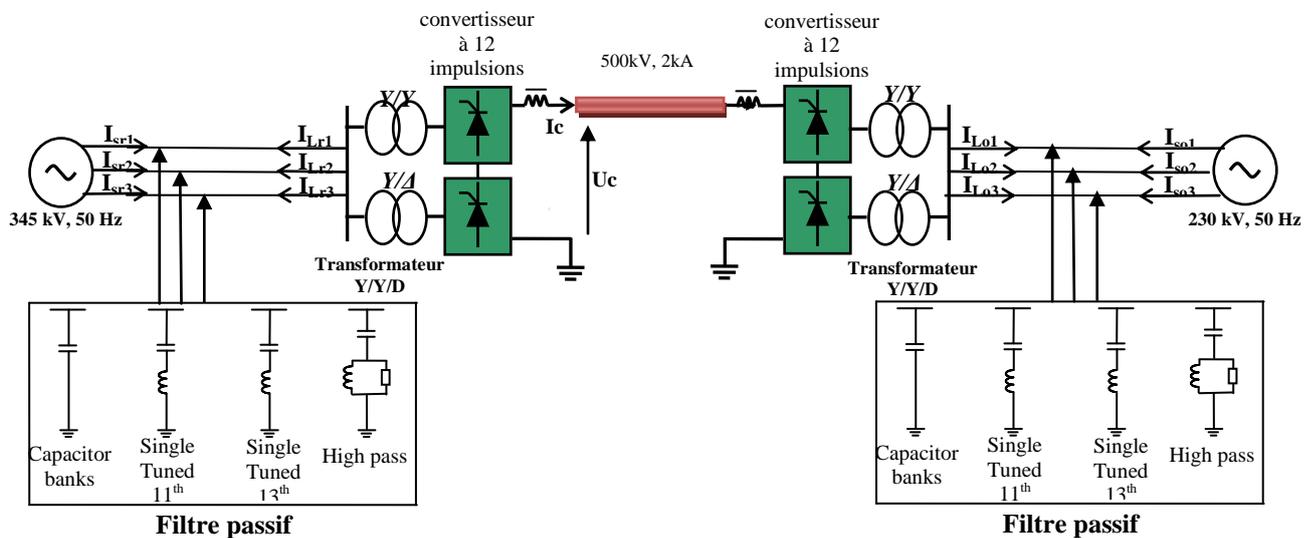


Fig. III.8 : Liaison CCHT CIGRE avec filtres passifs

La charge polluante est représentée par un convertisseur (redresseur ou onduleur) classique qui est constitué de deux ponts de thyristors connectés en série dans un système CCHT CIGRE.

Le convertisseur est connecté au réseau par un transformateur triphasé 1196-MVA.

Une charge résistive de 1000 MW est connectée du côté continu à travers une inductance de lissage.

Le banc de condensateurs est de 150 MVAR.

Le filtre passif est constitué de trois filtres d'harmoniques :

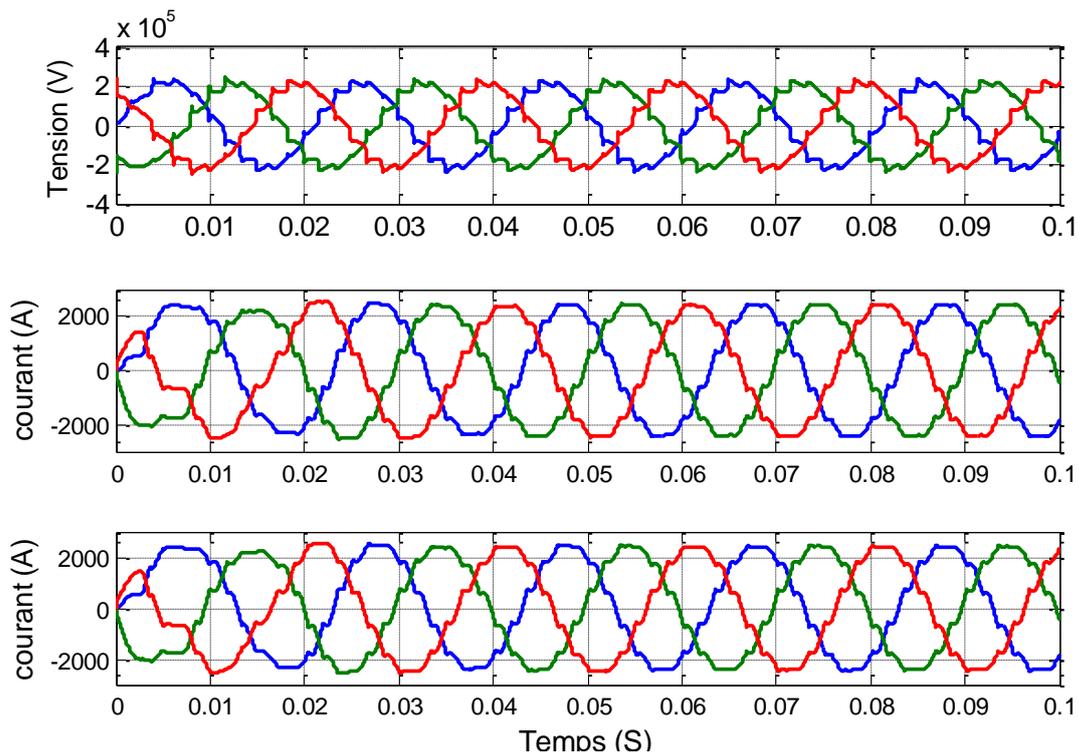
- Le premier filtre de 150 MVAR est adapté pour éliminer l'harmonique 11.
- le deuxième filtre est destiné à la suppression de l'harmonique 13. Il est de 150 MVAR.
- Le troisième est un filtre passe-haut adapté au 24^{ème} harmonique. Il est de 150 MVAR.

III.7 SIMULATION

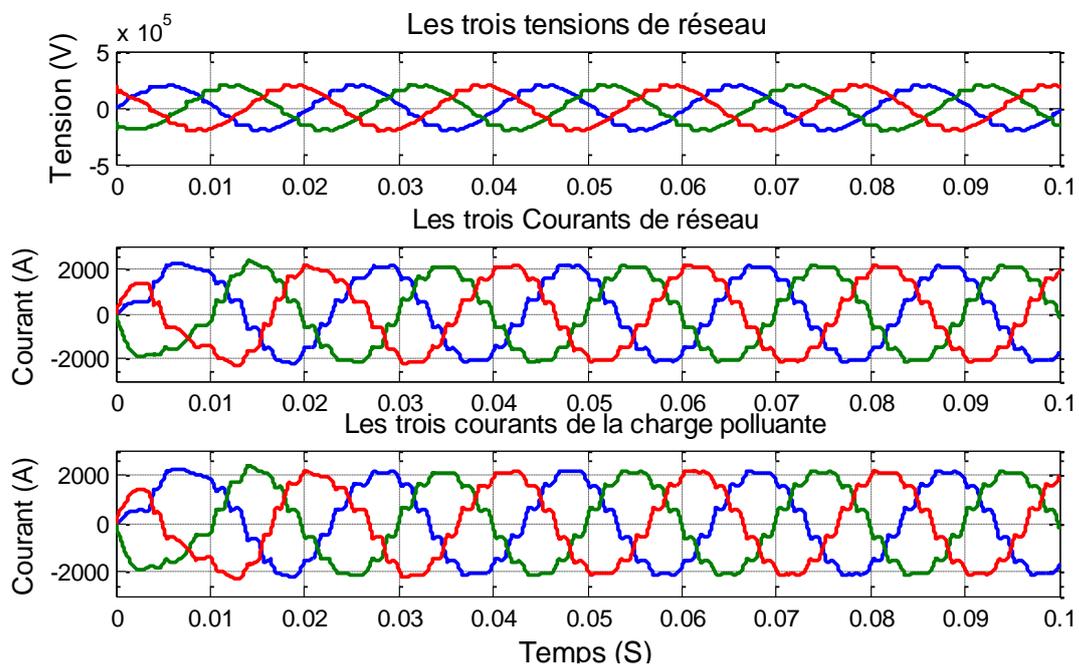
Pour valider avec exactitude les performances du filtre passif parallèle, le système décrit précédemment a été implanté et simulé en utilisant "SimPower System" fonctionnant sous l'environnement Matlab/Simulink.

En simulation, les harmoniques de tension ont été introduites délibérément du côté réseau électrique (distorsion de la tension de source et des charges non linéaires hautement polluées).

III.7.1 Sans filtrage

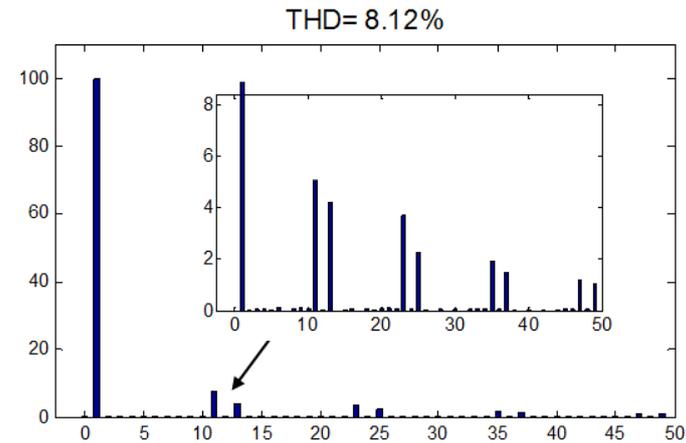


a) côté redresseur



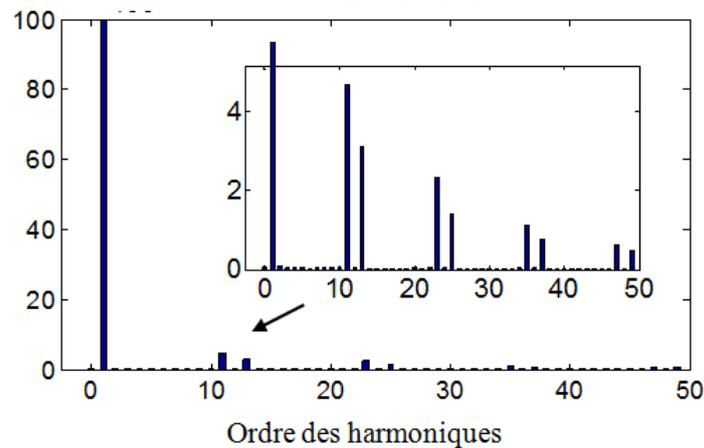
b) côté onduleur

Fig. V.09 : Tension et courant de deux sources avant filtrage



a) côté redresseur

THD= 6.48%

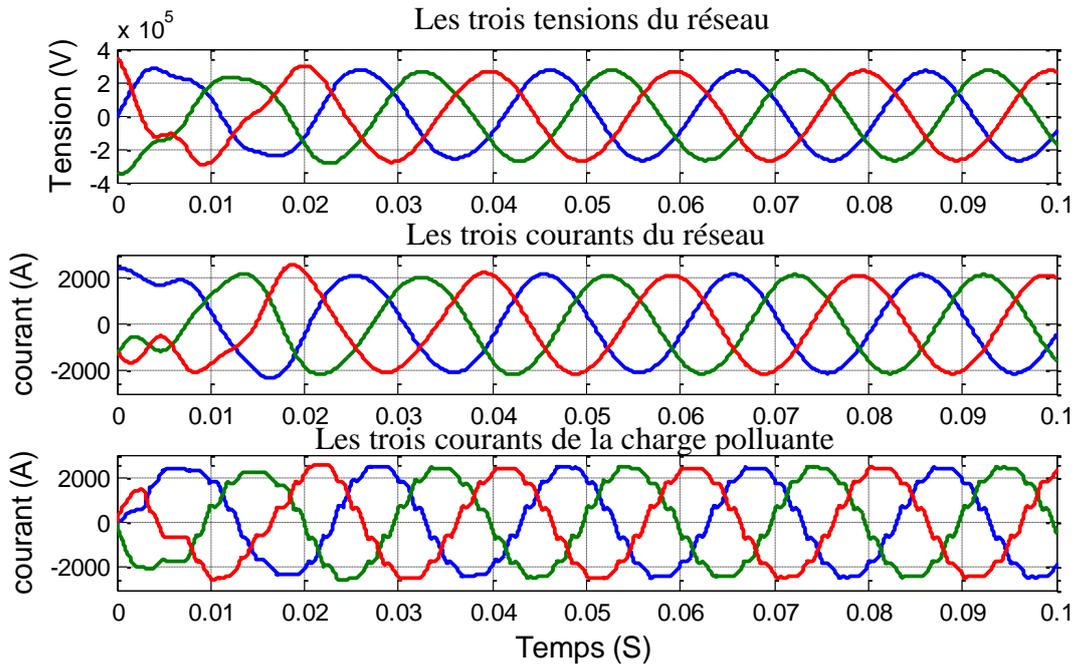


a) côté onduleur

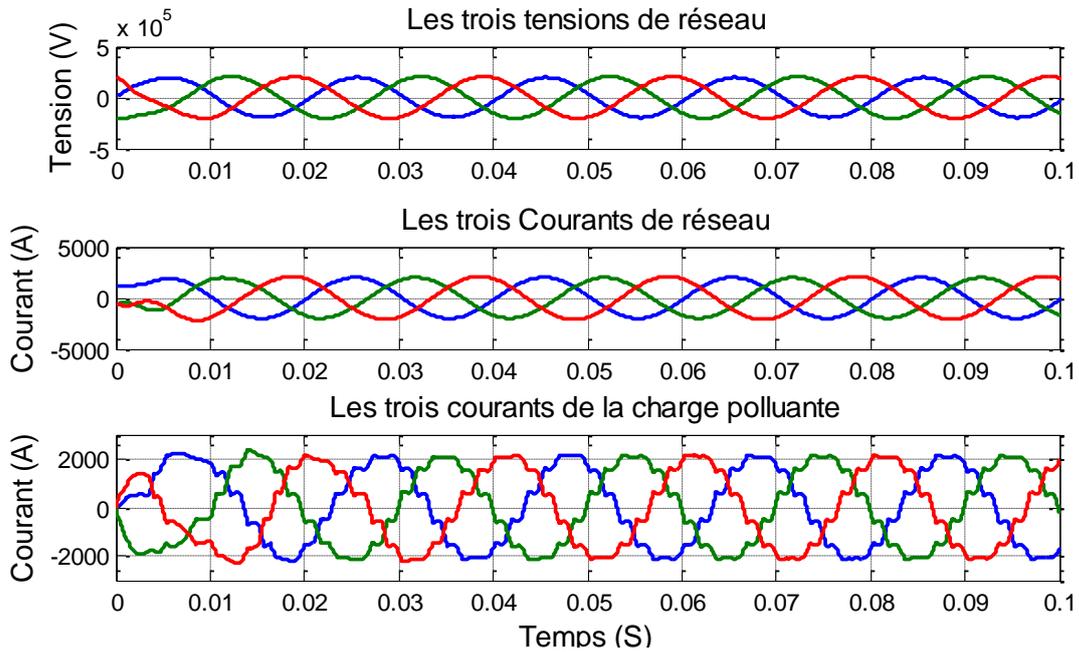
Fig. III.10 : Spectre du courant du réseau

Le courant et la tension de deux réseaux (figure III.9) et celui de la charge polluante ont une forme non sinusoïdale car chaque charge non linéaire est génératrice de courants harmoniques. Ainsi, l'analyse spectrale présentée dans la figure III.10 montre la présence de plusieurs rangs d'harmoniques qui perturbent les formes des courants et des tensions. Les harmoniques provoquent des effets indésirables sur l'ensemble des grandeurs électriques dans le réseau, ce qui empêche un fonctionnement normal de ses équipements.

III.7.2 Filtrage passif



a) côté redresseur



b) côté onduleur

Fig. V.11 : Tension et courant de deux sources après filtrage

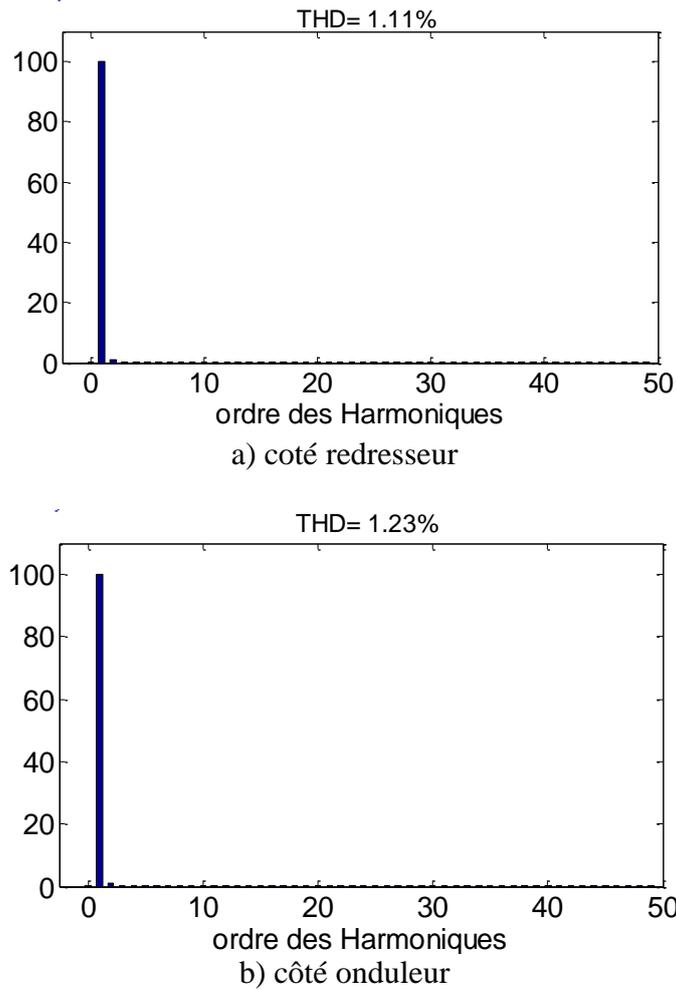


Fig. III.12 : Spectre du courant de deux réseaux de système CCHT

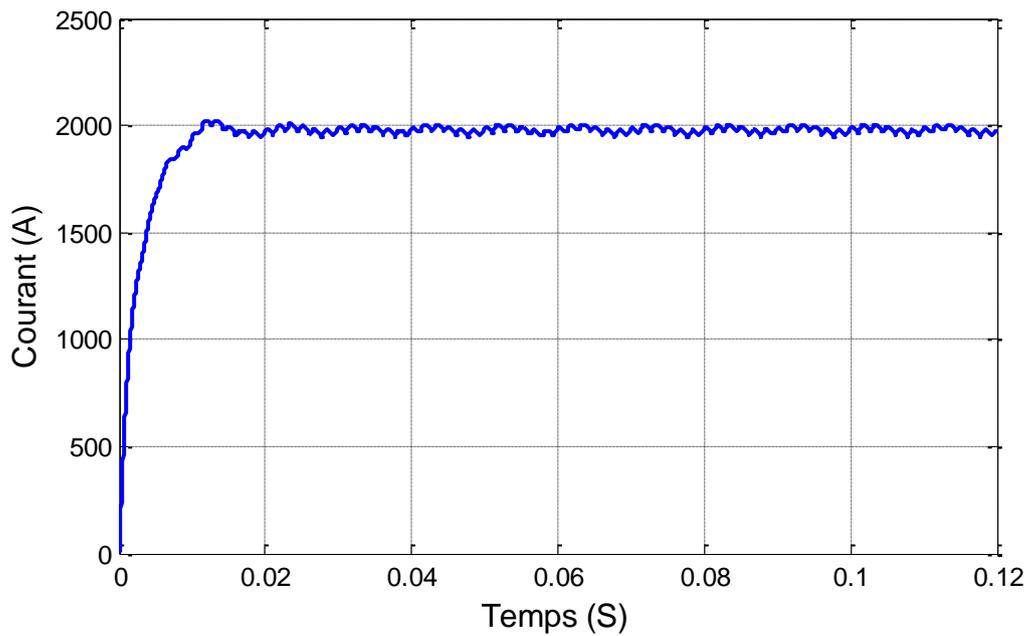
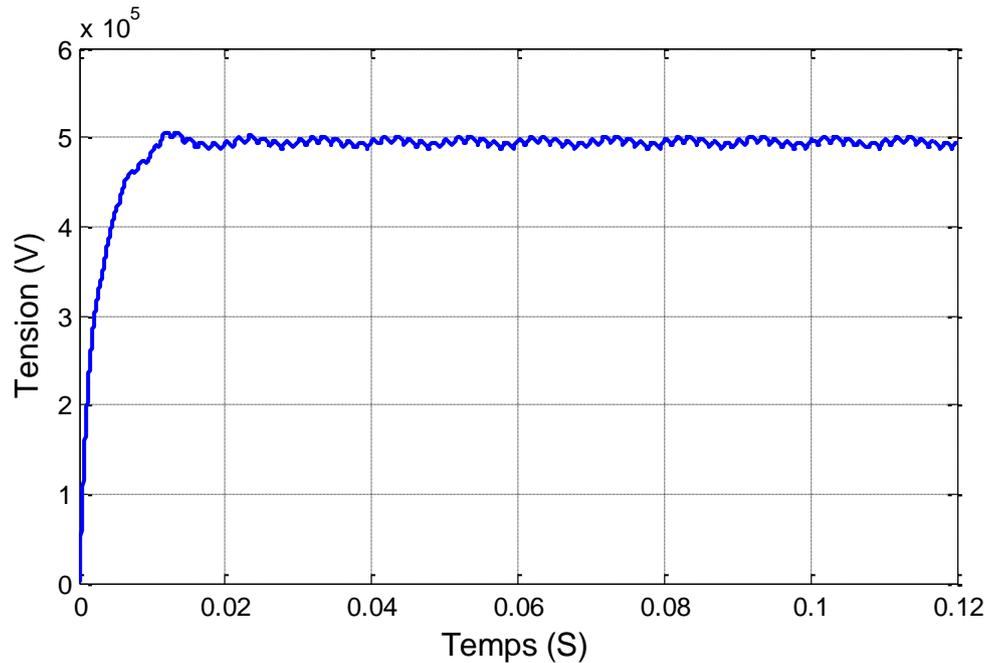


Fig. III.13 : Le courant continu Ic

Fig. III.14 : La tension continue U_c

. La figure III.11 montre que la forme des courants et des tensions de deux réseaux est complètement dépourvue d'harmoniques (forme sinusoïdale). Le courant généré par la charge est déformé, ce qui indique la présence d'harmoniques. Le spectre harmonique du courant de source est donné à la figure III.12. Le taux de distorsion harmonique (THD) avant compensation est de 8.12 %. Il est réduit à 1.11% après compensation côté redresseur. Pour le côté onduleur, il passe de 06.48% à 1.23%.

Sur les figures (III.14) et (III.13), on remarque que la valeur de la tension continue de la ligne est inférieure à 500 kV, et celle de courant continu est inférieure à 2 kV. Ces résultats montrent clairement l'inconvénient du banc de condensateurs du filtre passif qui doit permettre l'adaptation immédiate de la compensation aux variations de la charge, mais dans le cas présent, cette source d'énergie réactive constitue une compensation insuffisante.

Ceci est un nouveau problème dans le domaine du transport d'énergie électrique en courant continu (CCHT).

III.8 CONCLUSION

Malgré la large utilisation des filtres passifs dans l'industrie, ces dispositifs peuvent présenter beaucoup d'inconvénients :

- Manque de souplesse à s'adapter aux variations du réseau et de la charge,
- Équipements volumineux,
- Problèmes de résonance avec l'impédance du réseau.

Il s'agit de filtres passifs accordés ou résonnants et de filtres passifs passe-haut du second ordre ou amortis. Cette solution extrêmement simple de principe et fortement répandue, pose, tout de même, certains problèmes [49] :

- La conception du filtre nécessite une connaissance approfondie de la configuration du réseau électrique.
- Le dimensionnement dépend du spectre harmonique de la charge et de l'impédance de la source.
- Aux fréquences spécifiques, il existe des antirésonances entre l'impédance de source et les filtres passifs. En plus, des harmoniques de courants générés par la tension de source non-sinusoïdale s'écoulent par les filtres passifs *LC* ;
- La variation de fréquence de la source alternative affecte les caractéristiques de compensation des filtres passifs. Par conséquent, la taille des composants dans chaque branche accordée devient peu pratique si la variation de fréquence est grande. Pour les systèmes de puissance, nous considérons une grande variation de la fréquence les variations de plus ou moins 0,5 Hz [50] ;
- Toute modification du réseau (restructuration, nouveaux clients, ...), en changeant la fréquence d'accord, peut rendre le filtre passif inadapté et perturbateur (phénomène de résonance). Donc, si le réseau se modifie, il faut modifier les paramètres du filtre.
- Afin de limiter les risques de résonance en tension, le facteur de qualité du filtre accordé est dégradé et provoque une consommation de puissance active.
- Pour le fondamental, ces circuits ont un comportement capacitif et sont une source de puissance réactive.

Pour toutes ces raisons, nous devons adopter une autre solution ; c'est le filtrage actif. Ceci sera traité au prochain chapitre.

Chapitre IV

Filtres actifs et stratégies de leur contrôle

Chapitre IV :**Filtres actifs et stratégies de leur contrôle****IV.1 INTRODUCTION**

Les inconvénients inhérents aux filtres passifs (non adaptatifs aux variations de la charge et du réseau, phénomène de résonance) ont conduit à concevoir une nouvelle structure de filtres appelés « filtres actifs ». Ceux-ci constituent aujourd'hui une solution plus sophistiquée que le filtrage passif, bénéficiant de technologies de plus en plus performantes et constamment améliorée par les constructeurs de ces équipements.

Le principe de fonctionnement du filtre actif réside dans le fait que celui-ci produit des courants, ou des tensions, qui s'opposent aux courants harmoniques, ou tensions harmoniques, tendant ainsi à établir un courant, appelé par la charge, quasi sinusoïdal.

Ces filtres actifs, encore appelés compensateurs actifs, sont utilisés en parallèle ou en série au sein d'une installation nécessitant un traitement harmonique. Les filtres actifs sont d'une utilisation plus large que les filtres passifs puisqu'ils peuvent compenser plusieurs rangs d'harmoniques à la fois. En effet, le filtrage actif constitue une solution intéressante pour la dépollution des réseaux industriels : d'une part, il est capable de s'adapter automatiquement aux valeurs des rangs harmoniques présents sur le réseau électrique de l'installation et, d'autre part, ce dispositif n'affecte pas les caractéristiques de l'impédance ou de résonance du réseau. Nous retrouvons les structures suivantes [50] :

- Filtre actif série
- Filtre actif parallèle
- Filtre hybride

IV.2. FILTRES ACTIFS

IV.2.1 Filtre actif série

Dans cette configuration le filtre actif est placé en série sur le réseau. Ainsi, il compense la tension harmonique au point de connexion de la charge. Il peut être destiné à isoler les installations sensibles des perturbations dérivant du réseau telles que les harmoniques, les surtensions et les déséquilibres.

La tension aux bornes de la charge est sinusoïdale, ce qui n'est pas le cas du courant dans la source car cette dernière est traversée par la totalité du courant de charge (Figure IV.1)

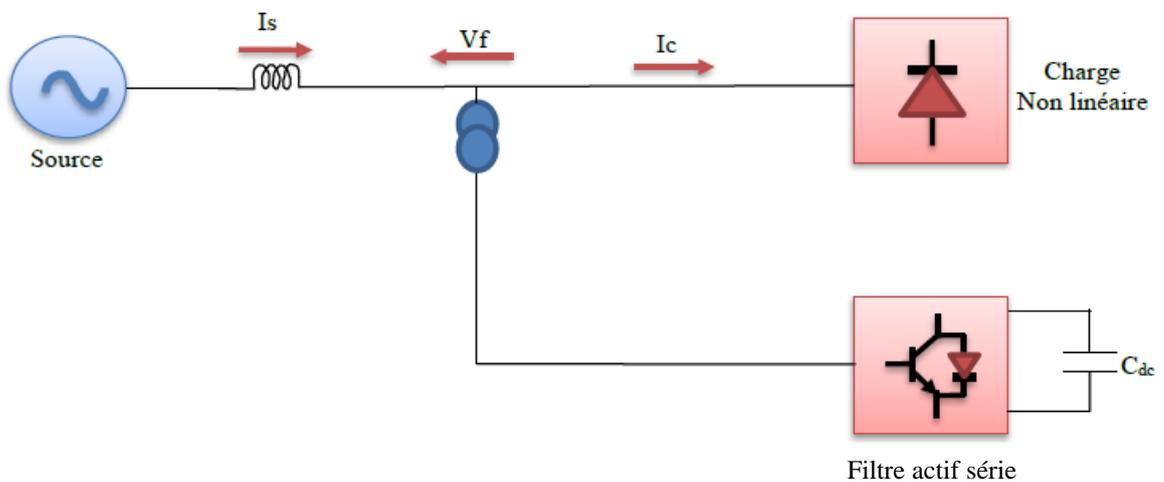


Fig. IV.1 : Filtre actif série.

Il y a des solutions qui permettent de pallier cet inconvénient : c'est l'association du filtre actif série avec des filtres passifs parallèle. Cette combinaison permet, d'une part, de minimiser la puissance du filtre actif car une grande partie des courants harmoniques est absorbé par les filtres passifs. D'autre part, elle permet d'améliorer les performances des filtres passifs.

IV.2.2 Filtre actif parallèle

Le filtre actif parallèle se comporte comme un générateur de courants harmoniques. Il est commandé de façon à injecter au réseau des courants harmoniques égaux à ceux générés par la charge, mais de phases opposées.

Le courant coté source sera ainsi sinusoïdal. Par contre, la tension au point de connexion ne le sera que si la source de tension du réseau est exempte d'harmoniques (Figure IV.2)

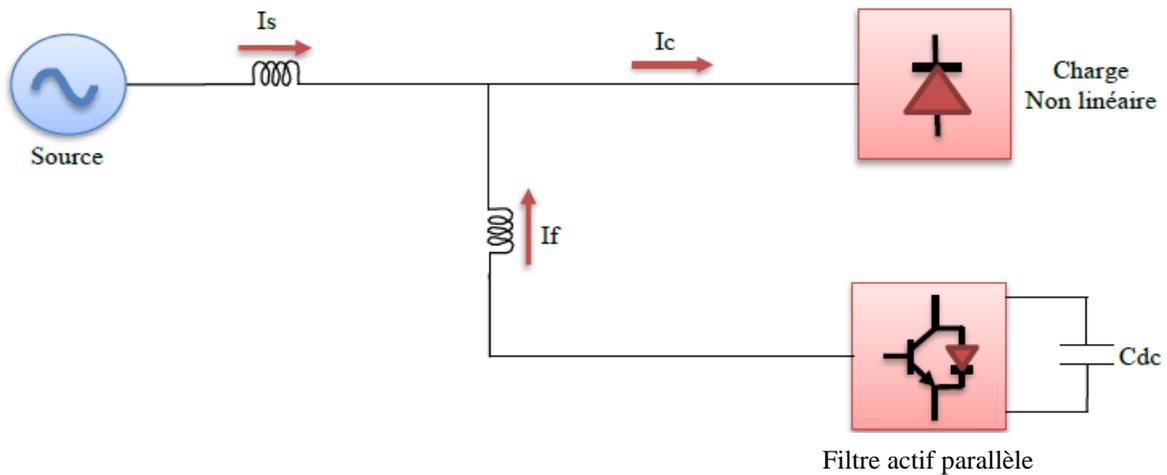


Fig. IV.2 : Filtre actif parallèle

Le filtre actif parallèle peut, en même temps, compenser le courant réactif mais avec un dimensionnement plus important. Il peut être utilisé suivant deux modes de fonctionnement [51] :

- Filtre dédié

Si les harmoniques à filtrer sont connus a priori, la commande du filtre est dédiée. L'exemple type est la suppression des premiers harmoniques du courant absorbé par un redresseur alimentant une charge fortement inductive. Dans ce cas, les harmoniques peuvent être approximativement estimés à partir de l'amplitude et de la phase du courant fondamental.

- Filtre adaptatif

Ce filtre est capable d'identifier par lui-même les harmoniques et de s'adapter automatiquement à leurs éventuelles évolutions. Le filtre actif parallèle se comporte comme un générateur de courant harmonique. Il est commandé de façon à injecter au réseau des courants harmoniques égaux à ceux générés par la charge, mais de phases opposées.

IV.2.3 Combinaison parallèle-série actif (UPQC)

La combinaison de filtres parallèle-série actifs, aussi appelée Unified Power Quality Conditioner (UPQC), résulte de l'association des deux filtres actifs parallèle et série, comme le montre la figure (IV.3). Profitant des avantages des deux filtres actifs, l'UPQC assure un courant et une tension sinusoïdaux du réseau électrique à partir d'un courant et d'une tension perturbés de celui-ci [52, 53, 54].

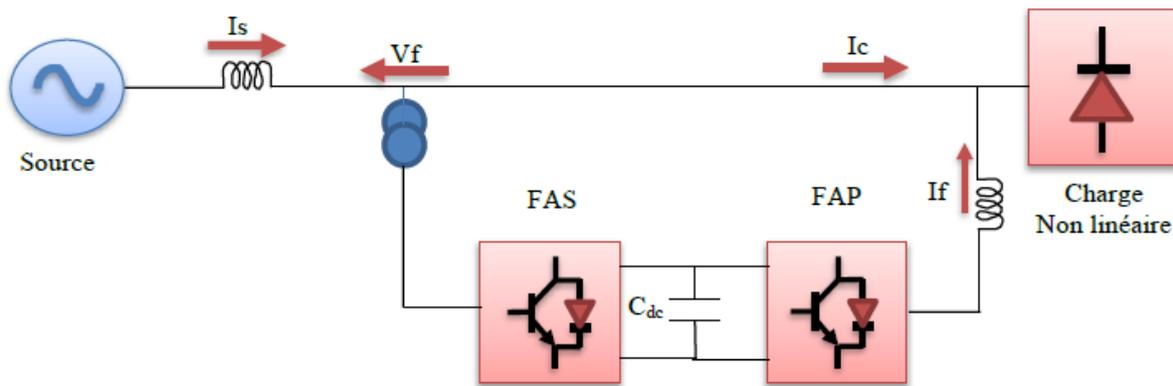


Fig. IV.3 : Combinaison de filtre parallèle-série actifs (UPQC)

IV.2.4 Filtre hybride

Un filtre hybride résulte de l'association d'un filtre actif et d'un filtre passif. Le filtre passif prend en charge la compensation d'une grande partie des harmoniques. Par contre, le filtre actif maintient les performances de filtrage en fonction de la charge et de son évolution. Une telle combinaison réduit considérablement le coût du filtre actif.

Plusieurs configurations de filtres hybrides ont été présentées dans la littérature [55]. Les plus étudiées sont :

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

IV.2.4.1 Filtre actif série avec des filtres passifs parallèles

Le rôle du filtre actif série, dans ce cas, est d'empêcher les courants harmoniques de circuler vers le réseau et de les obliger à passer par les filtres passifs raccordés à leurs fréquences comme le montre la fig. IV.4 [55].

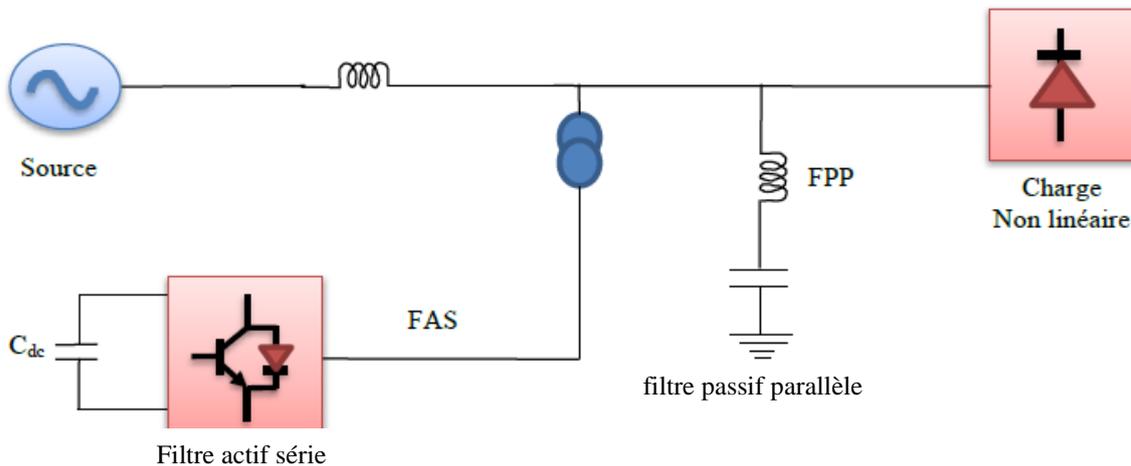


Fig. IV.4 : Filtre actif série et filtre passif parallèle

IV.2.4.2 Filtre actif série connecté en série avec des filtres passifs parallèles

Le principe de fonctionnement de cette configuration, présentée en fig. IV.5, est le même que le précédent avec l'avantage de réduire encore le dimensionnement du filtre actif série car le courant qui le traverse est plus faible [55]. De plus, le filtre actif série est à l'abri d'un éventuel court-circuit de la charge.

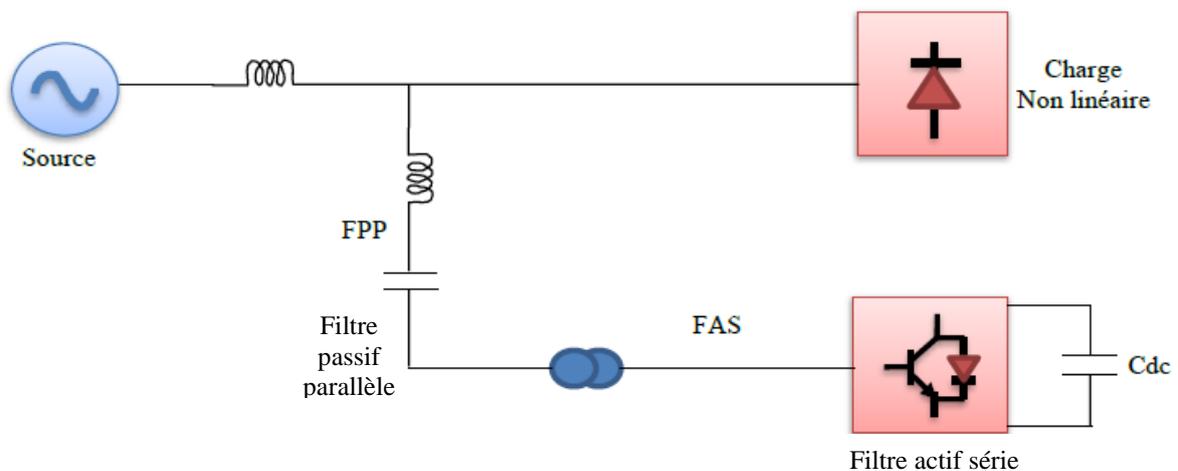


Fig. IV.5 : Filtre actif série connecté en série avec un filtre passif parallèle

IV.2.4.3 Filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle

Le rôle du filtre actif parallèle dans cette configuration, montrée en fig. IV.6, est la compensation des courants harmoniques basses fréquences émis par la charge polluante. Le filtre passif accordé sur une fréquence élevée, élimine les harmoniques hautes fréquences, y compris ceux créés par le filtre actif parallèle. Ce type de filtrage a déjà été appliqué à la compensation des courants harmoniques émis par un cycloconvertisseur de forte puissance [55].

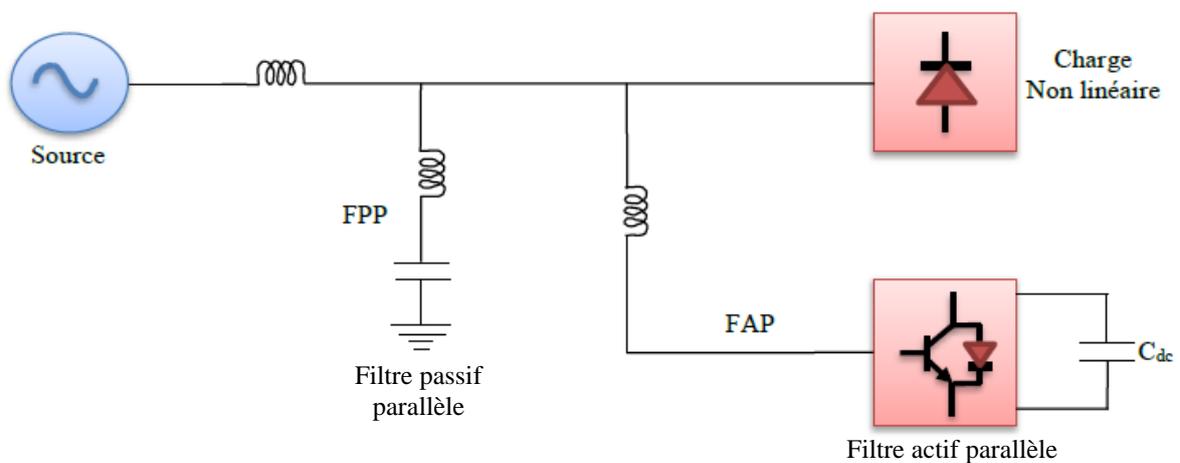


Fig. IV.6 : Filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle

IV.3 MODELISATION DU FILTRE ACTIF PARALLELE A STRUCTURE TENSION

La figure IV.7 présente le filtre actif à structure tension où l'onduleur de tension est connecté en parallèle sur le réseau via un filtre de couplage (L_f , R_f). La capacité C 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 [40].

L'onduleur triphasé est constitué d'interrupteurs bidirectionnels en courant. Ils sont réalisés par des semi-conducteurs commandables à l'ouverture et à la fermeture (de type IGBT dans la majorité des cas) montés en antiparallèle avec une diode.

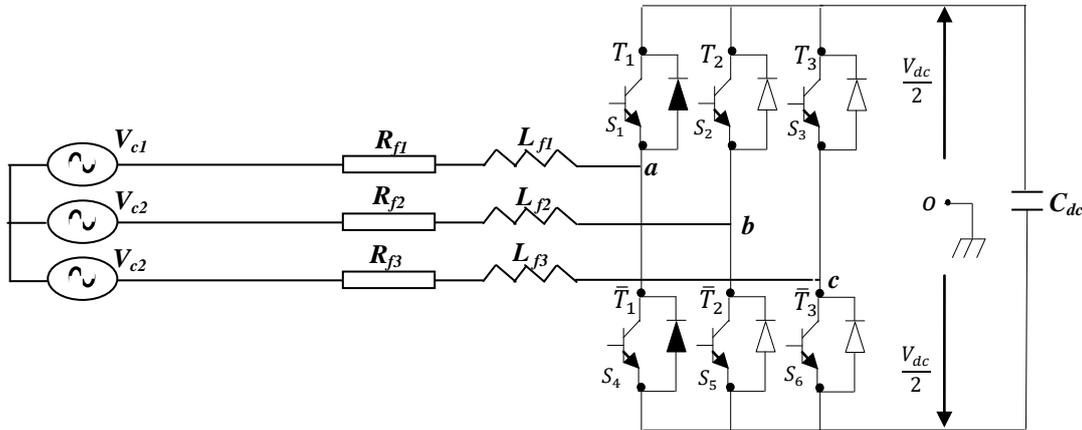


Fig. IV.7. Filtre actif à structure tension.

En théorie, nous commandons les deux semi-conducteurs d'un même bras de façon complémentaire : la conduction de l'un entraîne le blocage de l'autre. Avec cette hypothèse, l'ouverture et la fermeture des interrupteurs de l'onduleur de la figure IV.7 dépendent de l'état de trois signaux de commande (T_1, T_2, T_3), définis ci-dessous :

$$\begin{aligned}
 \mathbf{T1} &= \begin{cases} \mathbf{1} & S_1 \text{ fermé et } S_4 \text{ ouvert} \\ \mathbf{0} & S_4 \text{ fermé et } S_1 \text{ ouvert} \end{cases} \\
 \mathbf{T2} &= \begin{cases} \mathbf{1} & S_2 \text{ fermé et } S_5 \text{ ouvert} \\ \mathbf{0} & S_5 \text{ fermé et } S_2 \text{ ouvert} \end{cases} \\
 \mathbf{T3} &= \begin{cases} \mathbf{1} & S_3 \text{ fermé et } S_6 \text{ ouvert} \\ \mathbf{0} & S_6 \text{ fermé et } S_3 \text{ ouvert} \end{cases}
 \end{aligned}$$

En pratique, les deux semi-conducteurs d'un même bras ne doivent jamais conduire en même temps afin d'éviter de court-circuiter la source de tension ; il faut donc générer un

temps d'attente, également appelé temps mort, entre la commande au blocage d'un interrupteur et la commande à l'amorçage de l'autre interrupteur du même bras. Ainsi, à partir des états des interrupteurs présentés par les variables T_1 , T_2 et T_3 , on obtient huit cas possibles pour les 03 tensions de sortie du filtre actif V_{fi} (référencées par rapport au point de mi-tension continue), comme le montre le Tableau IV.1 [50], [57].

Cas N°	T3	T2	T1	Vf3	Vf2	Vf1
0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	1	-Vdc/3	-Vdc/3	2Vdc/3
2	0	1	0	-Vdc/3	2Vdc/3	-Vdc/3
3	0	1	1	-2Vdc/3	Vdc/3	Vdc/3
4	1	0	0	2Vdc/3	-Vdc/3	-Vdc/3
5	1	0	1	Vdc/3	-2Vdc/3	Vdc/3
6	1	1	0	Vdc/3	Vdc/3	-2Vdc/3
7	1	1	1	0	0	0

Tab. IV.1. Tensions en sortie de l'onduleur.

Les potentiels des nœuds a, b, et c de l'onduleur par rapport au point milieu imaginaire o sont donnés par les équations (IV.29) [29][48] :

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

$$\text{Avec : } U_c = \frac{V_{dc}}{2}$$

Les tensions composées de l'onduleur s'expriment en fonction des états des interrupteurs comme suit [29][48] :

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

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 :

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} + V_{n0} \\ V_{bo} = V_{bn} + V_{n0} \\ V_{co} = V_{cn} + V_{n0} \end{cases} \quad (IV.3)$$

Et en fonction des tensions simples de l'onduleur :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{an} - V_{bn} \\ V_{bc} = V_{bn} - V_{cn} \\ V_{ca} = V_{cn} - V_{an} \end{cases} \quad (IV.4)$$

Ce qui donne :

$$\begin{cases} V_{ab} - V_{ca} = V_{an} - (V_{bn} + V_{cn}) + V_{an} \\ V_{bc} - V_{ab} = V_{bn} - (V_{cn} + V_{an}) + V_{bn} \\ V_{ca} - V_{bc} = V_{cn} - (V_{an} + V_{bn}) + V_{cn} \end{cases} \quad (IV.5)$$

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

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (IV.6)$$

La substitution de (IV.5) dans (IV.6) aboutit à :

$$V_{n0} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}). \quad (IV.7)$$

A partir de la relation (II.7), on peut écrire :

$$\begin{cases} V_{an} = -(V_{bn} + V_{cn}) = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = -(V_{cn} + V_{an}) = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = -(V_{an} + V_{bn}) = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad (IV.8)$$

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

$$[V_{AC}] = [T] \cdot [V_{DC}]. \quad (IV.9)$$

Telle que :

$$[V_{AC}] = [V_{an} \quad V_{bn} \quad V_{cn}]^T \quad (IV.10)$$

$$[V_{DC}] = [V_{ao} \quad V_{bo} \quad V_{co}]^T \quad (IV.11)$$

Les tensions à la sortie de l'onduleur sont données par :

$$[v_{fi}] = [V_{AC}] = \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.12})$$

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 :

$$[T] = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & \frac{-1}{3} & \frac{-1}{3} \\ \frac{-1}{3} & \frac{2}{3} & \frac{-1}{3} \\ \frac{-1}{3} & \frac{-1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.13})$$

$$\begin{cases} v_{f1} = \frac{V_{dc}}{3} (2S_1 - S_2 - S_3) \\ v_{f2} = \frac{V_{dc}}{3} (2S_2 - S_1 - S_3) \\ v_{f3} = \frac{V_{dc}}{3} (2S_3 - S_1 - S_2) \end{cases} \quad (\text{IV.14})$$

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

$$\begin{bmatrix} v_{f\alpha} \\ v_{f\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{f1} \\ v_{f2} \\ v_{f3} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.15})$$

IV.3.1 Modèle mathématique du filtre actif parallèle dans tous les repères

Le filtre actif shunt est donné mathématiquement dans le repère triphasé par le système d'équations suivant [29] :

$$\begin{cases} \frac{di_{f1}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} i_{f1} + \frac{1}{L_f} v_{f1} - \frac{1}{L_f} v_{c1} \\ \frac{di_{f2}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} i_{f2} + \frac{1}{L_f} v_{f2} - \frac{1}{L_f} v_{c2} \\ \frac{di_{f3}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} i_{f3} + \frac{1}{L_f} v_{f3} - \frac{1}{L_f} v_{c3} \\ C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = S_1 i_{f1} + S_2 i_{f2} + S_3 i_{f3} \end{cases} \quad (\text{IV.16})$$

On désigne par S_i 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.

Pour le modèle d'un filtre actif shunt dans le repère (α, β) , nous appliquons la transformée de Concordia directe définie par (IV.17) et le système (II.18) [29][58] :

- Pour les courants :

$$\begin{bmatrix} I_{f\alpha} \\ I_{f\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{f1} \\ I_{f2} \\ I_{f3} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.17})$$

- Pour les tensions au Pcc :

$$\begin{bmatrix} V_{c\alpha} \\ V_{c\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{c1} \\ V_{c2} \\ V_{c3} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.18})$$

$$\text{Et } \begin{bmatrix} V_{c\alpha} \\ V_{c\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{\alpha} \\ S_{\beta} \end{bmatrix} \cdot V_{dc} \quad (\text{IV.19})$$

Le modèle du FAP (Filtre Actif Parallèle) dans le repère **stationnaire** et défini par (IV.20) :

$$\begin{cases} \frac{di_{f\alpha}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} i_{f\alpha} + \frac{1}{L_f} v_{f\alpha} - \frac{1}{L_f} v_{c\alpha} \\ \frac{di_{f\beta}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} i_{f\beta} + \frac{1}{L_f} v_{f\beta} - \frac{1}{L_f} v_{c\beta} \\ C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = S_{\alpha} i_{f\alpha} + S_{\beta} i_{f\beta} \end{cases} \quad (\text{IV.20})$$

Avec :

$$\begin{cases} S_{\alpha} = \frac{1}{\sqrt{6}} (2S_1 - S_2 - S_3) \\ S_{\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (S_2 - S_3) \end{cases} \quad (\text{IV.21})$$

Où, les tensions du réseau, les courants et les tensions du filtre sont donnés par :

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha} \\ V_{\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.22})$$

$$\begin{bmatrix} V_{f\alpha} \\ V_{f\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} S_{\alpha} \\ S_{\beta} \end{bmatrix} V_{dc} \quad (\text{IV.23})$$

$$\begin{bmatrix} i_{f\alpha} \\ i_{f\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{l1} \\ I_{l2} \\ I_{l3} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.24})$$

A partir du modèle du filtre actif dans le repère stationnaire, et en appliquant la transformée de Park défini par (IV.25) sur ce modèle, on obtient le modèle du FAP dans le repère **synchrone** (dq) (eq. IV.26) [29] :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{IV.25})$$

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

Avec :

$$\begin{bmatrix} S_d \\ S_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_\alpha \\ S_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{IV.27})$$

IV.4 STRATEGIE DE COMMANDE D'UN FILTRE ACTIF

La stratégie de commande se base sur la détection des courants perturbateurs dans le domaine temporel. Trois possibilités d'identification des courants perturbateurs ont déjà été proposées [50] :

- Identification à partir de la détection du courant de la charge polluante,
- Identification à partir de la détection du courant de la source,
- Identification à partir de la détection de la tension de la source.

La première méthode est la plus appropriée au filtre actif parallèle installé par le consommateur pour compenser les courants perturbateurs causés par ses charges polluantes. C'est pourquoi cette méthode de détection sera employée dans ce travail.

Les différentes méthodes d'identification de courant perturbateur peuvent être regroupées en deux familles d'approche :

- La première utilise la transformée de Fourier rapide dans le domaine fréquentiel pour extraire les harmoniques du courant. Cette méthode est bien adaptée aux charges où le contenu harmonique varie lentement. Elle donne aussi l'avantage de sélectionner les harmoniques individuellement et de ne choisir de compenser que les plus prépondérants. Il est à noter que cette méthode nécessite une grande puissance de calcul afin de réaliser toutes les transformations nécessaires pour extraire les harmoniques [59].

- La deuxième famille est basée sur le calcul des puissances instantanées dans le domaine temporel. Certaines de ces méthodes se basent sur le calcul des puissances harmoniques de la charge non linéaire. D'autres peuvent être utilisées pour compenser, à la fois, les courants harmoniques et la puissance réactive, en se basant sur la soustraction de la partie fondamentale active du courant total [60].

Récemment, de nouvelles méthodes d'identification ont été présentées pour donner le choix de compenser un, plusieurs ou voire même tous les types de courants perturbateurs. En effet, en se basant sur la régulation de la tension continue et sur celles du réseau électrique aux points de raccordement, nous pouvons compenser, à la fois, tous les courants perturbateurs, tout en offrant la possibilité de réguler la tension de la charge [61]. Cette méthode, qui ne peut être implantée que numériquement, ne garantit pas une compensation parfaite de la puissance réactive, de même que la régulation de tension n'assure pas toujours une bonne qualité à la tension de la charge.

Une autre méthode, appelée la méthode de détection synchrone et reposant sur la transformée de Park, a été proposée [62]. Cette méthode se base essentiellement sur le calcul de la pulsation fondamentale obtenue par une PLL. Cela exige une précision parfaite du calcul de cette pulsation afin de ne pas avoir des courants identifiés erronés.

Enfin, la méthode d'identification la plus utilisée est celle appelée méthode des puissances réelles et imaginaires instantanées [63]. Cette méthode offre l'avantage de choisir la perturbation à compenser avec précision, rapidité et facilité d'implantation. Pour toutes ces raisons nous avons retenu cette méthode d'identification pour le reste de notre étude. En effet, afin de pouvoir compenser les courants harmoniques, les courants déséquilibrés et la puissance réactive conjointement ou individuellement, cette méthode nous a semblé la mieux appropriée.

IV.4.1 Théorie de la puissance instantanée (p-q)

En 1983, Akagi et al [64] ont proposé « la théorie généralisée de la puissance réactive instantanée dans les réseaux triphasés », aussi connue comme la théorie de la puissance instantanée ou la théorie p-q. Elle est basée sur le calcul des valeurs instantanées des

puissances dans un système triphasé avec ou sans fil neutre. Elle est valable aux régimes permanent et transitoire, ainsi que pour les formes d'onde de tension et de courant générées.

Cette théorie utilise la transformation algébrique de « Concordia » pour transformer les systèmes triphasés de courants et tensions présentés dans le repère a, b, c vers un nouveau repère α , β de la manière suivante [66] :

➤ Les composantes de tension :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (\text{IV.28})$$

➤ Les composantes de courant :

$$\begin{bmatrix} I_{l\alpha} \\ I_{l\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{l1} \\ I_{l2} \\ I_{l3} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.29})$$

Dans un repère a, b, c, la puissance instantanée active est donnée par :

$$P(t) = V_a i_a + V_b i_b + V_c i_c \quad (\text{IV.30})$$

De même, dans le repère α , β :

$$P_{\alpha\beta}(t) = V_\alpha i_\alpha + V_\beta i_\beta \quad (\text{IV.31})$$

Il est à noter que la transformation utilisée est orthogonale. Elle garde la puissance invariante dans les deux repères, c'est à dire :

$$P(t) = P_{\alpha\beta}(t) \quad (\text{IV.32})$$

Un des avantages issus de cette transformation est la séparation des séquences homopolaires de courant ou de tension.

De la même manière, la puissance imaginaire instantanée peut s'écrire sous la forme suivante [66, 67] :

$$q(t) = -\frac{1}{\sqrt{3}} b [(V_a - V_b) \cdot i_c + (V_b - V_c) \cdot i_a + (V_c - V_a) \cdot i_b] = V_\alpha i_\beta - V_\beta i_\alpha \quad (\text{IV.33})$$

Cette expression est bien connue pour la mesure de la puissance réactive conventionnelle dans le système triphasé.

La puissance q à une signification plus large que la puissance réactive, qui ne considère que le fondamental. La puissance imaginaire prend en compte toutes les composantes harmoniques de courant et de tension. C'est pourquoi on lui donne une autre dénomination « *puissance imaginaire* » avec comme unité le *volte-ampère imaginaire (VAI)* [65,29]. Cette puissance est indépendante des composantes homopolaires.

A partir des relations (IV.31) et (IV.33), nous pouvons établir la relation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{IV.34})$$

Cette puissance est décomposée en trois termes, dans le cas général :

$$\mathbf{P} = \bar{\mathbf{P}} + \tilde{\mathbf{P}} \quad (\text{IV.35})$$

$$\mathbf{q} = \bar{q} + \tilde{q} \quad (\text{IV.36})$$

- $\bar{\mathbf{P}}$: composante continue liée à la composante fondamentale active du courant et de la tension. Elle s'écoule de la source vers la charge.
- \bar{q} : puissance continue liée à la composante fondamentale réactive du courant et de la tension. Elle s'écoule de la source vers la charge.
- \tilde{p}, \tilde{q} : puissances alternatives liées aux composantes de hautes fréquences (≥ 150 Hz). Ces deux puissances s'interchangent entre la source et la charge non-linéaire.

Ce qui nous intéresse c'est d'extraire les composantes \tilde{p}, \tilde{q} . Connaissant les fréquences des puissances instantanées, on peut utiliser un filtre passe bas d'une fréquence de coupure (150 Hz), comme indique la figure suivante [57].

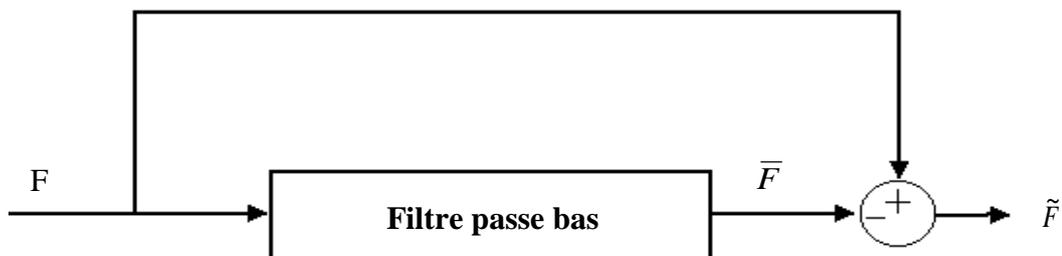


Fig. IV.8 : Principe de séparation des composantes alternatives de puissances.

En inversant la relation (IV.34), nous pouvons recalculer les courants dans le repère α - β comme le montre l'équation :

$$\begin{bmatrix} I_{\alpha}^* \\ I_{\beta}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{\alpha} & -v_{\beta} \\ v_{\beta} & v_{\alpha} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (IV.37)$$

Pour obtenir le courant de compensation de la référence dans les coordonnées inverses de a - b - c , l'expression (IV.29) donne :

$$\begin{bmatrix} I_a^* \\ I_b^* \\ I_c^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{\alpha}^* \\ I_{\beta}^* \end{bmatrix} \quad (IV.38)$$

IV.4.1.1 Algorithme d'identification

Le schéma de la figure IV.9 illustre les différentes étapes permettant l'obtention des composantes harmoniques du courant d'une charge non linéaire [40].

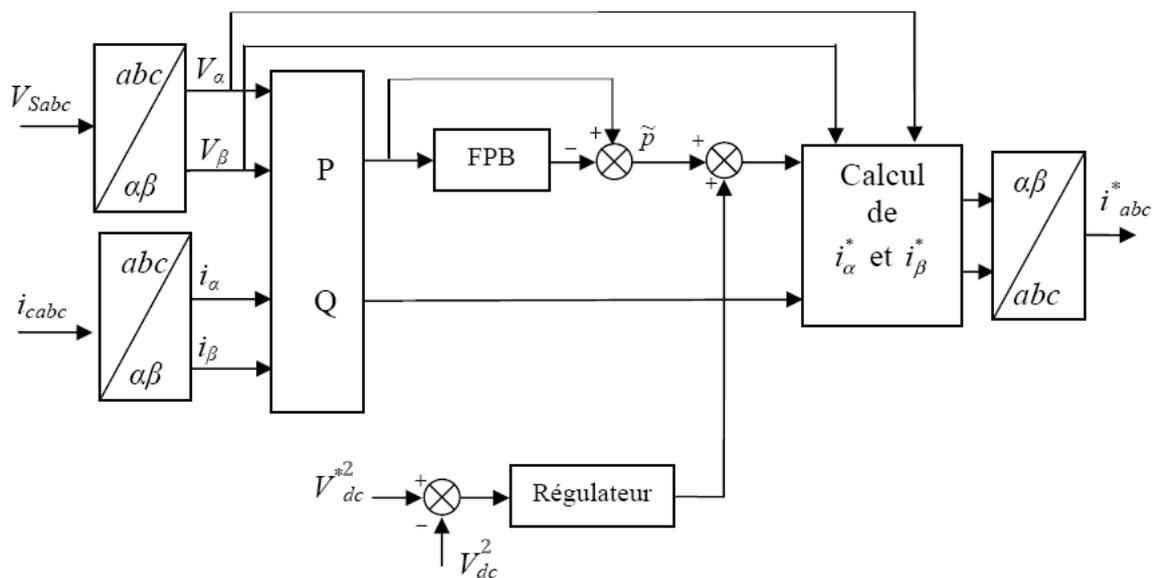


Fig. IV.9 : Détermination des courants de référence du filtre actif par la méthode classique des puissances active et réactive instantanées

La théorie P-Q présentée auparavant est valable uniquement pour les systèmes triphasés dépourvus de composante homopolaire. L'extraction des courants des harmoniques dans des

applications monophasées ne peut pas être réalisée par cette méthode. Elle est applicable dans le cas où les tensions V_{s123} sont déformées, à condition de filtrer les ondulations présentes sur le

$$\text{module du vecteur } V_{s\alpha\beta} = \sqrt{V_{s\alpha}^2 + V_{s\beta}^2}.$$

IV.4.1.2 Régulation de la tension continue

La tension aux bornes du condensateur doit être maintenue à une valeur fixe. Les éléments à l'origine de la variation de la tension moyenne V_{dc} aux bornes du condensateur sont les suivants [40] :

- 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.

Pour que cette tension V_{dc} soit maintenue constante, nous ajoutons à la puissance réelle instantanée une consigne de puissance active P_c . Cette régulation est plus lente que celle des courants harmoniques, ce qui permet de la considérer comme parfaite à l'échelle de la régulation des harmoniques.

✓ Bloc de régulation de la tension continue

En régime permanent les courants de référence ne contiennent pas de composante fondamentale et la puissance nécessaire pour compenser les pertes est faible. Dans ce cas, un simple gain est suffisant. Pour filtrer les fluctuations à 300Hz, nous proposons d'ajouter un filtre passe-bas du premier ordre en sortie du régulateur [40]. Dans notre travail, nous avons choisi le régulateur ci-dessous pour réguler la tension du condensateur V_{dc} à sa valeur de consigne V_{dc}^* .

La relation entre la puissance active absorbée par le condensateur et la tension aux bornes de celui-ci s'écrit :

$$P_{dc} = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} C \cdot V_{dc}^2 \right) \quad (IV.39)$$

Soit après la transformation de Laplace :

$$P_{dc}(s) = \left(\frac{1}{2} C_{dc} \cdot s \cdot V_{dc}^2(s) \right) \quad (IV.34)$$

Alors, on déduit la tension aux bornes du condensateur :

$$V_{dc}^2 = \frac{2P_{dc}}{C_{dc} \cdot s} \quad (IV.35)$$

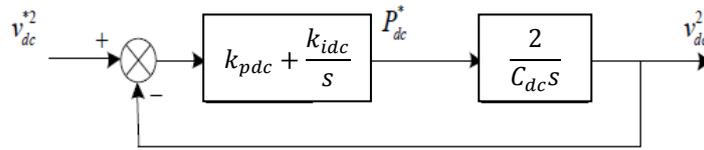


Fig. IV.10. Schéma fonctionnel de la régulation de V_{dc} avec le régulateur proportionnel.

La fonction de transfert de la boucle de régulation de tension en boucle fermée sera :

$$\frac{v_{dc}^2}{v_{dc}^{*2}} = \frac{\left(1 + \frac{k_{pdc}}{k_{idc}}s\right)}{s^2 + 2\frac{k_{pdc}}{C_{dc}}s + 2\frac{k_{idc}}{C_{dc}}} \quad (IV.36)$$

Donc, par identification avec la forme standard de la fonction de transfert de deuxième ordre, on détermine les expressions des coefficients du régulateurs PI, soient :

$$k_{idc} = \frac{1}{2} C_{dc} \omega_c^2 \quad , \quad k_{pdc} = \xi \sqrt{2\omega_c k_{idc}} \quad (IV.37)$$

On choisit la valeur de $\xi = 0.707$ pour un bon amortissement alors que, la pulsation de coupure est choisie comme $\omega_c = 2\pi f_{cVdc}$

Avec : $f_{cVdc} = 20\text{Hz}$ pour assurer un amortissement optimum et un bon filtrage

IV.4.2 Théorie du référentiel synchrone (dq)

L'algorithme dq ou SRF (Synchronous Reference Frame) est une méthode qui fait intervenir la transformation de Park, en passant par l'application de la transformée de **Clark** sur les courants de la charge non linéaire et les tensions de la source d'alimentation suivant les équations suivantes [27][57] :

$$\begin{bmatrix} I_{L\alpha} \\ I_{L\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{La} \\ I_{Lb} \\ I_{Lc} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.38})$$

$$\begin{bmatrix} e_{L\alpha} \\ e_{L\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (\text{IV.39})$$

Cependant les composantes des courants de la charge dans le repère dq s'obtiennent par la transformée de Park, tel que l'angle de transformation est θ qui représente l'angle instantané du vecteur de tension de la composante fondamentale directe.

$$\begin{bmatrix} I_{Ld} \\ I_{Lq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{L\alpha} \\ I_{L\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.40})$$

$$\theta = \tan^{-1}\left(\frac{e_{L\beta}}{e_{L\alpha}}\right) \quad (\text{IV.41})$$

Ainsi, les courants I_{Ld} et I_{Lq} sont décomposés en deux termes, continu et oscillatoire :

$$I_{Ld} = \check{I}_{Ld} + I_{Ld.dc} \quad (\text{IV.42})$$

$$I_{Lq} = \check{I}_{Lq} + I_{Lq.dc} \quad (\text{IV.43})$$

De l'étape 2, il est montré que les courants de charge se composent de deux termes. Pour cette étape, le filtre passe-bas (FPB) est utilisé pour séparer les composantes harmoniques $\check{I}_{Ld}, \check{I}_{Lq}$ comme le montre la figure (IV.11).

Le passage des composantes harmoniques $\check{I}_{Ld}, \check{I}_{Lq}$ de repère dq vers le repère $\alpha\beta$ ($I_{\alpha.ref}, I_{\beta.ref}$) s'effectue en utilisant l'équation suivante [70] :

$$\begin{bmatrix} I_{\alpha.ref} \\ I_{\beta.ref} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \check{I}_{Ld} \\ \check{I}_{Lq} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.44})$$

Et finalement les courants de référence suivant les axes a, b et c :

$$\begin{bmatrix} I_{a.ref} \\ I_{b.ref} \\ I_{c.ref} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{\alpha.ref} \\ I_{\beta.ref} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.45})$$

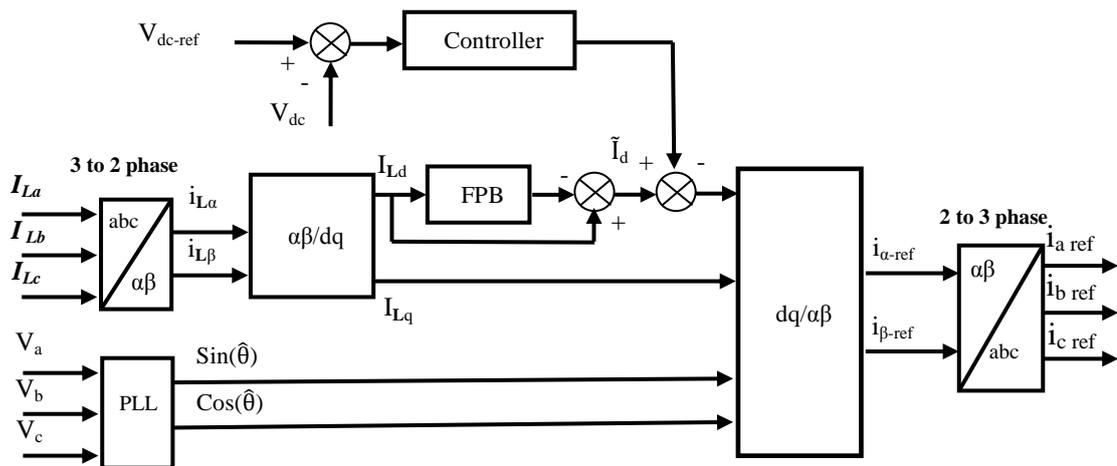


Fig. IV.11 : Principe de la méthode (dq).

L'angle de phase θ (angle utilisé dans la matrice de transformation), doit être déterminé de façon à avoir les signaux de référence synchronisés avec les composantes fondamentales des tensions de phases. Dans la plupart des cas pratiques, cet angle est déterminé à partir d'un circuit PLL (Phase Locked Loop) (boucle à Verrouillage de phase).

L'une des caractéristiques les plus remarquables de cet algorithme 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 [29] [40].

✓ **Bloc de régulation de la tension continue**

Les puissances active et réactive instantanées à l'entrée du filtre actif sont exprimées par [29][72] :

$$\bar{S}_f = p_f + jq_f = \bar{v}_f \bar{i}_f^* = (v_{fd} + jv_{fq}).(i_{fd} - ji_{fq}) \tag{IV.46}$$

Avec i_f^* : le conjugué du courant i_f

\bar{S}_f : l'expression complexe de la puissance du filtre

D'où, on trouve la puissance active et réactive :

$$p_f = v_{fd}i_{fd} + v_{fq}i_{fq} \quad \text{et} \quad q_f = v_{fq}i_{fd} - v_{fd}i_{fq} \quad (\text{IV.47})$$

Ces expressions montrent que, dans le but de compenser les pertes dans les éléments du filtre actif et pour assurer la régulation de la tension continue, on peut agir sur i_{fd} et i_{fq} [29][69].

La figure IV.12, montre le schéma de la régulation de la tension continue dans le repère synchrone :

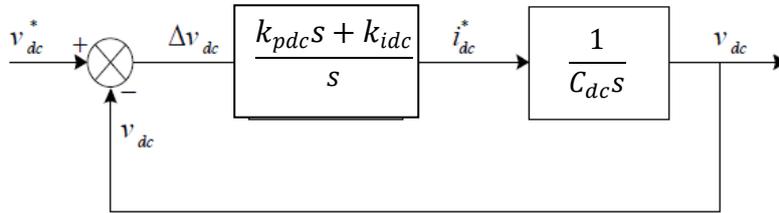


Fig. IV.12 : Schéma du régulateur PI de la tension continue

La fonction de transfert de la boucle de régulation de tension en boucle fermée sera :

$$FT_{BFdc} = \frac{V_{dc}(s)}{I_d(s)} = \frac{\left(\frac{k_{idc} + k_{pdc}s}{C_{dc}}\right)}{s^2 + \frac{k_{pdc}}{C_{dc}}s + \frac{k_{idc}}{C_{dc}}} \quad (\text{IV.48})$$

A partir de l'équation (IV.48), les constantes du régulateur PI de la tension continue sont calculées par :

$$k_{idc} = C_{dc}\omega_{cvdc}^2 \quad , \quad k_{pdc} = 2\xi\omega_{cvdc}C_{dc} \quad (\text{IV.49})$$

On choisit la valeur de $\xi = 0.707$ pour un bon amortissement alors que la pulsation de coupure est choisie comme $\omega_{cvdc} = 2\pi f_{cvdc}$

Avec : $f_{cvdc} = 20\text{Hz}$

L'algorithme dq possède les quelques caractéristiques suivantes [29] :

- 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.
- C'est une méthode de calcul simple.
- Il y a un découplage net entre le fondamental et les composantes harmoniques.

IV.4.3 Contrôle des courants du filtre actif

Pour maintenir le courant à la sortie du filtre actif autour de sa référence calculée au chapitre précédent, deux techniques de commande peuvent être utilisées :

- la commande par hystérésis.
- La commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI).

L'objectif de la commande, que ce soit à MLI ou par hystérésis, est de générer les ordres d'ouverture/de fermeture des interrupteurs de manière à ce que le courant du filtre actif soit le plus proche de sa référence [52].

a- Commande hystérésis

Le principe de cette méthode de contrôle des courants par hystérésis est basé sur la commande des interrupteurs de l'onduleur de telle sorte que les variations du courant dans la phase soient limitées dans une bande encadrant les références des courants. Les instants de commutations des interrupteurs sont déterminés à partir de la comparaison instantanée des courants réels aux bandes encadrant les références (figure IV.13).

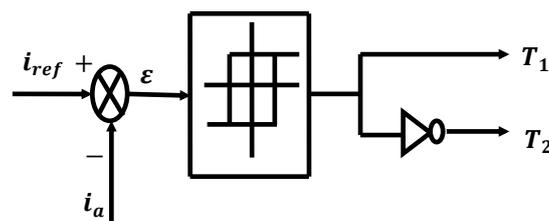


Fig. IV.13 : Schéma synoptique de la commande par régulateurs à hystérésis

Ce contrôle se fait par une comparaison permanente entre les courants réels et les références de courant. La sortie des comparateurs est liée à la logique de commande de l'onduleur de manière à imposer une commutation des interrupteurs lorsque le courant s'écarte de sa référence dont l'écart est fixé par la bande d'hystérésis [52].

Les références de courants peuvent être rectangulaires mais elles sont généralement sinusoïdales.

Si le courant mesuré est inférieur à la référence augmentée d'une fourchette F , la tension de sortie est forcée à sa valeur maximale pour que le courant croisse le plus vite possible, et s'il est supérieur à cette même référence diminuée de la fourchette F , alors la tension est forcée à sa valeur minimale pour que le courant décroisse le plus vite possible.

Une commande avec une bascule à hystérésis de seuil $2F$ est nécessaire pour réaliser cette commande [52].

b. Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI)

Afin de contourner les problèmes précédents, nous introduirons une deuxième famille de commande de l'onduleur : la *commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI)*. La technique de commande par MLI résout le problème de la maîtrise de la fréquence de commutation en fonctionnant avec une fréquence fixe facile à filtrer en aval de l'onduleur [52].

La plus simple et la plus connue des modulations de largeur d'impulsion est, sans doute, la MLI à échantillonnage naturel. Cette technique de commande met en œuvre d'abord un régulateur qui détermine la tension de référence de l'onduleur (modulatrice) à partir de l'écart entre le courant mesuré et sa référence. Cette dernière est ensuite comparée avec un signal triangulaire (porteuse à fréquence élevée fixant la fréquence de commutation). La sortie du comparateur fournit l'ordre de commande des interrupteurs. Le schéma de principe est donné par la figure (IV.14).

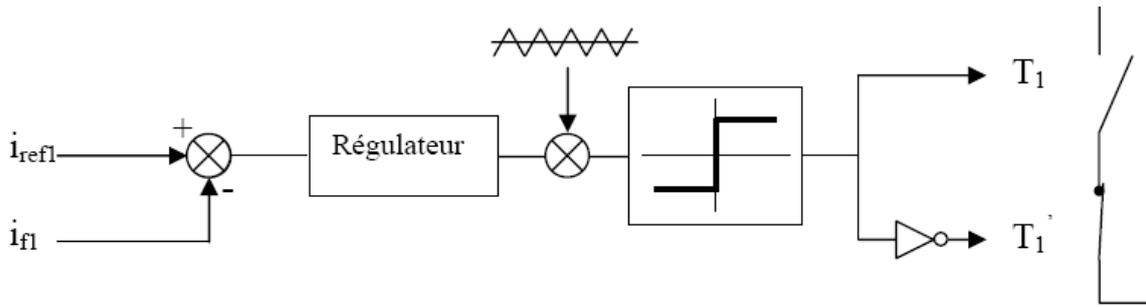


Fig. IV.14 : Principe de commande des courants par MLI

Les signaux logiques C qui en résultent donnent l'ordre de commutation des interrupteurs du filtre (Figure. IV.15) :

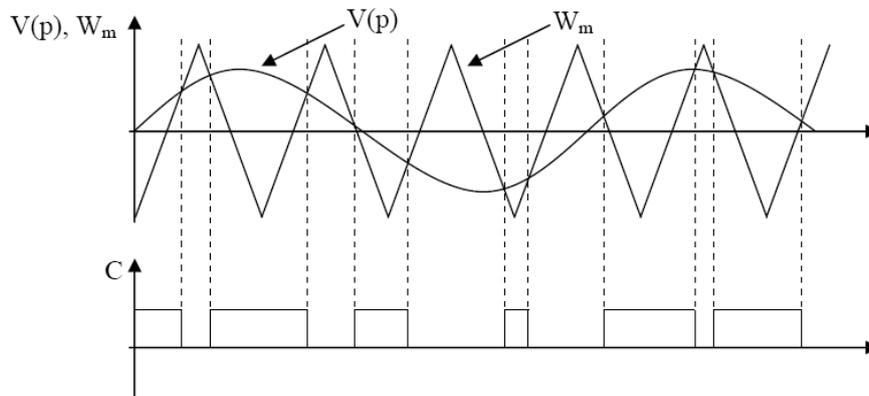


Fig. IV.15 : Répartition des commutations sur un bras d'un onduleur.

D'autres commandes par MLI existent également dans la littérature comme la MLI à échantillonnage régulier où on peut distinguer deux méthodes [52] :

- La MLI à échantillonnage régulier symétrique où la référence est échantillonnée à chaque période de la porteuse,
- La MLI à échantillonnage régulier asymétrique où la référence est échantillonnée à la demi-période de la porteuse.

Plus récemment, nous avons vu apparaître une technique de commande, dite commande à modulation vectorielle. Cette dernière diffère des techniques présentées précédemment par le fait qu'elle ne s'appuie pas sur des modulations appliquées à chacun des interrupteurs.

IV.5 SYSTEME ETUDIE

Dans ce paragraphe, nous allons présenter les résultats de simulation en utilisant le filtre actif, pour la méthode de génération des signaux de référence pour l'onduleur basée sur les puissances réelle et imaginaire, et la commande par la stratégie MLI.

Ces résultats ont été obtenus à l'aide du logiciel Matlab/Simulink et la toolbox « SimPower System ».

Le modèle proposé à l'étude dans ce chapitre est un système de transport à courant continu CIGRE de 1000 MW (2 kA, 500 kV), reliant un premier réseau (345 kV, 50 Hz) à un deuxième réseau (230 kV, 50 Hz) (figure IV.16) [03].

Le modèle de CIGRE complet d'une liaison CCHT est présenté dans l'annexe.

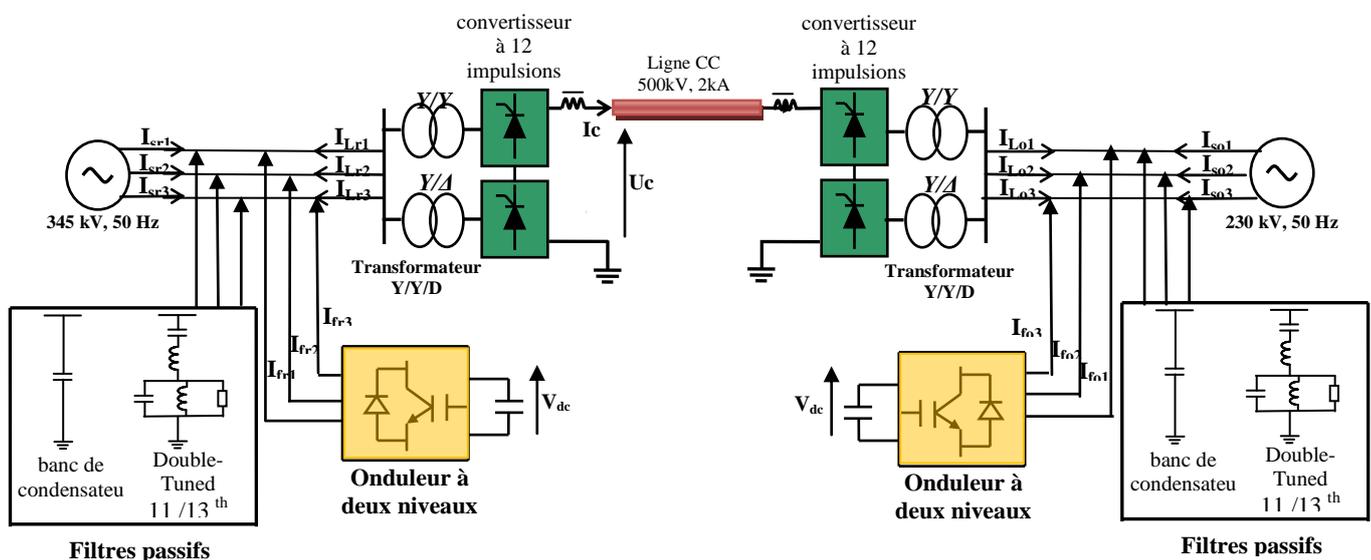


Fig. IV.16 : Liaison CCHT CIGRE avec filtres hybride parallèle à deux niveaux

La figure IV.17 montre le schéma bloc du circuit de puissance et de la commande par MLI en CCHT coré redresseur. Les courants injectés par le filtre actif sont contrôlés dans le repère triphasé en utilisant la méthode de puissance réelle et imaginaire pour la génération des signaux de référence.

La partie commande de cette technique est composée de :

- Bloc de génération des signaux de contrôle.
- Bloc de génération des signaux de référence.
- Bloc de régulation de la tension continue V_{dc}
- Trois Blocs de Régulation du courant.

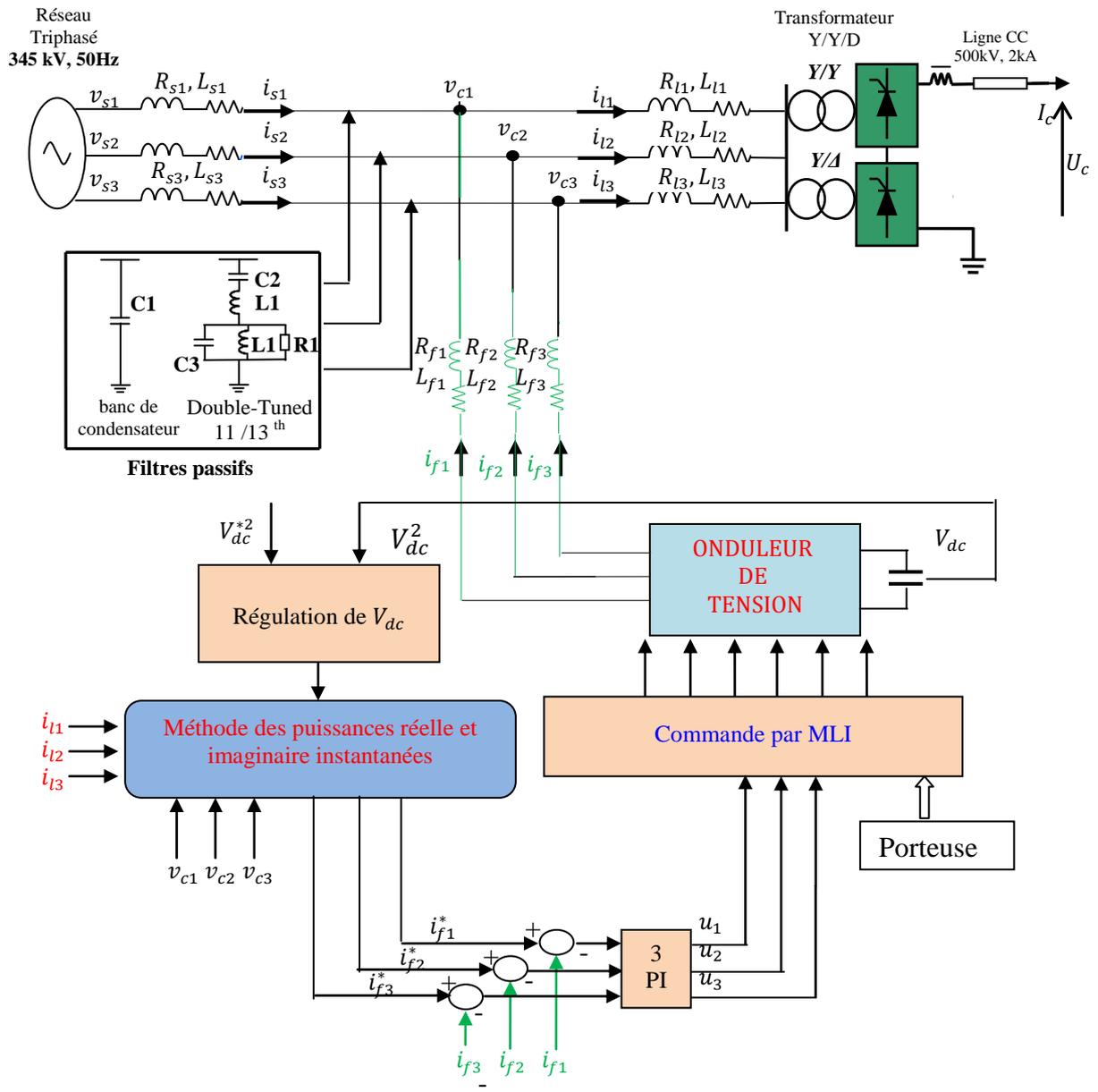


Fig. IV.17 : Système de CCHT (coté redresseur) 345kV/50 Hz doté d'un filtre hybride parallèle à deux niveaux commandé par MLI

Le filtre passif est constitué de trois filtres d'harmoniques :

- Le banc de condensateurs est de 150 MVAR.
- Le deuxième filtre est un filtre résonant de 150 MVAR adapté pour éliminer la 11^{ème} harmonique.
- Le troisième filtre est un filtre résonant destiné à la suppression de l'harmonique 13. Il est de 150 MVAR.

✓ Bloc de régulation des courants i_d et i_q

L'objectif de cette régulation est de contrôler le courant à la sortie de l'onduleur parallèle. La mise au point d'un régulateur doit prendre en compte les critères suivants [29] :

- 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 intégrale PI. Le schéma de régulation du courant est représenté sur la figure IV.27.

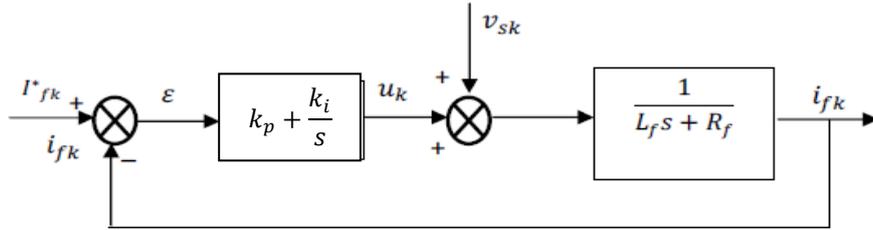


Fig. IV.17 : Schéma de régulation du courant par un régulateur PI.

La fonction de transfert de la boucle fermée est :

$$\frac{i_{fk}}{i_{fk}^*} = \frac{\left(\frac{k_i + k_p s}{k_i}\right) \frac{k_i}{L_f}}{s^2 + \left(\frac{2k_p + R_f}{L_f}\right)s + \frac{k_i}{L_f}} \quad (IV.50)$$

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

$$\frac{i_f}{i_f^*} = \frac{\omega_{ci}^2}{s^2 + 2\xi\omega_{ci}s + \omega_{ci}^2} \quad (IV.51)$$

Donc :

$$k_i = L_f \omega_{ci}^2, \quad k_p = 2\xi\omega_{ci}L_f - R_f \quad (IV.52)$$

Avec :

$$\omega_{ci} = 2\pi f_{ci} \quad (IV.53)$$

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 [29][50][70][71].

IV.5.1 résultats de simulation

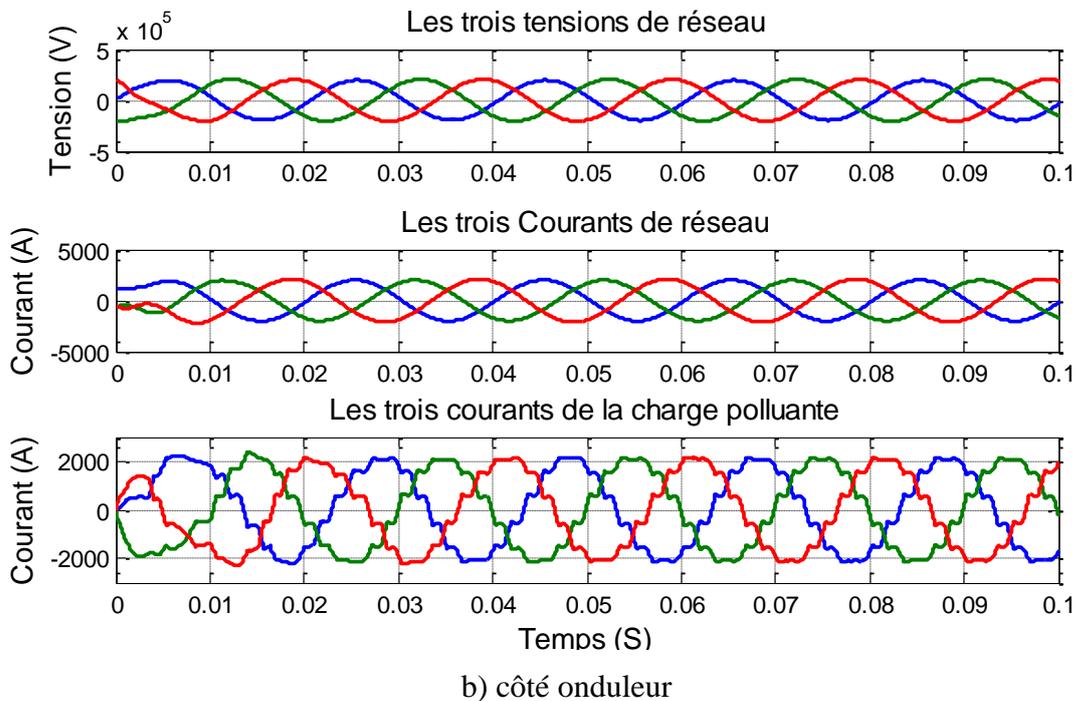
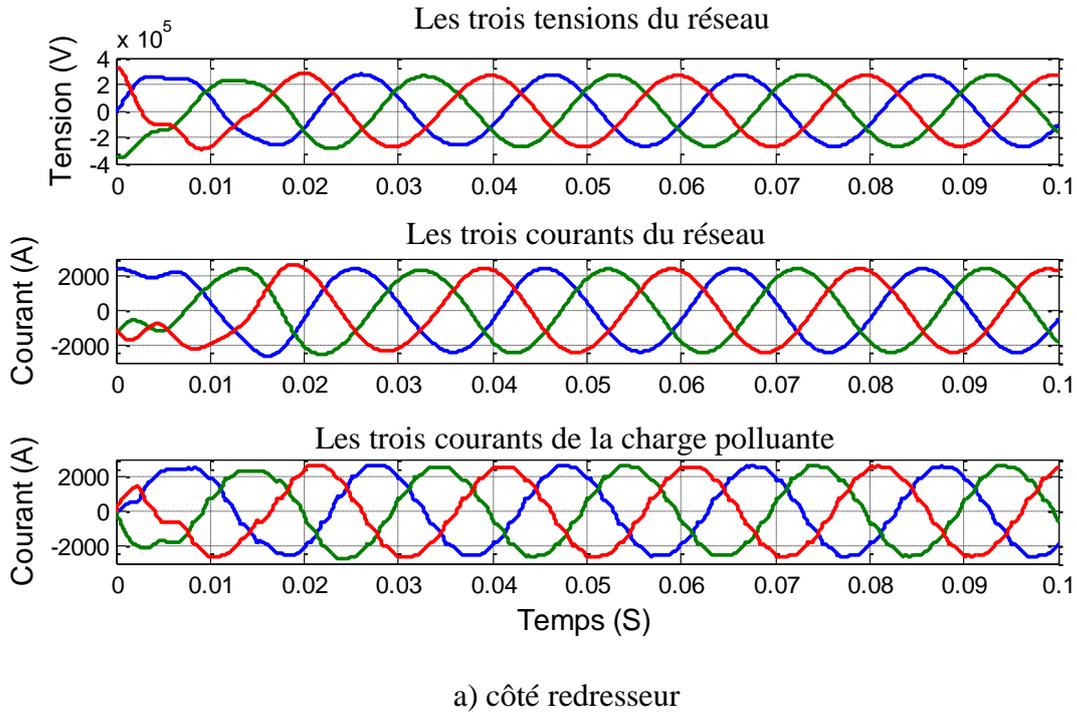
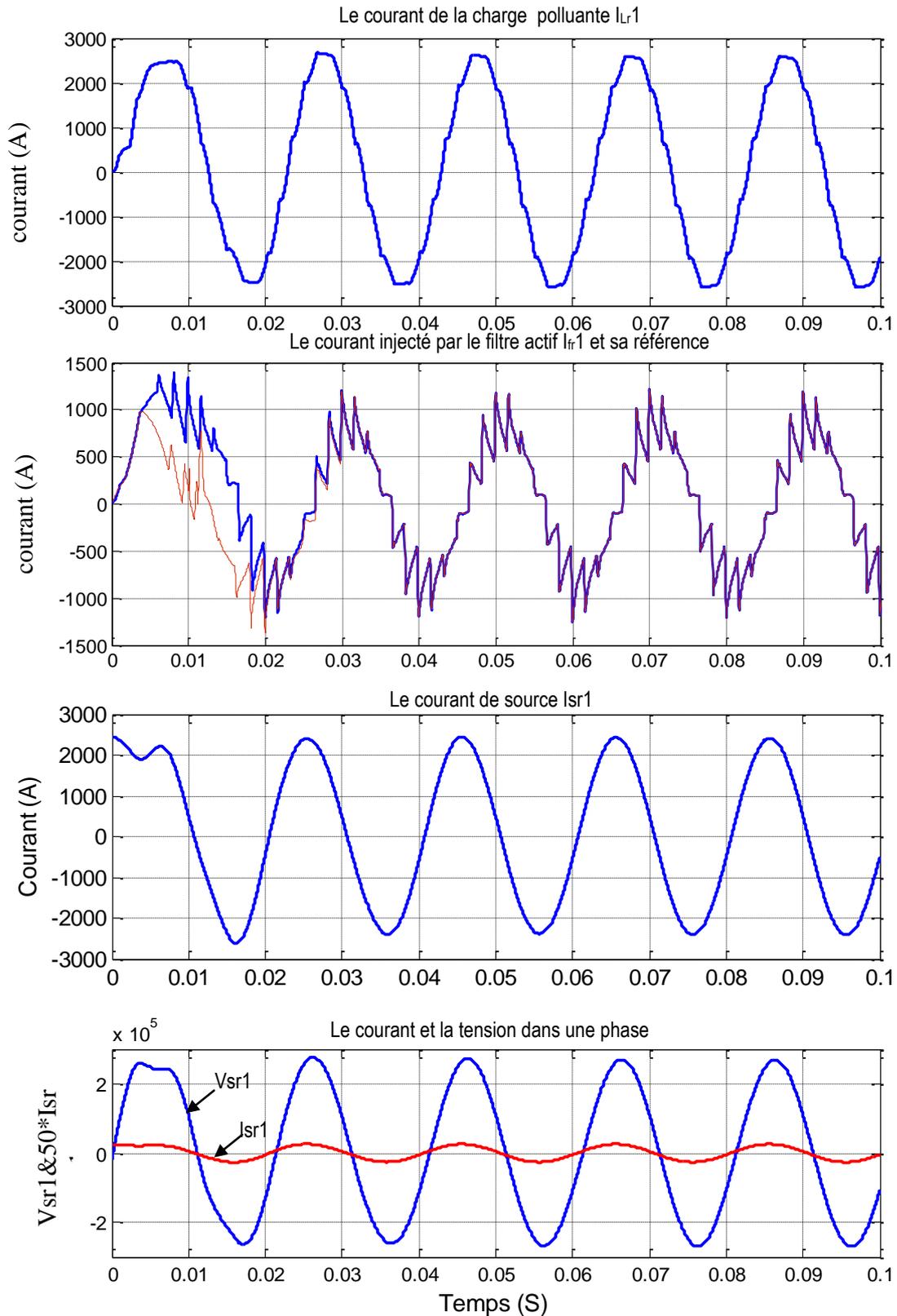


Fig. IV.18 : Tension et courant de deux sources après filtrage



a) côté redresseur

Le courant de la charge polluante I_{Ls1}

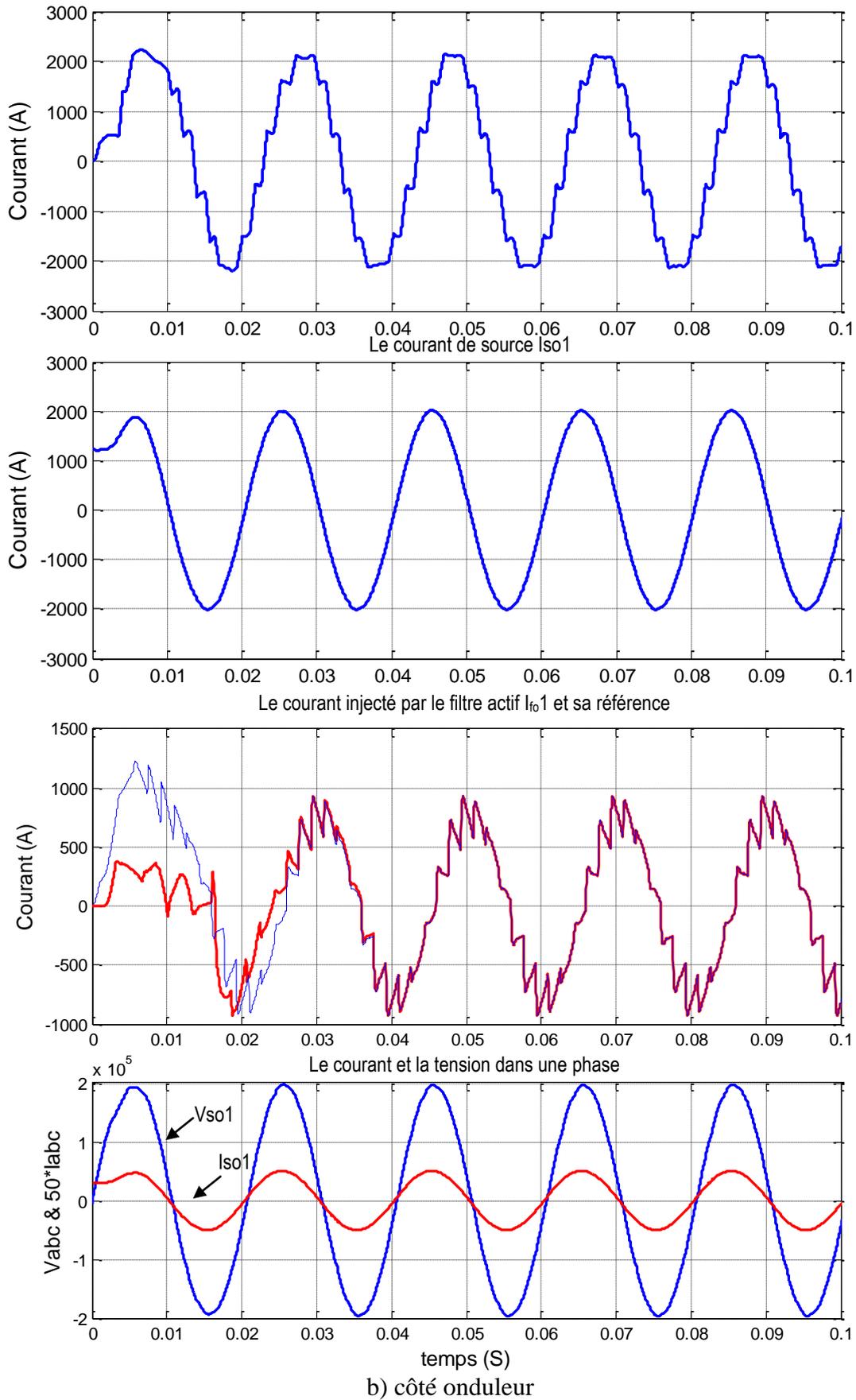


Fig. IV.19 : Compensation des courants harmoniques en CCHT

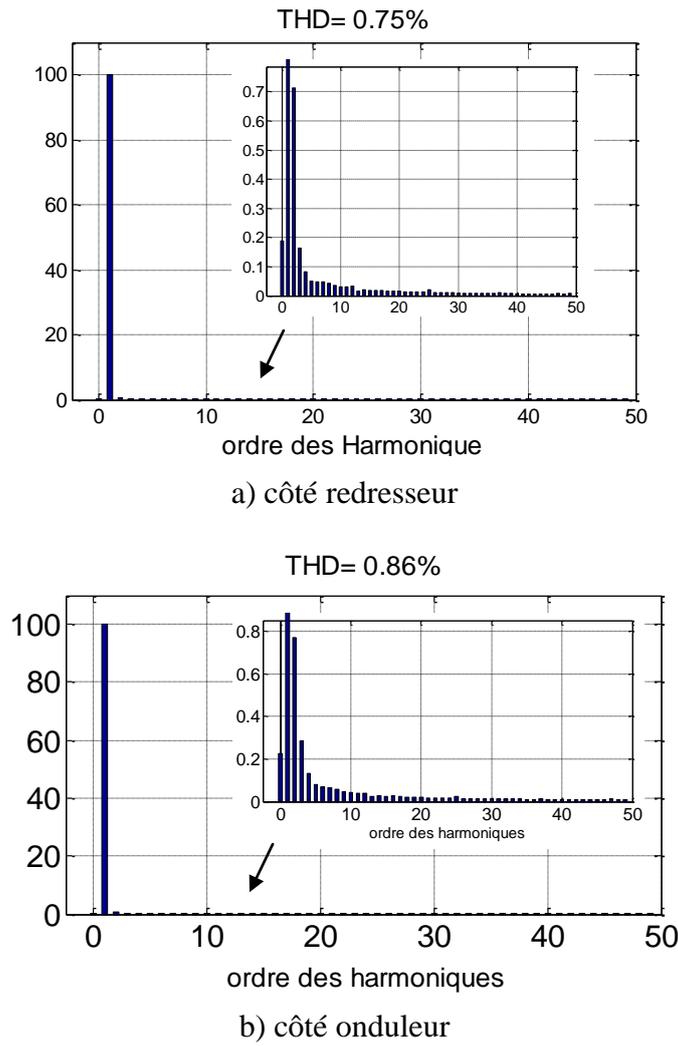


Fig. IV.20 : Spectre du courant de réseau

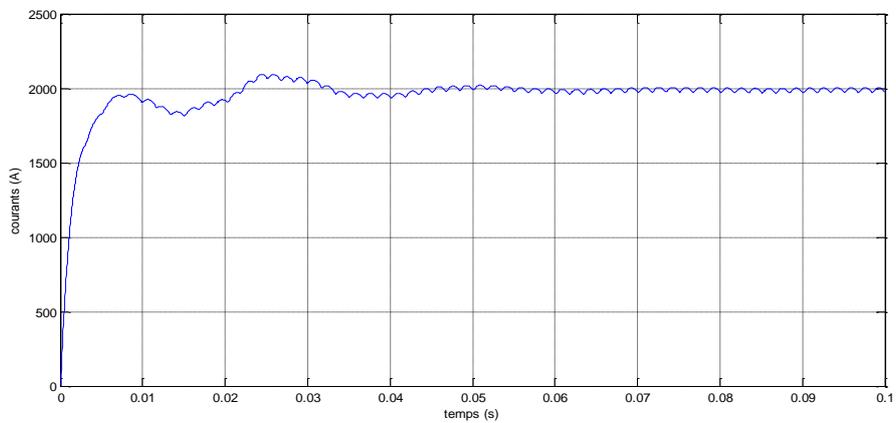
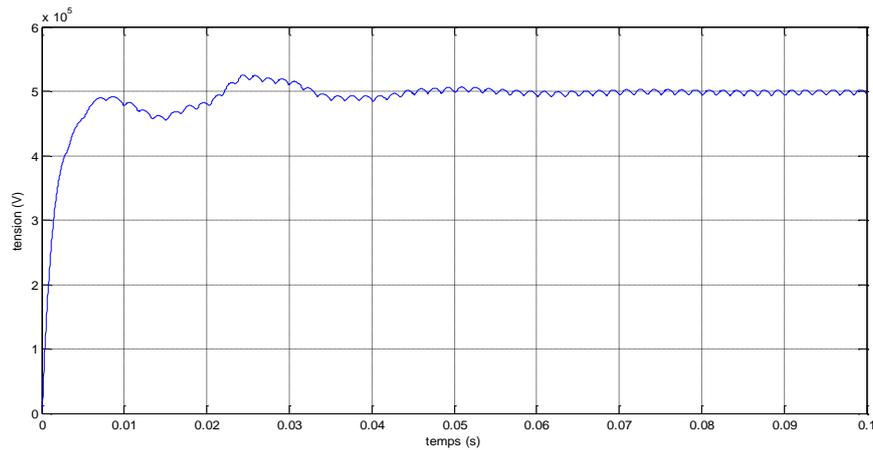


Fig. IV.21 : Le courant continu Ic

Fig. IV.22 : La tension continue U_c

Les résultats de simulation obtenus sur les figures (IV.18), (IV.19), (IV.20) montrent la compensation en utilisant la méthode de commande **pq** appliquée à un filtre actif de puissance à deux niveaux avec condensateurs à point milieu pour compenser le réseau électrique. Pour les deux cotés, on remarque que :

- Les courants de source après compensation sont quasi sinusoïdaux et en phases avec les tensions aux points de raccordement. Ainsi, le facteur de puissance est presque ramené à l'unité.
- L'analyse spectrale montre l'absence de la plupart des rangs d'harmoniques, ce qui implique les bonnes performances de ce type de filtres.
- Le taux de distorsion harmonique (THD) du courant de source (calculé sur les 50 premiers rangs d'harmonique) vaut : $\text{THD} = 0.75\%$ côté redresseur et $\text{THD} = 0.86\%$ côté onduleur, ce qui correspond aux normes internationales.

Les figures (IV.21) et (IV.22) montrent une tension continue égale à la tension désirable de 500 kV et un courant continu égal à 2 kA à partir de $t = 0.06\text{s}$. Le filtre actif compense donc les harmoniques de courant et l'énergie réactive à l'endroit même où elle est consommée et en quantité ajustée à la demande, ce qui prouve son efficacité ; Par contre, le filtre passif est un compensateur fixe de l'énergie réactive.

IV.6 ETUDE COMPARATIVES

Les résultats de simulation obtenus pour le filtre passif (Chapitre III) et le filtre hybride à deux niveaux en utilisant la méthode de puissance réelle et imaginaire pour la génération des signaux de référence sont montrés dans le tableau IV.2.

Type de filtre	Filtre passif	Filtre hybride
THD % coté redresseur	1.11	0.75
THD % coté onduleur	1.23	0.86

Le tableau IV.2 présente une comparaison entre les filtres passifs et hybrides.

A partir de ces résultats, on remarque que les deux filtres présentent un bon THD. Cependant, dans le cas du filtre actif hybride à deux niveaux, on remarque une diminution du THD par rapport au filtre passif. On peut conclure que le filtre actif hybride à deux niveaux présente une supériorité par rapport au filtre passif classique.

IV.7 CONCLUSION

Nous avons pu présenter et définir, dans la première partie de ce chapitre, le réglage du filtre parallèle, la modélisation de l'onduleur de tension à deux niveaux, les méthodes d'identifications des courants perturbés, et la régulation de la tension continue V_{dc} .

Dans la dernière partie de ce chapitre, nous avons présenté et interprété les résultats obtenus par simulation, tout en constatant l'avantage de l'utilisation du filtre hybride harmoniques basées sur la méthode des puissances instantanées (pq) pour améliorer les performances de compensation des harmoniques.

Dans le chapitre suivant, nous étudierons le filtre actif parallèle à base d'onduleurs de tension à trois niveaux afin d'améliorer les formes d'ondes de la tension et de courant et minimiser le contenu harmonique.

Chapitre V

Filtre Actif Parallèle à Base d'Onduleurs Trois Niveaux

CHAPITRE V :**Filtre Actif Parallèle à Base
d'Onduleurs Trois Niveaux****V.1 INTRODUCTION**

Malgré les avantages des onduleurs conventionnels, ceux-ci sont limités aux applications de faibles et de moyennes puissances.

La forte évolution des onduleurs de tension s'est appuyée, d'une part, sur le développement des composants à semi-conducteurs entièrement commandables, puissants, robustes et rapides et, d'autre part, sur l'utilisation, quasi-générale, des techniques dites à modulation de largeur d'impulsion, ainsi que le progrès réalisé dans le domaine de la micro-informatique [72][73].

Un onduleur est dit multiniveaux lorsqu'il génère une tension de sortie supérieure à deux niveaux. Il est donc caractérisé par le nombre de niveaux de la tension de sortie qu'il génère. En général, le nombre de niveaux choisis est impair. Un nombre pair est également possible [74].

Les onduleurs multiniveaux permettent de délivrer une tension plus élevée et de meilleure qualité que les convertisseurs conventionnels. Leur champ d'application est le domaine des moyennes et hautes tensions à fréquences de pulsations élevées à savoir le CCHT (Transport en Courant Continu Haute Tension) [75], [76].

Parmi les avantages des onduleurs multiniveaux, on peut citer [73] :

- Les performances spectrales des formes d'onde des grandeurs de sortie d'un onduleur multiniveaux sont supérieures à celles des onduleurs à deux niveaux.
- Les formes d'onde des grandeurs de sortie d'un onduleur multiniveaux limitent naturellement les problèmes de surtension.
- La tension des dispositifs existants peut être augmentée plusieurs fois sans complications au niveau des tensions statiques et dynamiques.

Les onduleurs multiniveaux peuvent être implémentés de différentes manières. Les techniques les plus simples sont les connexions parallèle ou série des semi-conducteurs de puissance [77].

Dans la première partie de ce chapitre, nous aborderons la modélisation des onduleurs multi-niveaux en vue de l'application à la commande du FAP dans les systèmes CCHT. Par la suite, nous présenterons des simulations numériques sous Matlab/Simulink du filtre actif trois niveaux pour les deux méthodes d'identification.

V.2 ONDULEURS MULTI-NIVEAUX

V.2.1 Topologies des Onduleurs Multi-Niveaux

Nous présentons, ci-dessous, d'une manière brève, les principales topologies des onduleurs multi-niveaux évoquées dans la littérature [13][78].

V.2.1.1 Topologie basée sur la mise en cascade d'onduleurs 2-niveaux

L'une des premières réalisations de cette topologie avait déjà été réussie en recourant aux onduleurs polygonaux, dans un bras à N -niveaux (N impair ≥ 3).

Chaque pont onduleur monophasé, d'indice n , peut générer une tension de sortie de valeurs $(-E, 0, +E)$. Les tensions de sortie de chaque pont sont ensuite additionnées par l'intermédiaire des transformateurs [13].

V.2.1.2 Topologie multicellulaire où à cellules imbriquées

Cette topologie a été inventée au début des années 90. Le principe de génération des niveaux de tension intermédiaires est basé sur la connexion de plusieurs sources de tension continues, matérialisées par des condensateurs flottants en agissant sur les états logiques, des cellules de commutation [13].

V.2.1.3 Topologie NPC (Neutral Point Clamped)

Cette topologie est connue depuis la fin des années 70, puis au début des années 80. L'une des premières publications a largement contribué à sa diffusion. C'est cette topologie qui sera utilisée dans ce qui suit.

V.2.2 Avantages des Onduleurs Multi-Niveaux

Les onduleurs multi-niveaux offrent d'énormes avantages par rapport aux onduleurs 2-niveaux. Ces avantages sont visibles, d'une part d'un point de vue technologique et, d'autre part, d'un point de vue fonctionnel [13] [79-80] :

V.2.2.1 Avantages technologiques

Dans les onduleurs multi-niveaux, la répartition de la tension est obtenue de manière naturelle en régime établi, ce qui permet de commuter chaque semi-conducteur indépendamment des autres. Ceci rend le convertisseur plus robuste et plus performant pendant les commutations. La tension commutée est d'amplitude réduite et la commutation est donc plus simple à gérer [13].

V.2.2.2 Avantages fonctionnelles pour le convertisseur

- Possibilité d'accéder à des applications de plus forte puissance [79][80].
- Meilleur compromis entre performances statiques (tension de saturation) et performances dynamiques (temps de commutation, pertes par commutation, fréquence de découpage) [81].

V.2.2.3 Avantages fonctionnelles pour les machines tournantes

Le nombre de tensions générées par un onduleur multi-niveaux, plus élevé que celui de l'onduleur 2-niveaux de tension, permet d'améliorer la qualité de sa forme d'onde, qui se traduira par une réduction de sa distorsion harmonique [79][80]. Ceci peut entraîner des avantages considérables comme la diminution des pertes fer, l'augmentation du temps de vie des isolants ou la diminution du rayonnement électromagnétique issu des bobinages de la machine [13].

V.3 ONDULEUR DE TENSION TROIS NIVEAUX N.P.C (Neutral Point Clamped)

Il existe différentes compositions d'onduleurs multi-niveaux, selon le type d'application. Pour de faibles et moyennes puissances, on utilise des onduleurs à deux

niveaux. Pour des applications de haute tension et/ou fortes puissances, on utilise des onduleurs multi-niveaux [82].

V.3.1 Structure de l'onduleur à Trois Niveaux N.P.C

La figure V.1, présente le schéma général de l'onduleur de tension trois niveaux, de structure appelée à point neutre "clampé" (*NPC Neutral-Point-Clamped*). Cette structure présente beaucoup d'avantages, tels que le nombre de tension générées plus élevé, moins d'harmonique de distorsion et faible fréquence de commutation [83]. Chaque bras de l'onduleur est constitué de 4 interrupteurs : S_i , S_i' , S_j , S_j' . Les interrupteurs S_i et S_i' ont un fonctionnement complémentaire [13].

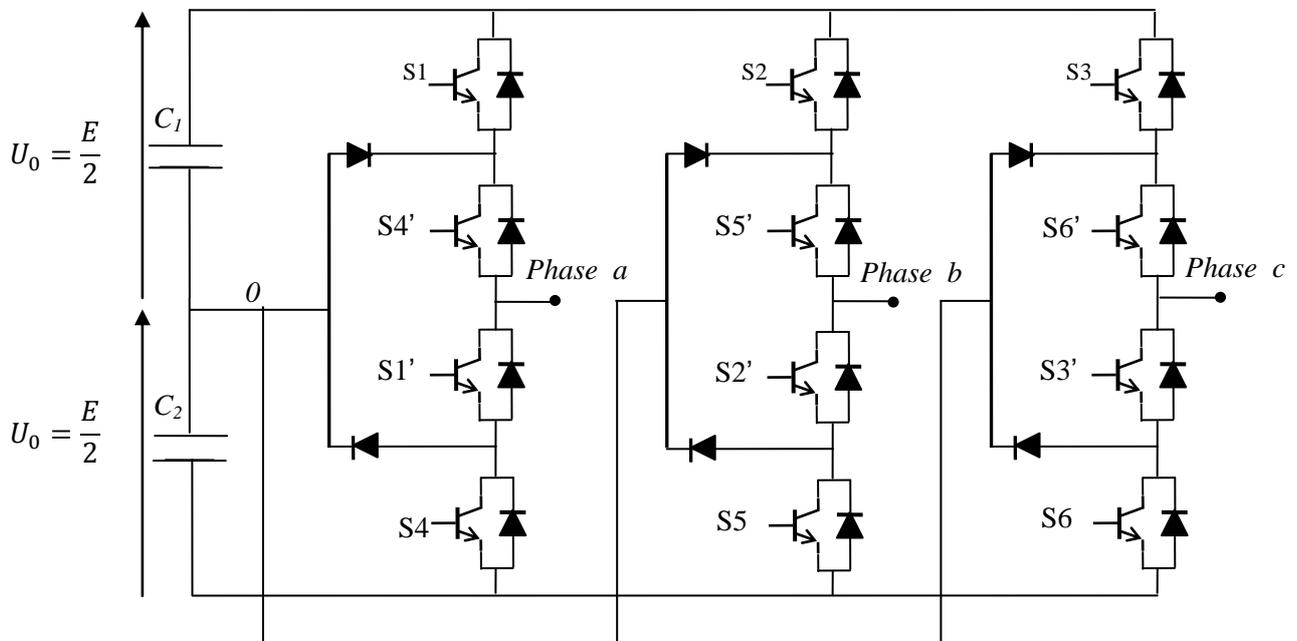


Fig. V.1. Structure d'un onduleur de tension trois niveaux

La structure comporte deux sources de tension continue et trois bras symétriques. Chaque bras est constitué de quatre interrupteurs bidirectionnels et de deux diodes médianes, permettant d'avoir le niveau zéro de la tension de sortie de l'onduleur. La structure N.P.C utilise deux tensions d'entrée. Elle consiste à créer un point milieu sur l'étage de tension continue de valeur E , permettant de générer des créneaux d'amplitude $-E/2$, 0 , $+E/2$ dont la

combinaison permet d'avoir une onde plus proche de la sinusoïde qu'avec la structure classique d'onduleur à deux niveaux [13][83].

Pour une tension d'entrée E , les interrupteurs d'un onduleur à trois niveaux supportent la moitié de la tension supportée par ceux d'un onduleur à deux niveaux.

V.3.2 Fonctionnement et Configuration d'un Bras d'Onduleur à Trois Niveaux

Dans un premier temps, on définit un modèle global d'un bras sans a priori sur la commande (Figure V.2), vu que l'onduleur triphasé à trois niveaux est symétrique, puis on déduit celui de l'onduleur complet [13].

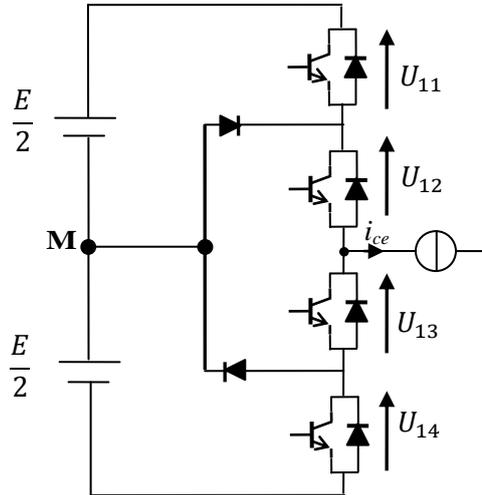


Fig. V.2 : Structure d'un bras de l'onduleur à 3-niveaux de type NPC

Lorsque la source de tension est génératrice et la source de courant est réceptrice, la liaison des deux sources s'effectue à travers les transistors ; lorsque le transfert d'énergie s'opère de la sortie vers la source d'entrée, ce sont les diodes qui assurent le passage du courant [13].

Pour la configuration de l'onduleur à trois niveaux, on a cinq configurations pour chaque bras comme il est présenté dans les figures ci-dessous :

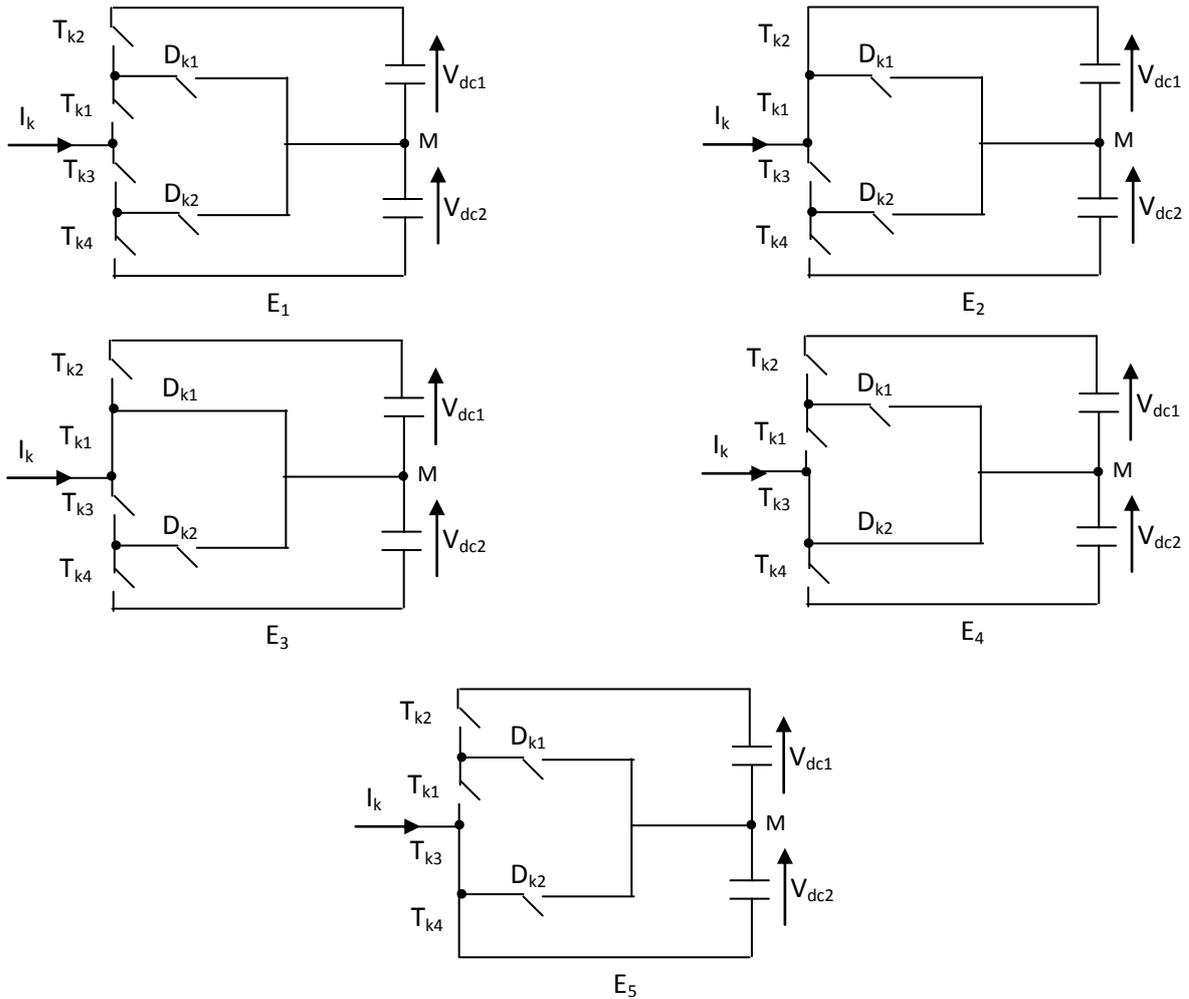


Fig. V.3 : Les différents configurations d'un bras d'onduleur trois niveaux

Chaque configuration est caractérisée par une grandeur électrique comme suite :

- ❖ Configuration 01 : $V_a = 0$.
- ❖ Configuration 02 : $V_a = E/2$.
- ❖ Configuration 03 & 04 : $V_a = 0$.
- ❖ Configuration 05 : $V_a = -E/2$.

Par combinaison des 4 interrupteurs d'un même bras (S_i, S_j', S_i', S_j), on peut imposer à la phase 3-niveaux de tensions différentes :

- $(0,0,1,1) \rightarrow -E/2$,
- $(0,1,1,0) \rightarrow 0$,
- $(1,1,0,0) \rightarrow E/2$

Les combinaisons (1,1,1,0) et (0,1,1,1) réalisent un court-circuit de l'une des deux demies-sources de tension continue. C'est pour cela qu'elles sont interdites [13].

L'ensemble des vecteurs tensions délivrés par un onduleur à trois niveaux ainsi que les séquences de niveaux de phase correspondantes sont représentés dans la figure. IV.4.

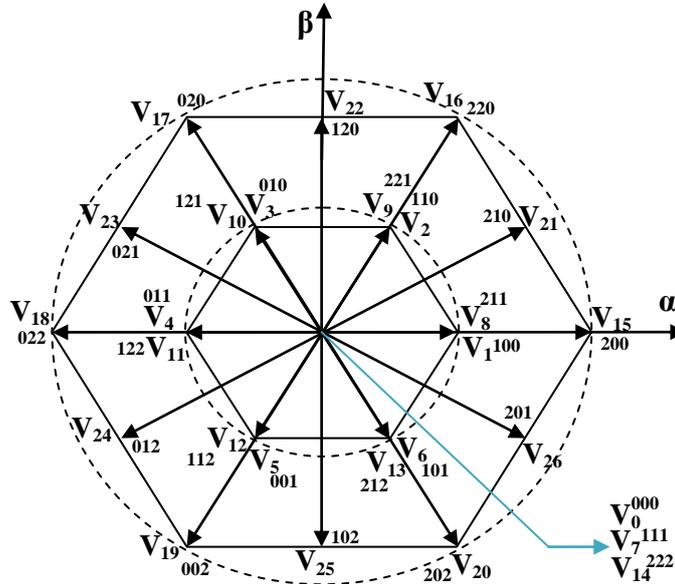


Fig. V.4. Vecteurs tension que peut fournir l'onduleur à 3-niveaux de tension

- **Le groupe des vecteurs "tension nulle"** : Ils sont obtenus par trois combinaisons différentes des états des 3 bras : (1,1,1), (-1,-1,-1) et (0,0,0) nommés respectivement V_7 , V_{14} et V_0 . Ils n'ont pas d'influence sur la tension du point milieu de l'onduleur.
- **Le groupe des vecteurs "demie tension"** : on peut en peposer ce groupe en 2 autres sous-groupes :
 - Le premier est constitué des vecteurs nommés V_1 , V_2 , V_3 , V_4 , V_5 et V_6 .
 - L'autre est constitué des vecteurs V_8 , V_9 , V_{10} , V_{11} , V_{12} et V_{13} .

Ces vecteurs constituent l'hexagone interne "demie-tension". L'application d'un vecteur de l'un ou l'autre du sous-groupe a un effet contraire sur l'évolution de la tension du point milieu M.

En effet, l'application d'un vecteur du premier sous-groupe (respectivement du deuxième) va entraîner une décharge du condensateur d'entrée C_1 (respectivement du condensateur C_2) [52].

- **Le groupe des vecteurs "pleine tension" :** Ce groupe contient les vecteurs tensions nommés V_{15} , V_{16} , V_{17} , V_{18} , V_{19} et V_{20} . Ces vecteurs constituent l'hexagone extérieur "pleine tension" [86,98]. La tension du point milieu M , n'est pas affectée par l'application de ces vecteurs, car le courant qui circule dans C_1 et dans C_2 est le même.
- **Le groupe des vecteurs "tension intermédiaire" :** les vecteurs tensions de ce groupe se nomment V_{21} , V_{22} , V_{23} , V_{24} , V_{25} et V_{26} . Pendant l'application de ces vecteurs, on ne peut pas savoir si le vecteur tension va augmenter ou diminuer la tension du point milieu M , où l'on va solliciter les deux condensateurs, mais les courants qui les traverseront ne seront pas égaux [52, 84, 83]. Il y aura un déséquilibre de E qui dépend des courants circulant dans les phases pendant ce fonctionnement [13].

V.3.3 Algorithme de Commande de l'Onduleur Trois Niveaux

Il faut éviter la conduction simultanée des quatre interrupteurs d'un bras, car cela peut causer leur destruction par augmentation du courant lors du court-circuit, ou une surtension dans le cas de l'ouverture de tous les interrupteurs. Pour cela, on décrit la commande complémentaire, qui permet d'avoir les trois tensions : $E/2$, 0 , $-E/2$ pouvant être appliquées sur un bras de l'onduleur comme suit :

$$\begin{cases} T_{a1} = \overline{T_{a4}} \\ T_{a2} = \overline{T_{a3}} \end{cases}$$

Cette commande complémentaire donne les cas suivants [13] :

T_{a1}	T_{a2}	T_{a3}	T_{a4}	V_a
0	0	1	1	$-E/2$
0	1	0	1	Inconnue
1	0	1	0	0
1	1	0	0	$E/2$

Tableau V.1: Table d'excitation

Pour le cas inconnu il sera éliminé lors de l'établissement de l'algorithme de commande.

V. 4 SYSTEME ETUDIE SOUS MATLAB/SIMULINK

Dans ce qui suit, nous allons présenter les résultats de simulation d'un filtre actif parallèle à base d'un onduleur trois niveaux, obtenus pour les deux méthodes d'identification des courants de référence étudiées dans le chapitre précédent, en gardant les mêmes conditions et paramètres de simulation.

Nous allons procéder à la commande du FAP, en 1^{ère} étape avec un convertisseur à six pulsations (figure V.5) puis, en 2^{ème} étape, avec un convertisseur à douze pulsations (figure V.19).

V. 4.1. Commande du FAP Trois Niveaux du convertisseur à six pulsations

Le modèle proposé à l'étude dans ce chapitre est un système de transport à courant continu CIGRE de 1000 MW (2 kA, 500 kV), reliant un premier réseau (345 kV, 50 Hz) à un deuxième réseau (230 kV, 50 Hz) (voir figure V.5). Le redresseur est connecté au réseau par un transformateur triphasé 1196-MVA. Une charge résistive de 1000 MW est connectée du côté continu à travers une inductance de lissage. Un filtre actif parallèle triphasé à structure tension. Pour la commande de l'onduleur du filtre actif parallèle, nous avons utilisé la commande par MLI.

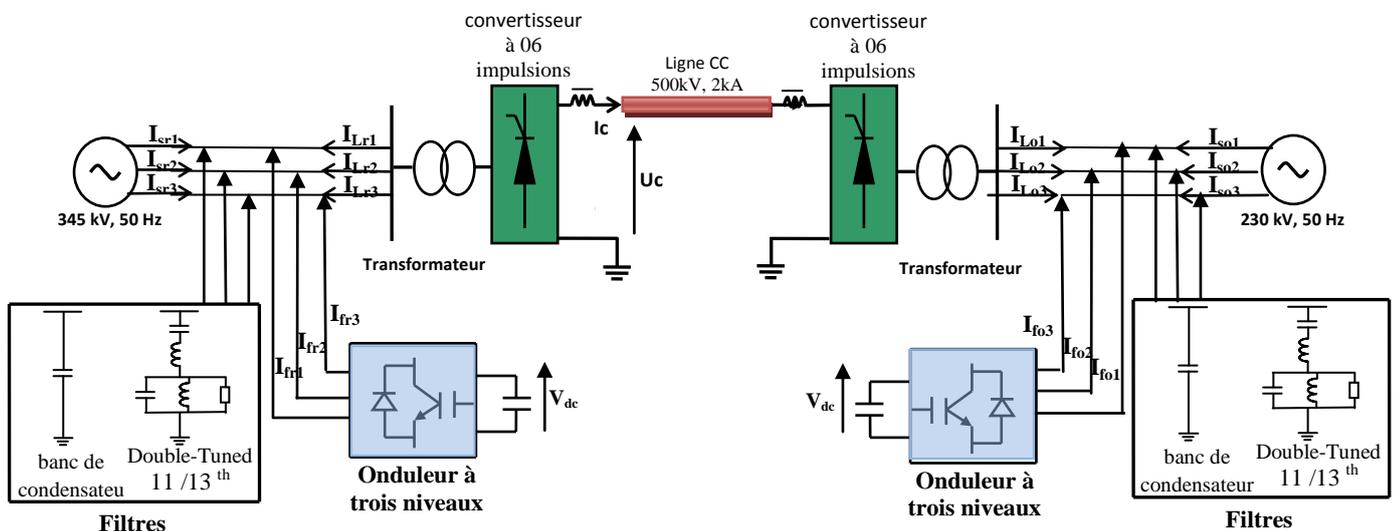
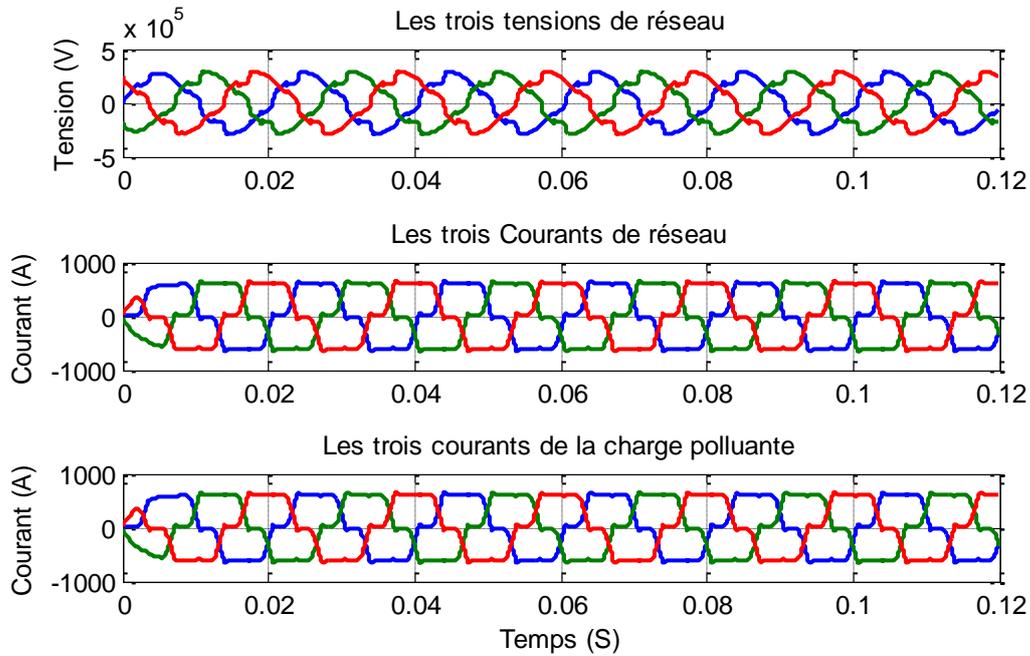


Fig. V.5 : Liaison CCHT CIGRE du convertisseur à six impulsions avec filtre actif parallèle trois niveaux.

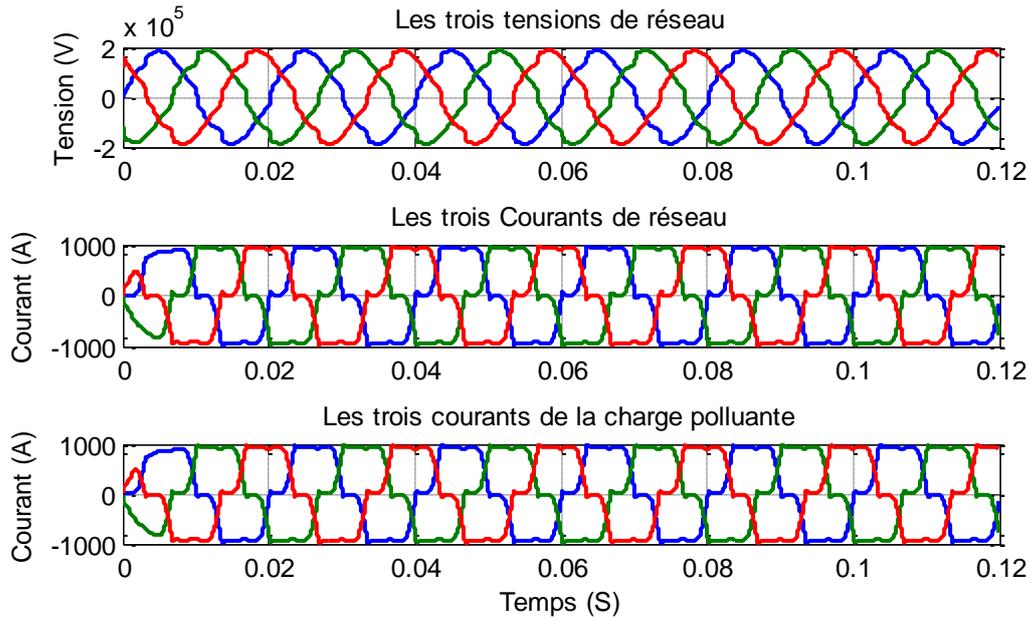
Après l'insertion du filtre actif parallèle, on obtient pour les deux techniques d'identification les résultats donnés par les figures (V.6 à V.17). Ces figures représentent, successivement, le courant harmonique identifié (i_{Lr1} coté redresseur) et (i_{Lo1} coté onduleur), la commutation du premier interrupteur '*Sa*' de l'onduleur du FAP, le courant (i_{fr1}) injecté par le filtre coté redresseur et (i_{fo1}) coté onduleur, la superposition du courant identifié et le courant injecté, les tensions à la sortie de l'onduleur, le courant de source (i_{sr1}) côté redresseur et (i_{so1}) côté onduleur, les allures du courant et de la tension après filtrage actif et le spectre harmonique du courant de la source.

V. 3.1.1 Sans filtrage :

Les figures (V.6 et V.7) montrent respectivement la tension et les courants de la source, coté redresseur et onduleur et leurs spectres harmoniques avant compensation.

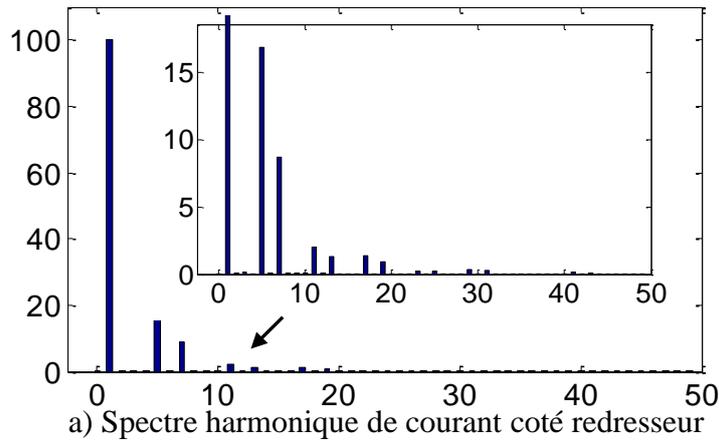


a) Tension et courants coté redresseur avant filtrage



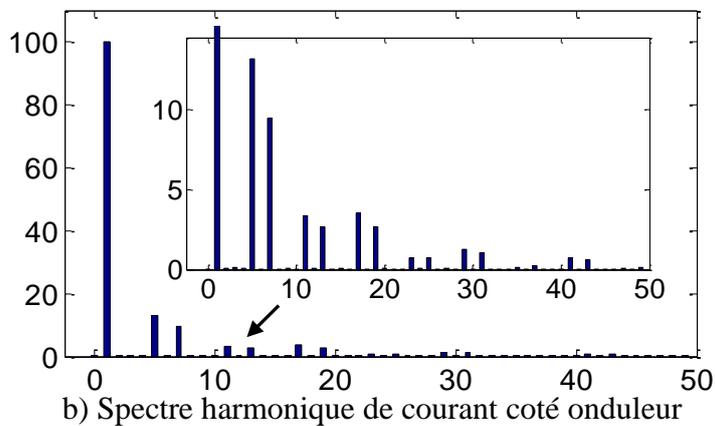
b) Tension et courants coté onduleur avant filtrage
 Fig. V.6 : Tensions et courants du système CCHT CIGRE avant filtrage

THD= 19.26%



a) Spectre harmonique de courant coté redresseur

THD= 17.51%



b) Spectre harmonique de courant coté onduleur

Fig. V.7: Spectre harmonique de courant de deux réseaux de système CCHT CIGRE avant filtrage

La charge non-linéaire génère des courants non sinusoïdaux qui vont polluer le réseau étudié, ce qui est bien montré sur la forme de courant de la source représenté par la figure V.6 (courant côté charge et côté source de chaque réseaux).

D'après la figure V.7, qui représente l'analyse spectrale du courant de source, on remarque l'existence des harmoniques d'ordre 5 ; 7 ; 11 ; 13 ; 17 ; 19 ; 23 ; 25 ; 29 et 31... Ce qui se traduit par un THD de 19.26 % côté redresseur et de 17.51 % côté onduleur.

IV. 4.1.2 Après filtrage :

Les résultats de simulation obtenus pour les deux méthodes d'identification (pq) et (dq) sont illustrés successivement par les figures (V.8 à V.20).

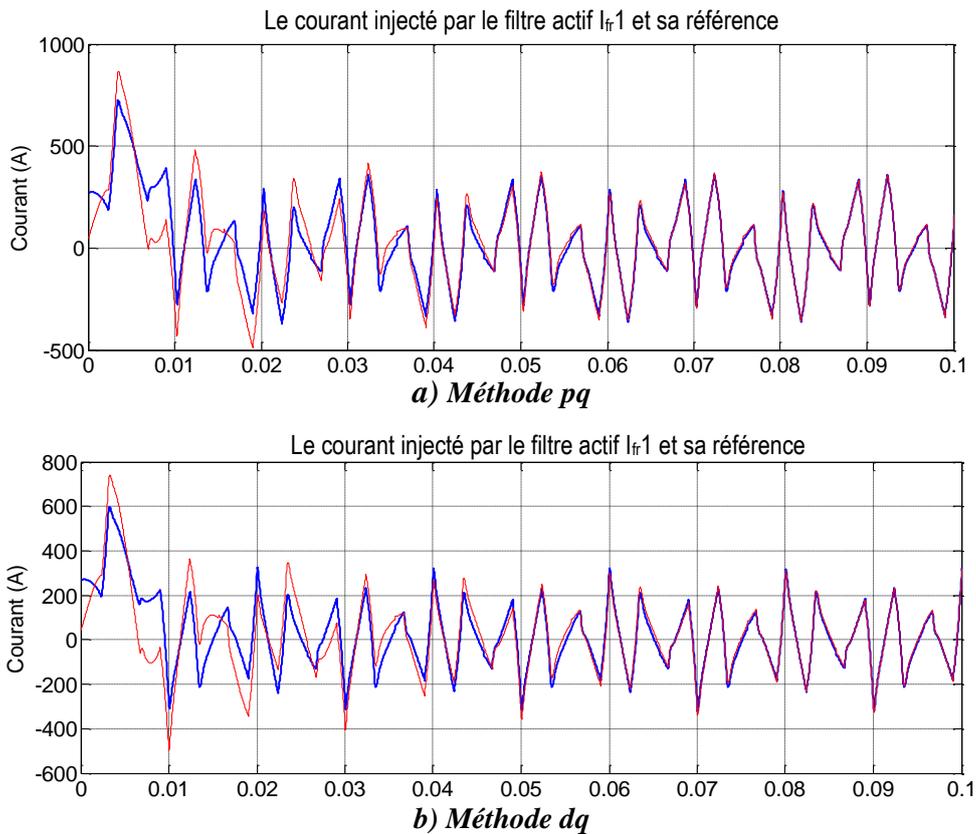


Fig. V.8: Courant de référence et courant généré par le filtre actif côté redresseur

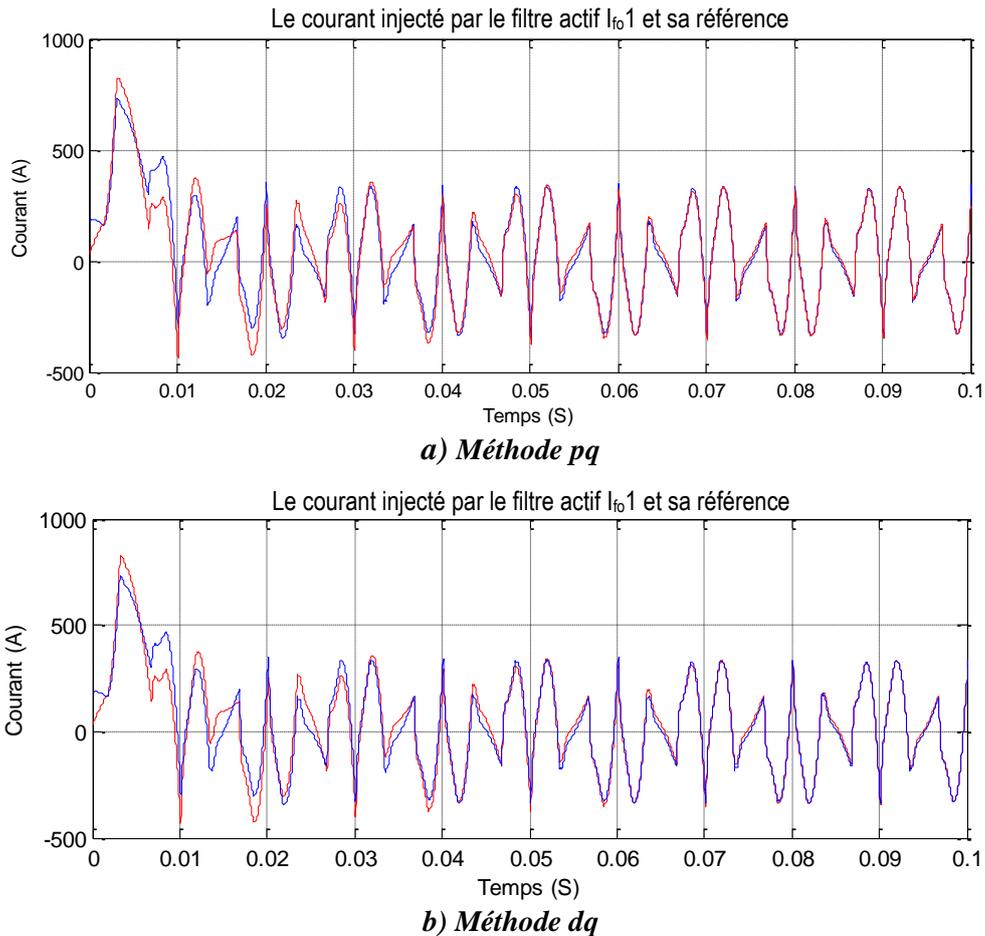
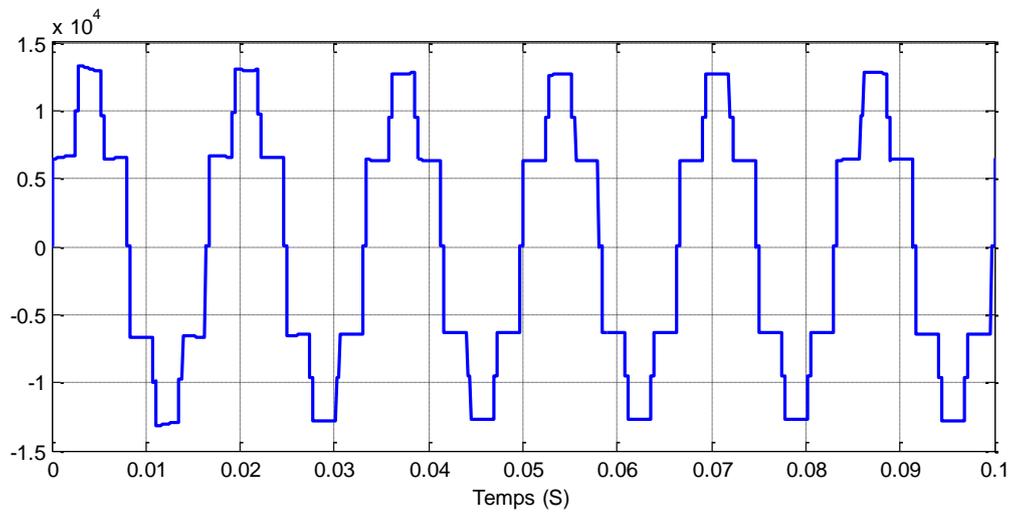


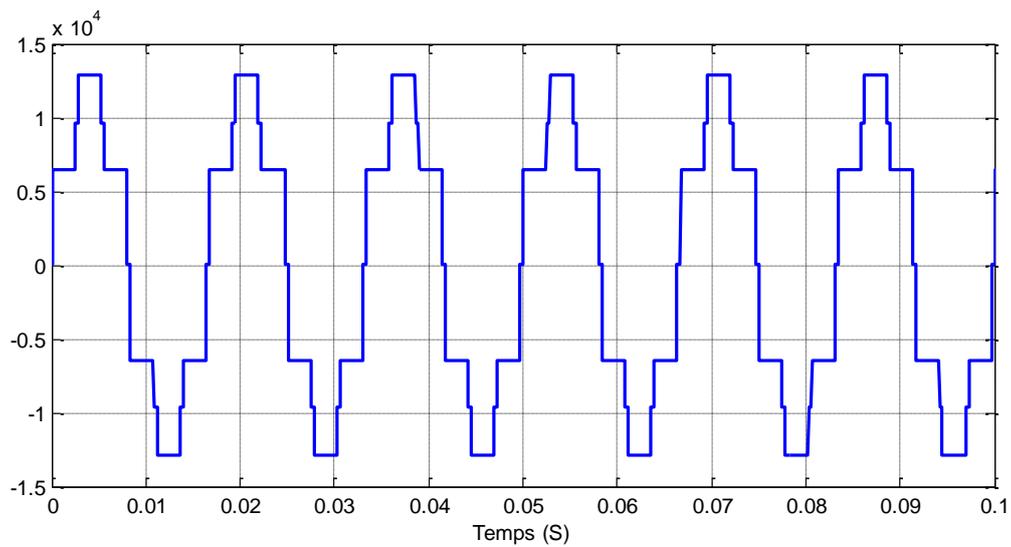
Fig. V.9: Courant de référence et le courant généré par le filtre actif côté onduleur

Les figures (V.8) et (V.9) présentent les courants de référence (en bleu) et le courant généré par les filtres actif (en rouge) de la phase 'a' pour les deux techniques. A partir de l'instant $t = 0.05$ s, on voit bien que le filtre actif à bien reproduit le courant de référence. Ces courants doivent être injectés sur les réseaux afin d'éliminer les harmoniques entre les deux côtés.

La figure V.10, illustre la tension de sortie d'une phase-neutre de l'onduleur trois niveaux. On remarque que les trois niveaux de tension $2V_{dc}/3$, $V_{dc}/2$ et $V_{dc}/3$ correspondant respectivement à 13 kV, 9.74 kV et 6.49 kV.



a) Méthode pq



b) Méthode dq

Fig. V.10: Tension de sortie d'une phase de l'onduleur trois niveaux

Les figures (V.11) et (V.12), montrent les nouveaux courants des deux sources après insertion du filtre actif parallèle pour les deux méthodes d'identification.

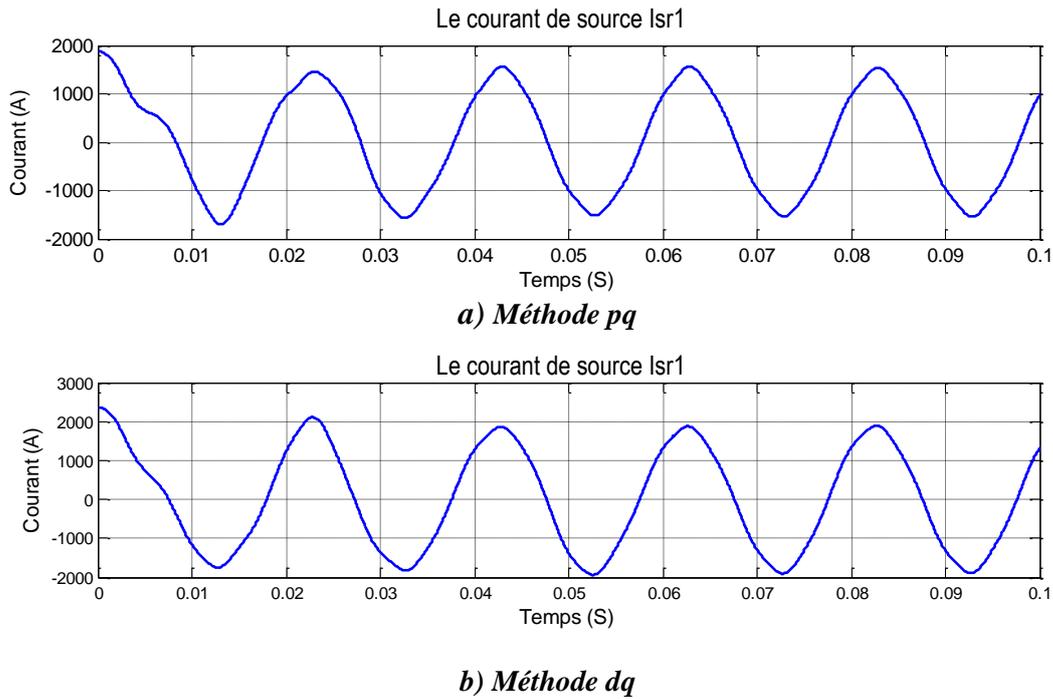


Fig. V.11: Courant de la source d'une phase après filtrage côté redresseur

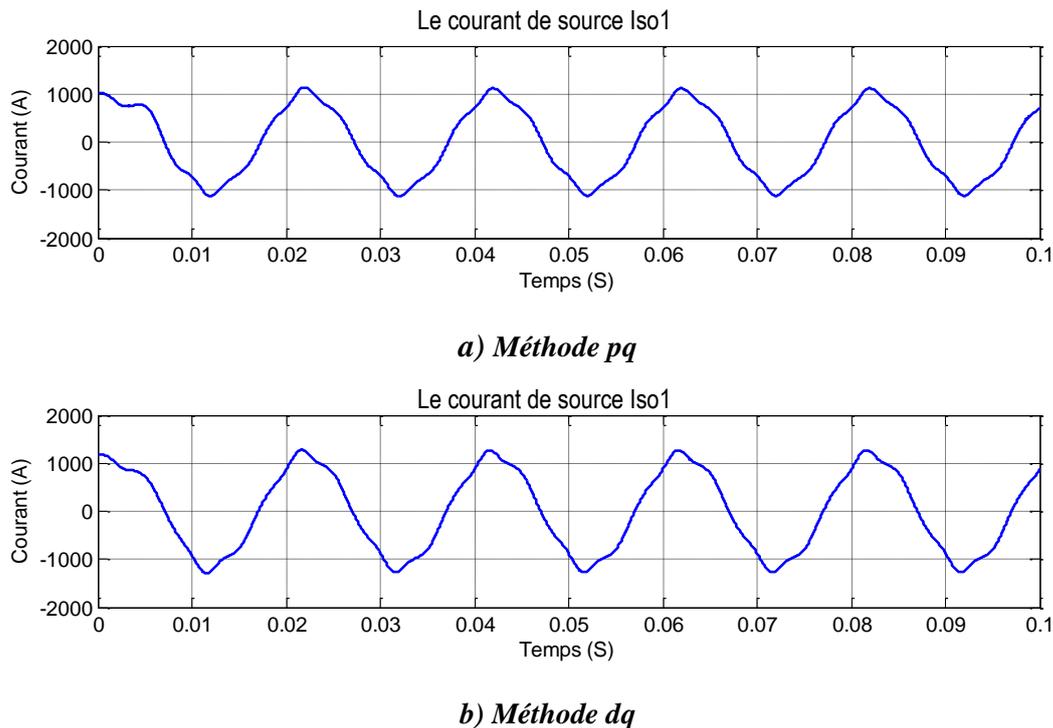


Fig. V.12: Courant de la source d'une phase après filtrage côté onduleur

A partir de ces figures, on remarque qu'après l'injection du courant de référence produit par le filtre actif dans chaque réseau, une fois que le filtre actif parallèle est mis en marche, le courant du réseau y est désormais sinusoïdal mais n'est pas exempt de toutes les perturbations harmoniques pour les deux méthodes d'identification.

Le fait que le courant de source a récupéré son allure sinusoïdale, cela traduit que si l'onduleur peut injecter un courant qui suit sa référence, on aura des courants presque sinusoïdaux pour les deux sources.

Les figures (V.13) et (V.14), montrent les nouveaux courants et les tensions de deux sources. Les quatre ondes ne sont pas en phase, ce qui entraîne une consommation de l'énergie réactive et une dégradation du facteur de puissance. L'existence d'un décalage montre que le courant est en avance par rapport à la tension de 45° pour la méthode (pq), et la tension est en retard de 39° par rapport au courant pour la méthode (dq).

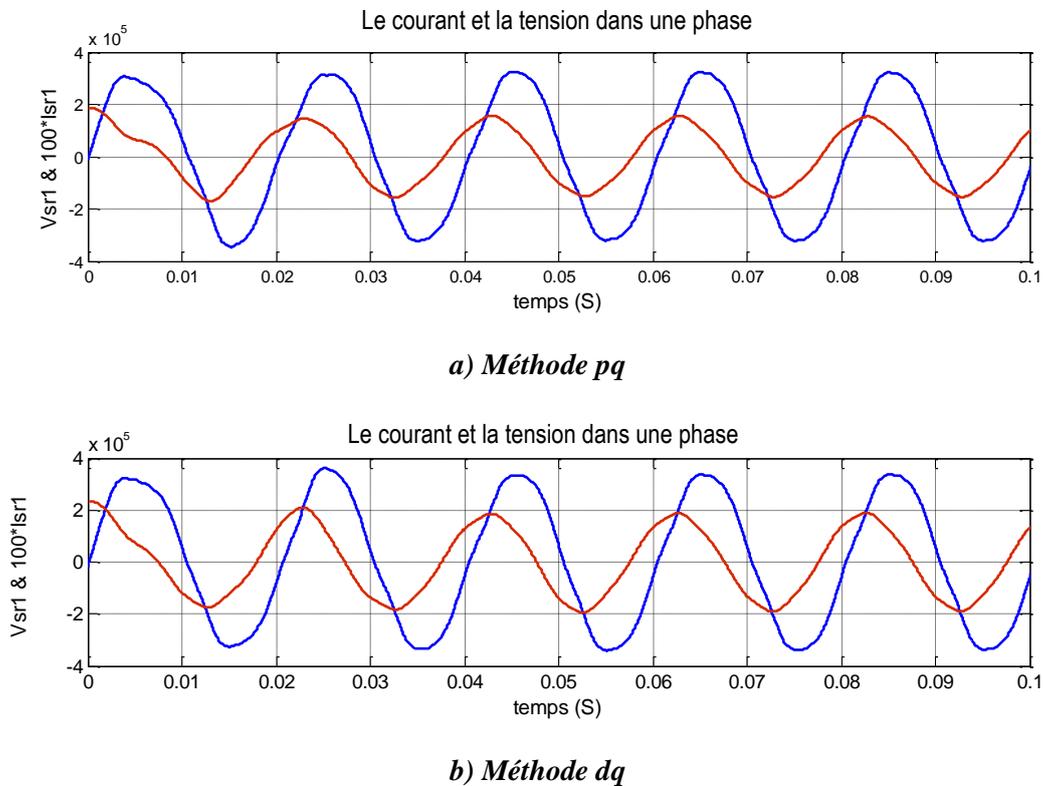
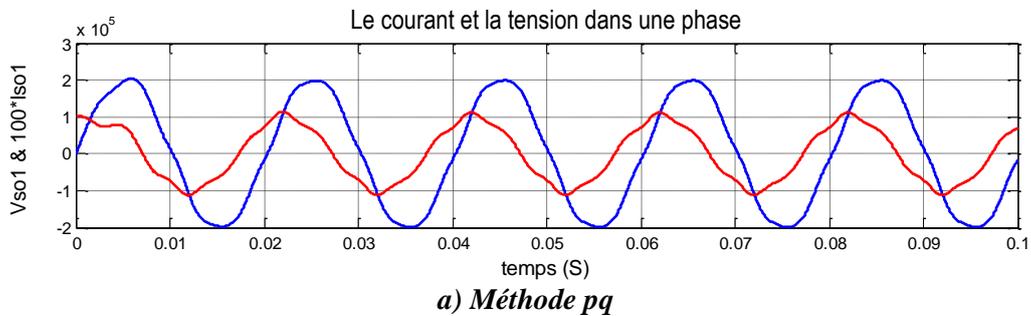
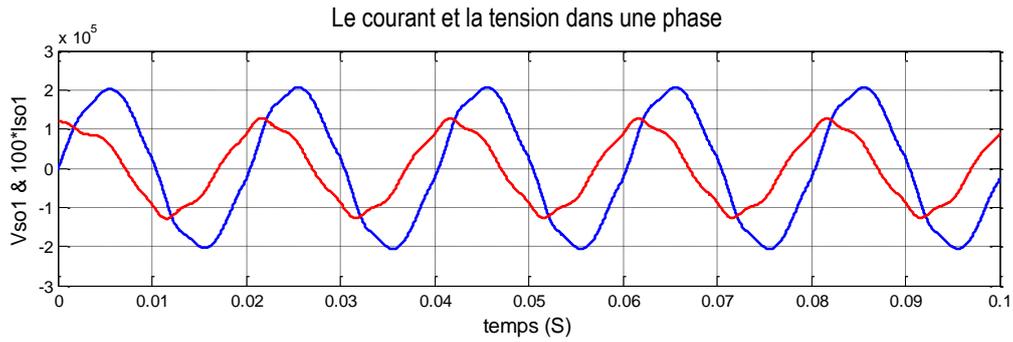


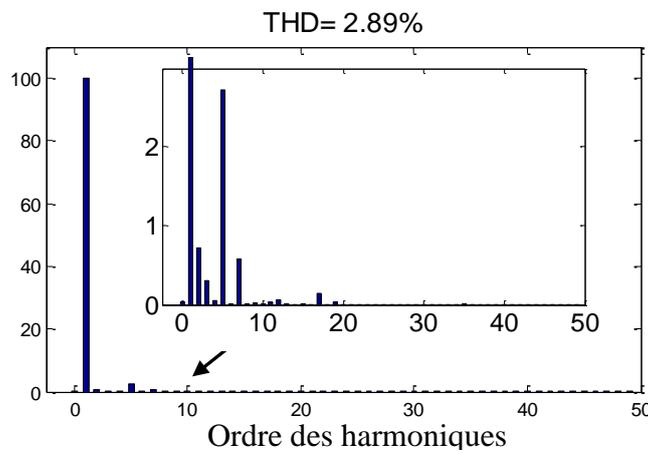
Fig. V.13: Allures du courant et de la tension dans une phase après filtrage actif coté redresseur



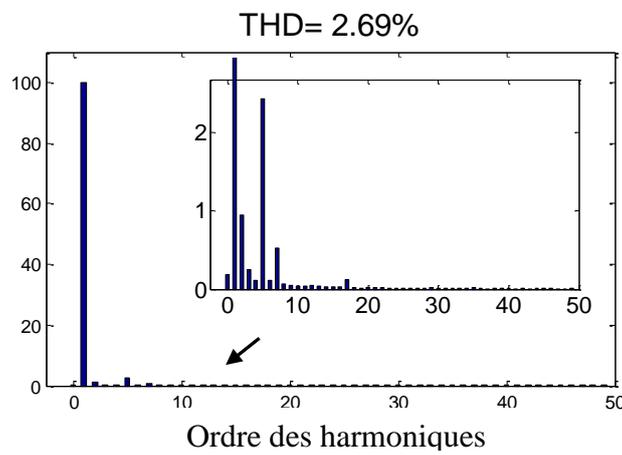


b) Méthode dq

Fig. V.14: Allures du courant et de la tension dans une phase après filtrage actif coté onduleur



a) Méthode pq



b) Méthode dq

Fig. V.15 : Spectre harmonique du courant d'une phase de la source après filtrage actif côté redresseur

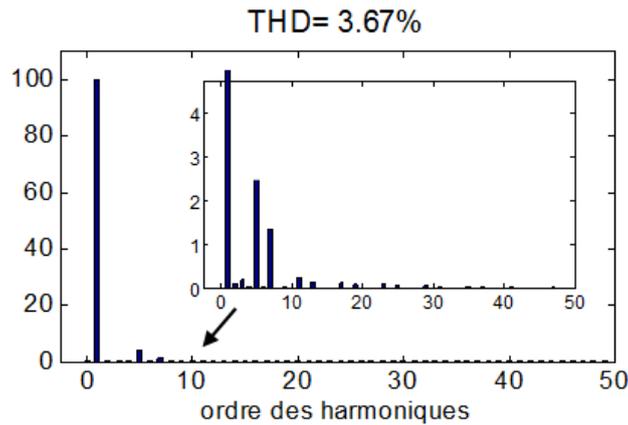
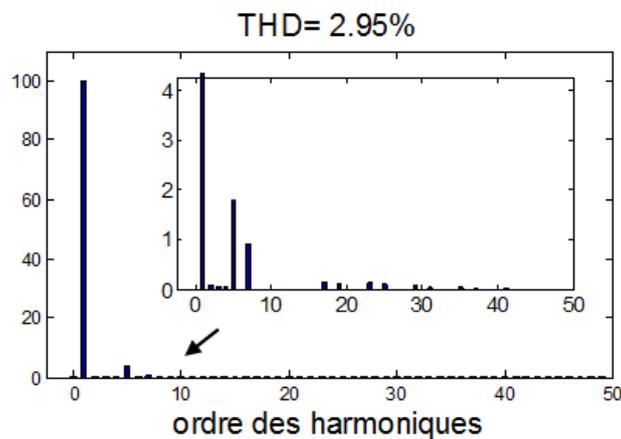
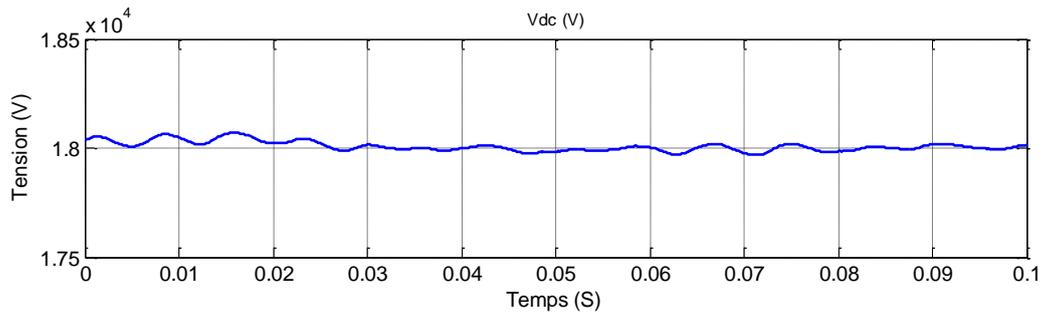
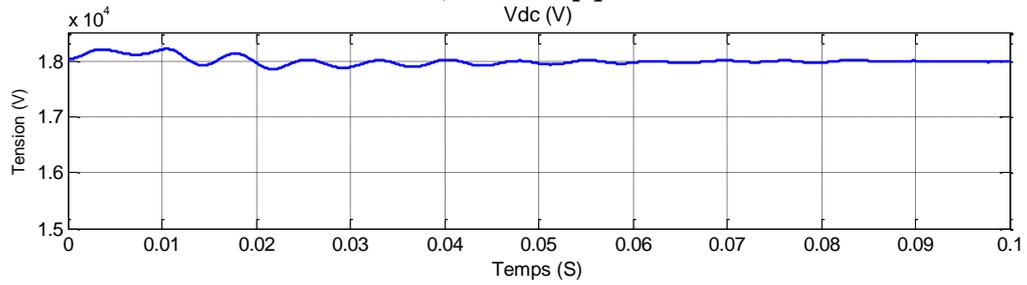
a) *Méthode pq*b) *Méthode dq*

Fig. V.16 : Spectre harmonique du courant d'une phase de la source après filtrage actif côté onduleur

Cette représentation spectrale confirme la présence de l'harmonique d'ordre 5 de très basse amplitude. Les autres harmoniques sont compensées. Le THD qui était de 19.26 %, est réduit après filtrage, côté redresseur, à un taux très faible de 2.89 % pour la méthode (pq) et 2.69 % pour la méthode (dq). Pour le côté onduleur, le THD qui était à 17.51 % est réduit à 3.67 % pour la méthode (pq) et 2.95 % pour la méthode (dq). Il faut noter la bonne compensation des harmoniques par le filtre actif basé sur l'onduleur trois niveaux pour la méthode (dq).

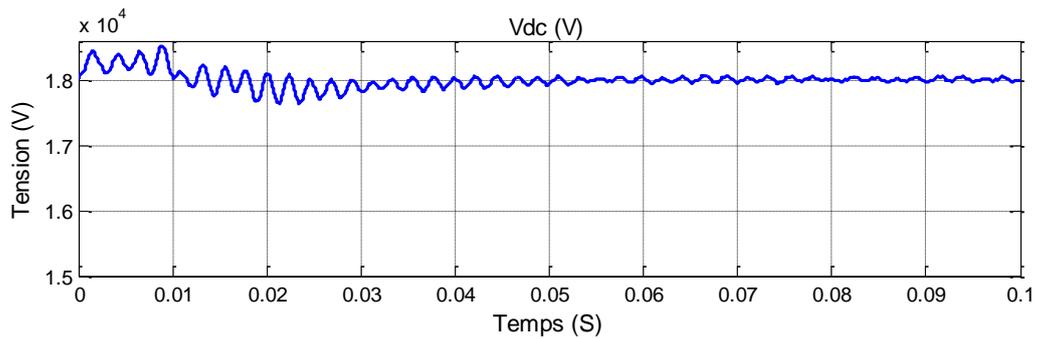


a) Méthode pq

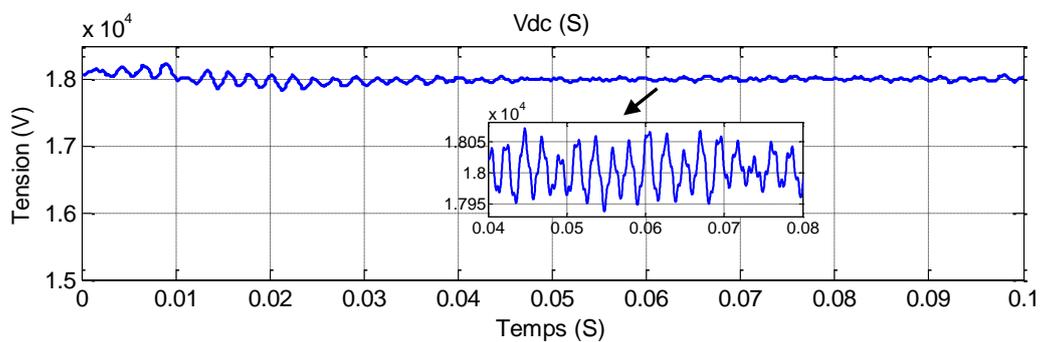


b) Méthode dq

Fig. V.17 : Tension aux bornes du condensateur du filtre actif côté redresseur



a) Méthode pq



b) Méthode dq

Fig. V.18 : Tension aux bornes du condensateur du filtre actif côté onduleur

Les figures (V.17) et (V.18) illustrent la tension de référence de 18 kV et la tension du bus continu de l'onduleur pour les deux filtres actifs.

On remarque qu'après le régime transitoire, la tension du bus continu coïncide avec la tension de référence sous l'effet de la boucle de régulation intégrée dans le système de filtrage. Une fois que la tension est stabilisée, on remarque qu'elle présente quelques ondulations dues à la propagation des harmoniques au sein du convertisseur du côté alternatif et du côté continu, ce qui entraîne des perturbations de la tension à l'entrée de l'onduleur, puis au niveau du courant et de la tension de la source, ce qui risque de détériorer les semi-conducteurs de l'onduleur. Notons que la théorie (pq) donne un temps de réponse plus faible que celui relatif à la théorie (dq).

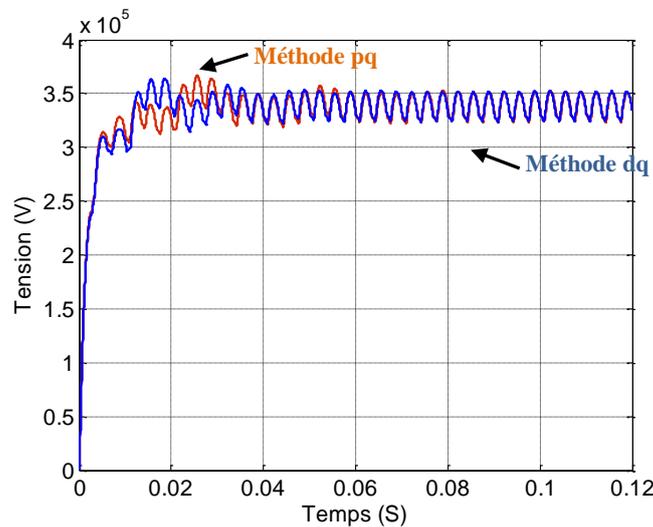


Fig. V.19 : La tension continue U_c

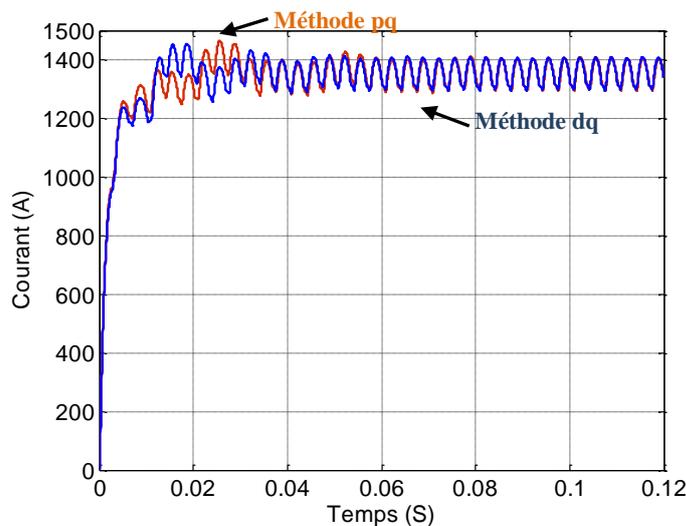


Fig. V.20 : Le courant continu I_c

Les figures (V.19) et (V.20) présentent l'allure de la tension et du courant coté continu de la charge à six impulsions. On remarque que les allures sont stables à partir de $t=0.06$ s. La méthode (dq) présente un temps de réponse plus faible que celui de la méthode (pq).

Dans la section suivante, nous allons introduire une autre topologie (convertisseur à douze impulsions) pour la charge non linéaire pour améliorer les performances de la régulation de la tension V_{dc} .

V.4.2 Commande du FAP Trois Niveaux du convertisseur à douze pulsations

Nous allons présenter, maintenant, les résultats de simulation concernant l'étude effectuée sur le même système CCHT CIGRE avec deux filtres actifs appliqués des deux côtés et pour les deux méthodes de contrôle présentées auparavant, en gardant les mêmes conditions et paramètre de simulation, avec un convertisseur à douze pulsations (figure : V.18), pour les deux cas : sans et avec filtrage hybride.

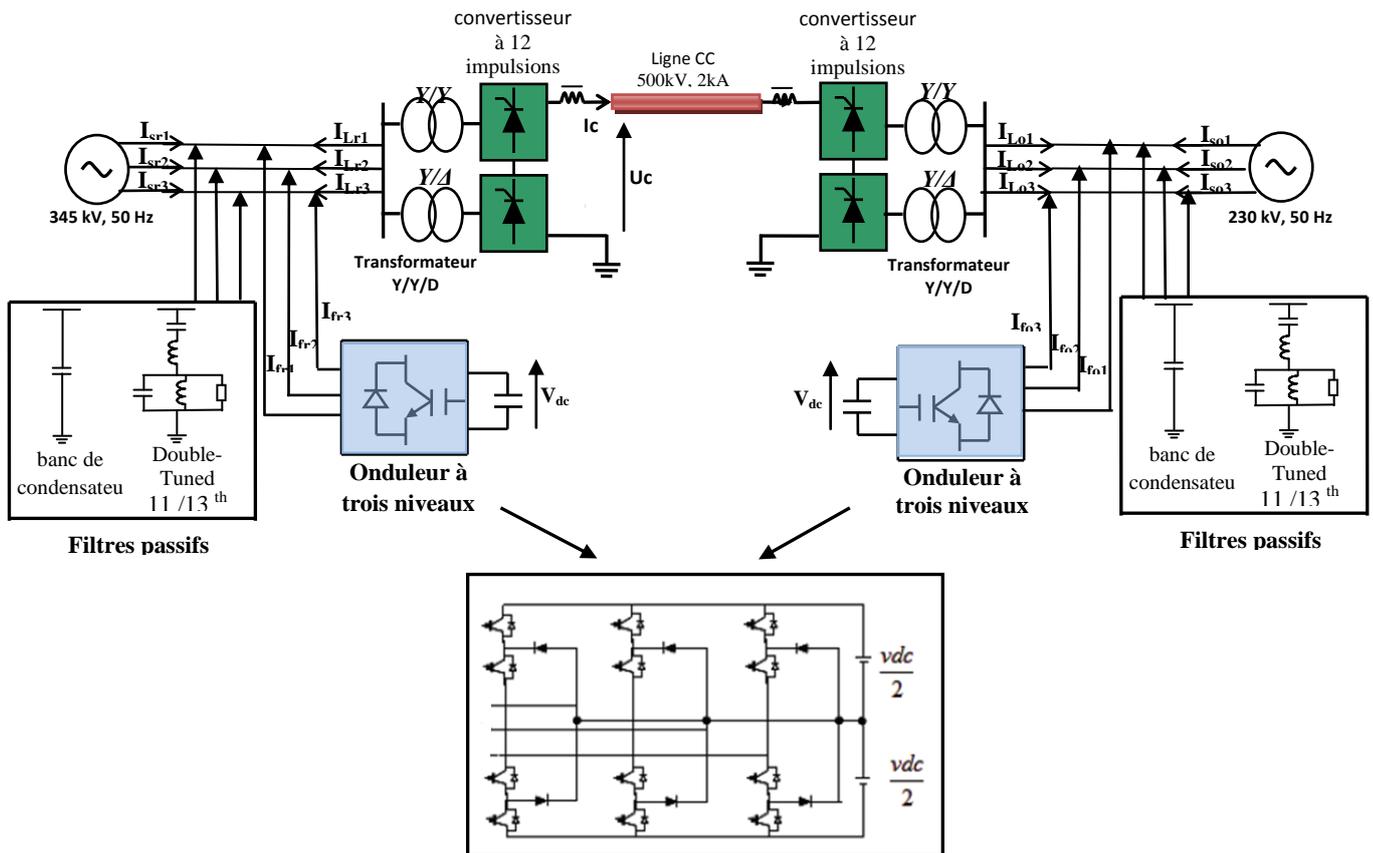


Fig. V.21 : Filtre actif parallèle trois niveaux avec un convertisseur à douze impulsions.

La charge polluante est représentée par un convertisseur (redresseur ou onduleur) classique qui est constitué de deux ponts de thyristors connectés en série dans un système CCHT CIGRE de 1000 MW (2 kA, 500 kV), reliant un premier réseau (345 kV, 50 Hz) à un deuxième réseau (230 kV, 50 Hz) (figure V.21). Chaque convertisseur est connecté au réseau par un transformateur triphasé 1200-MVA. Une charge résistive de 1000 MW est connectée du côté continu à travers une inductance de lissage.

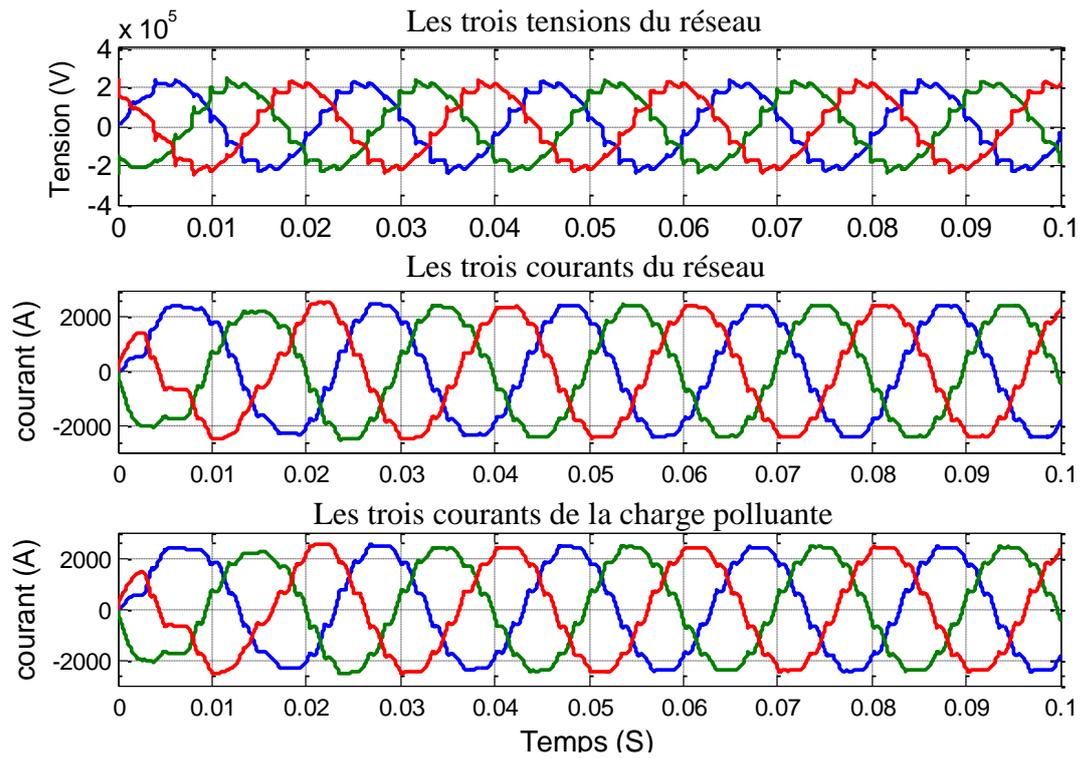
Chaque filtre passif est constitué de :

- Un banc de condensateurs de 150 MVAR.
- Un filtre passif de 200 MVAR adapté pour éliminer les harmoniques 11 et 13.

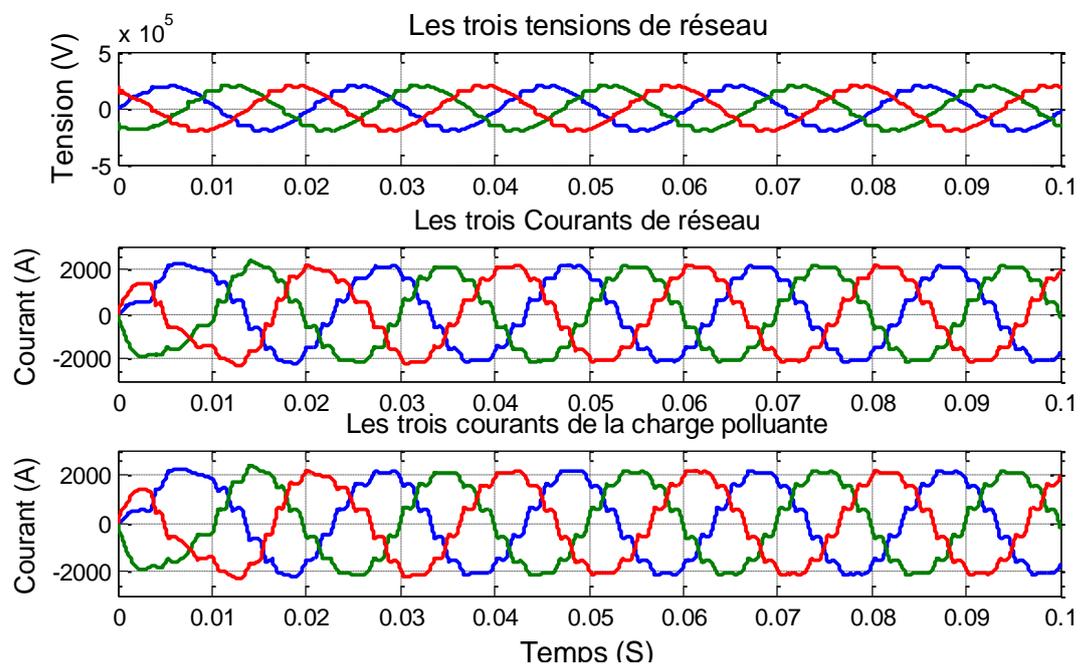
V. 4.2.1 Sans filtrage :

La figure (V.22) montre respectivement les courants et les tensions de la source et les courants des deux charges avant compensation. On remarque que chaque charge non-linéaire génère des courants non-sinusoïdaux (courants de la charge polluante) qui provoquent la pollution du réseau étudié ; En effet, on constate des déformations dans l'onde du courant de source qui perd sa forme sinusoïdale.

D'après la figure V.23 qui représente l'analyse spectrale du courant de source, on remarque l'existence des harmoniques d'ordre 11, 13, 23, 25, 35 et 37... ce qui traduit par un THD de 8.12 % pour le courant côté redresseur et de 6.48 % pour le courant côté onduleur. Ces figures ont confirmé que les harmoniques d'ordre inférieur pour un convertisseur à 12 impulsions sont d'amplitudes plus faibles que ceux pour un convertisseur à six impulsions. Le fait d'utiliser des convertisseurs avec un plus grand nombre d'impulsions permet de réduire le taux de distorsion harmonique du courant avant filtrage.

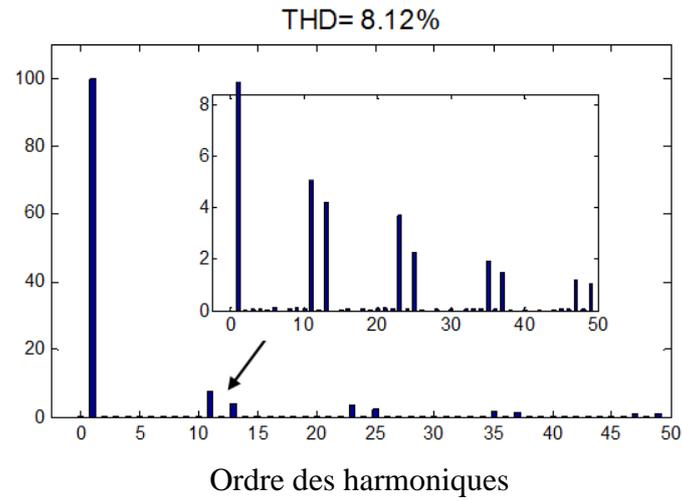


a) côté redresseur

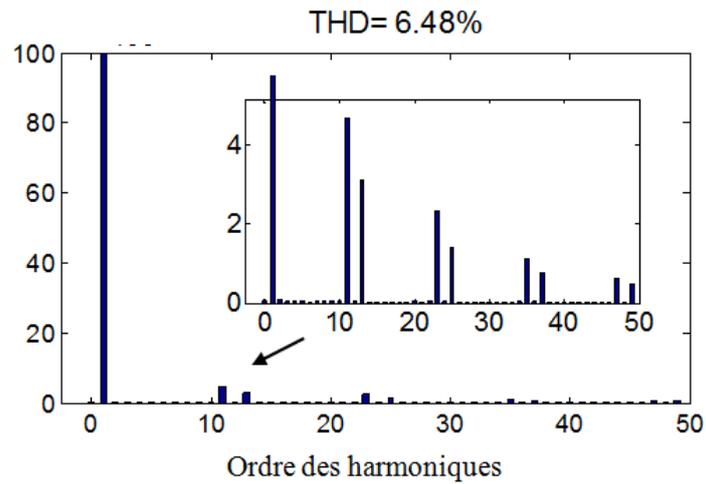


b) côté onduleur

Fig. V.22 : Tensions et courants des deux sources avant filtrage



a) Spectre harmonique de courant côté redresseur



b) Spectre harmonique de courant côté onduleur

Fig. V.23 : Spectre harmonique du courant et de la tension de source avant filtrage

V. 4.2.2 Après filtrage :

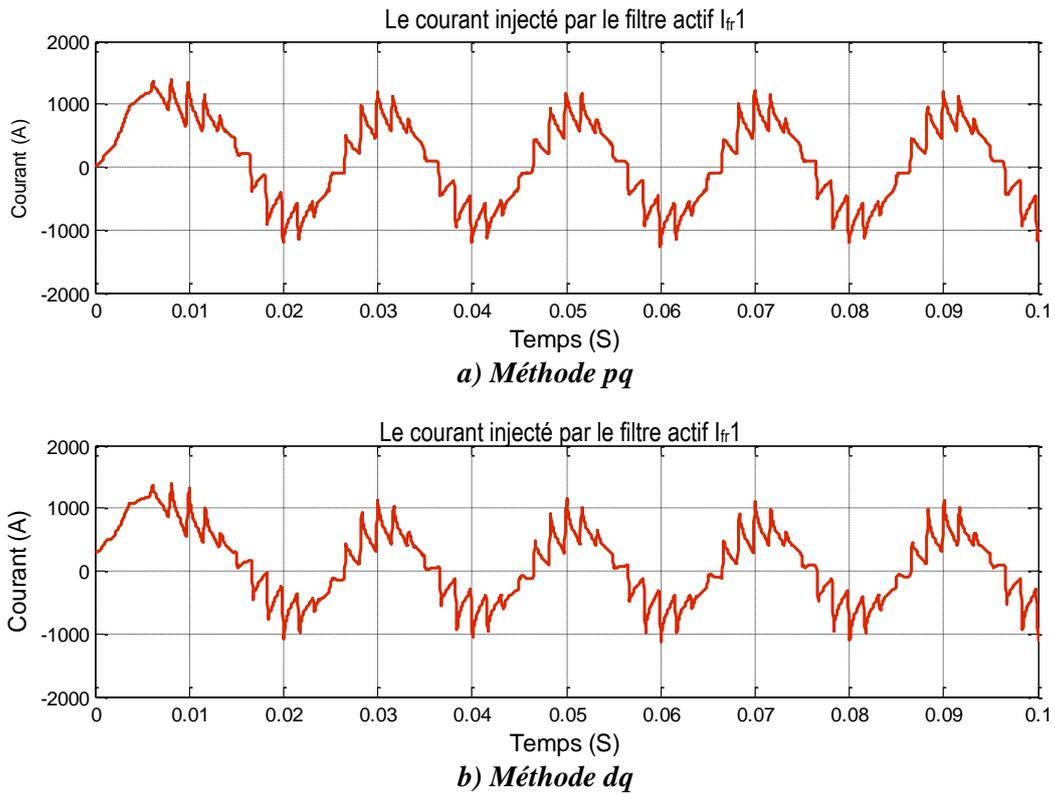


Fig. V.24: Courant de la phase 'a' injecté par le filtre au réseau côté redresseur

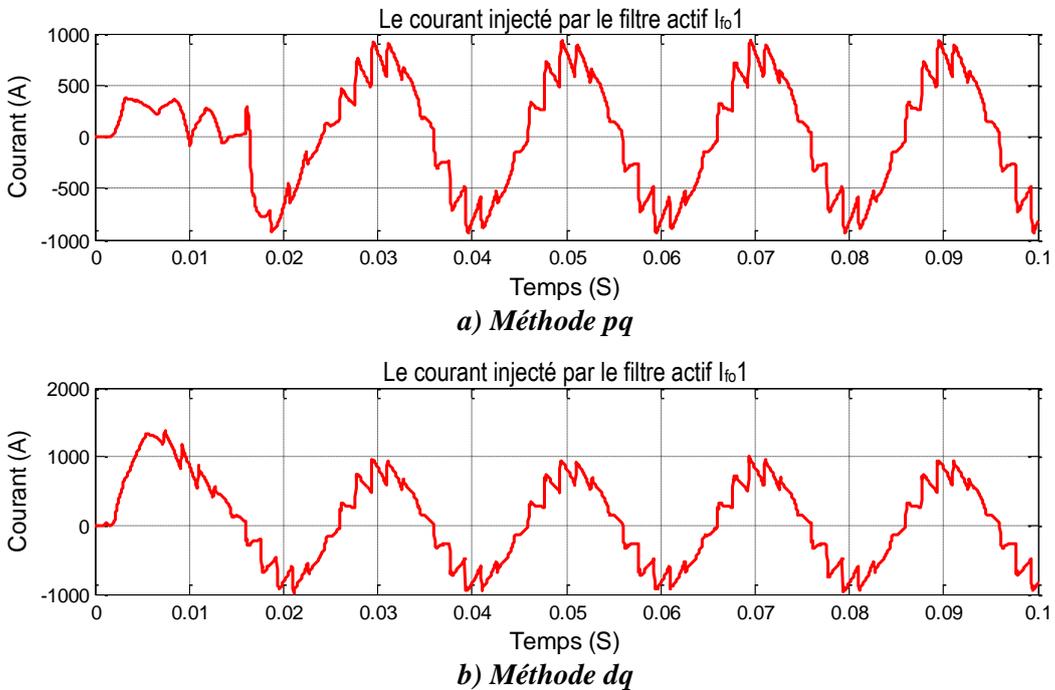


Fig. V.25 : Courant de la phase 'a' injecté par le filtre au réseau côté onduleur

D'après les figures (V.24) et (V.25), on remarque que chaque courant harmonique identifié qu'il faut éliminer pour dépolluer le réseau à une forme bruitée non sinusoïdale, pour les deux algorithmes d'identification.

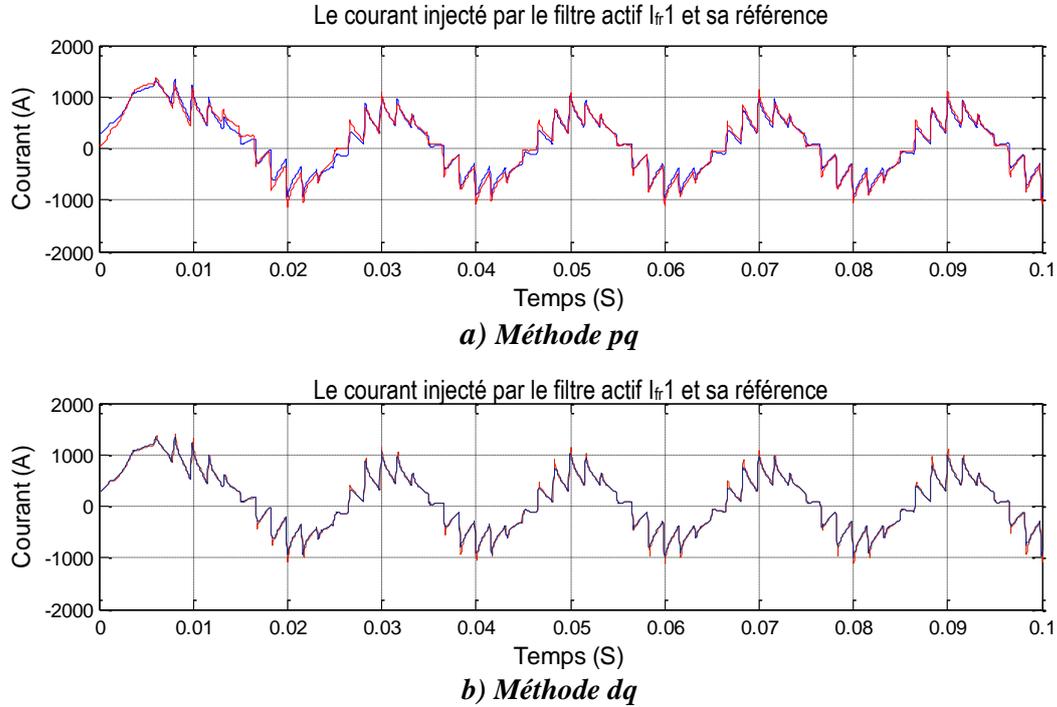


Fig. V.26: Courant de référence et le courant généré par le filtre actif côté redresseur

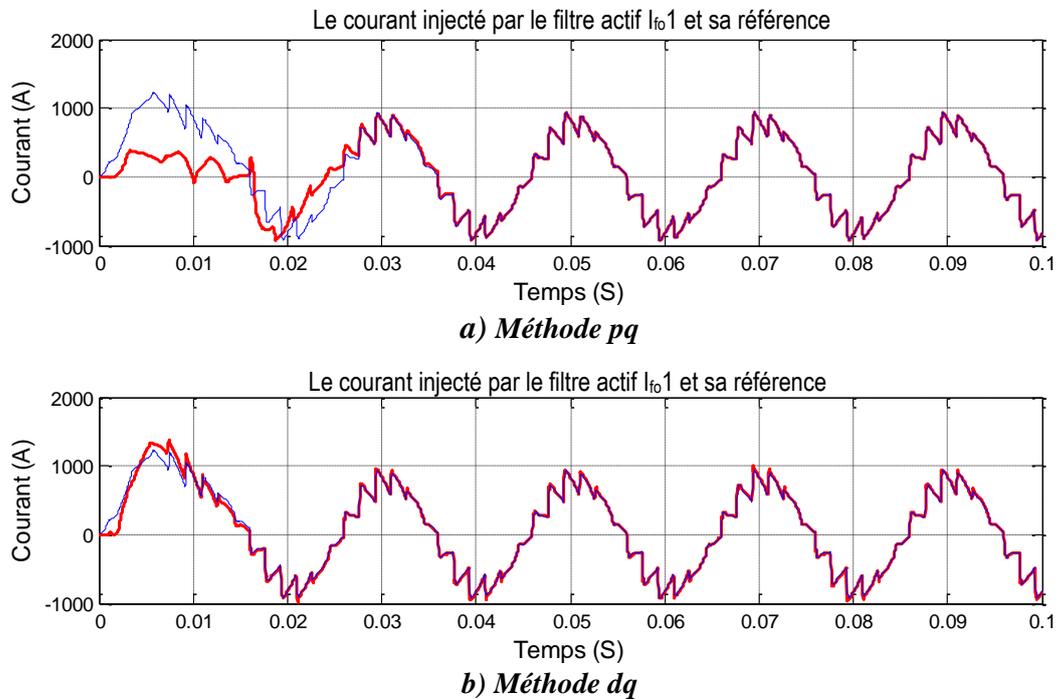


Fig. V.27: Courant de référence et le courant généré par le filtre actif côté onduleur

Les figures (V.26) et (V.27) présentent le courant de référence (en bleu) et le courant généré par le filtre actif (en rouge) de la phase 'a' de chaque réseau pour les deux techniques. Pour s'assurer du bon fonctionnement du système de filtrage, nous avons montré dans ces figures, la superposition du courant identifié au courant injecté. Il est évidemment clair qu'ils sont complètement identiques, ce qui montre que le filtre actif à bien reproduit le courant qui suit sa référence en termes de rapidité, stabilité et moins de dépassement pour la méthode (dq).

Les figures (V.28) et (V.29) illustrent la tension de référence et la tension continue de l'onduleur trois niveaux. On remarque en régime permanent, la bonne poursuite de la tension du bus continu coïncidant avec sa tension de référence pour la méthode (dq), ainsi qu'un temps de réponse plus rapide et plus stable que celui de la méthode (pq). Cependant la méthode (pq) présente une réponse avec des oscillations en régime permanent avec des pics au régime transitoire, ce qui entraîne des perturbations de la tension à l'entrée de l'onduleur.

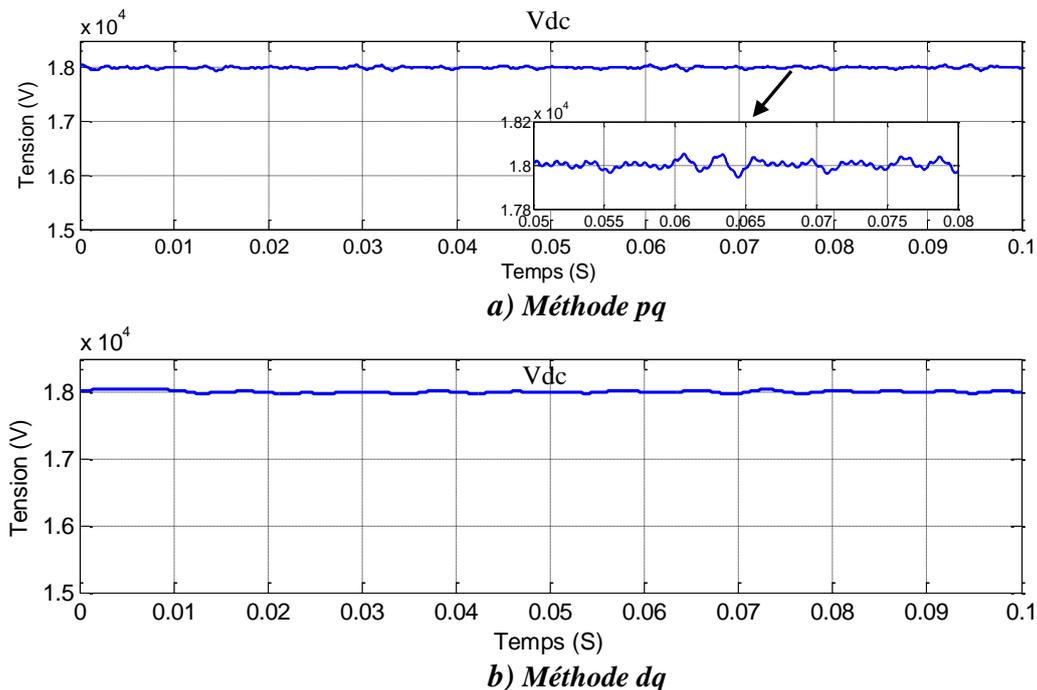


Fig. V.28 : La tension de référence et la tension mesurée à l'entrée de l'onduleur côté redresseur

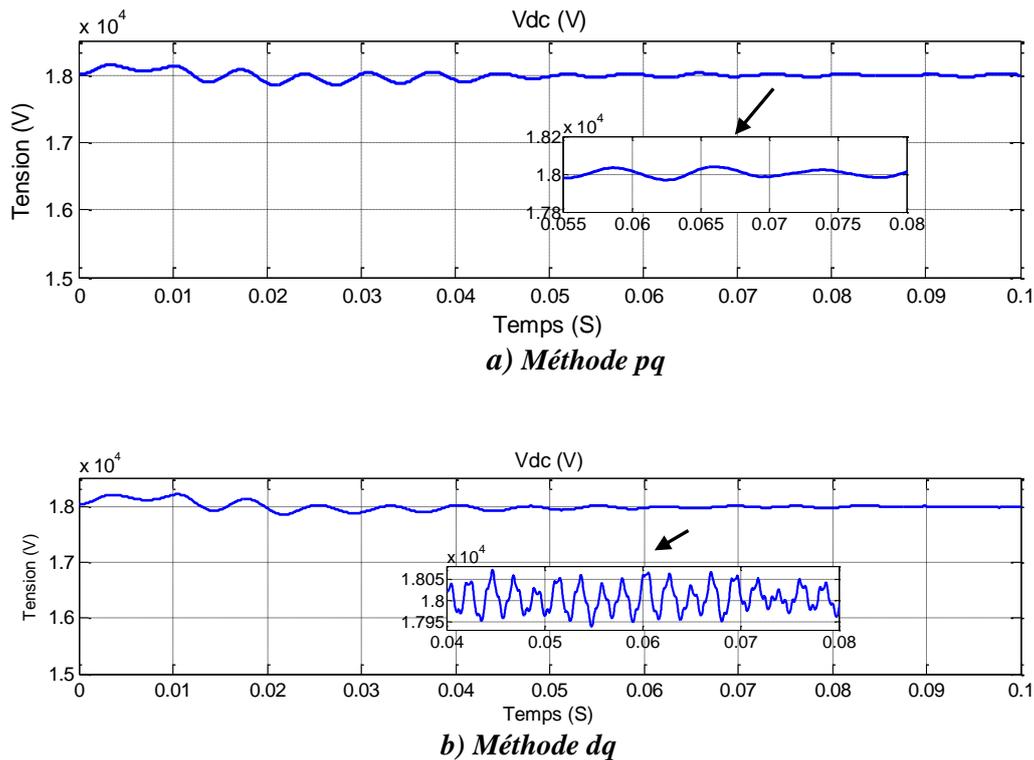
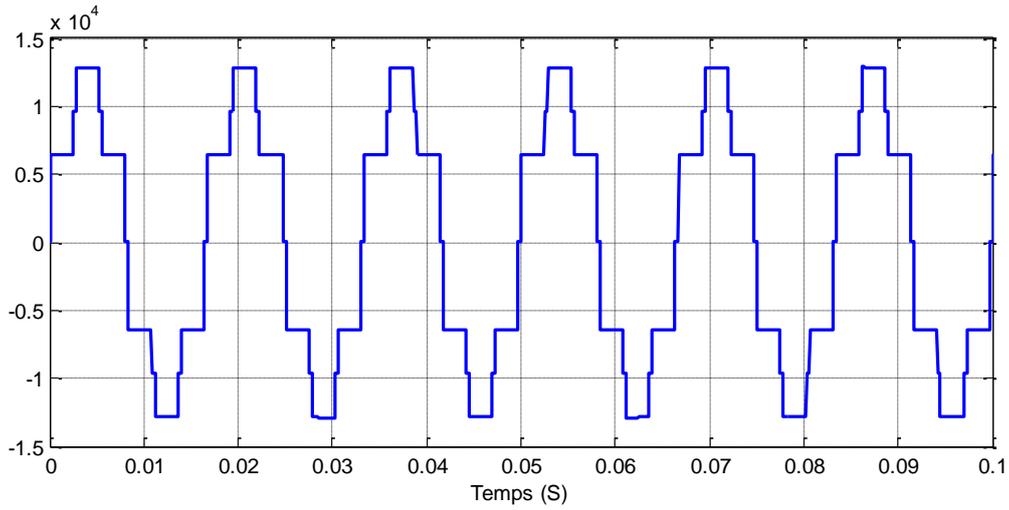


Fig. V.29 : La tension de référence et la tension mesurée à l'entrée de l'onduleur côté onduleur

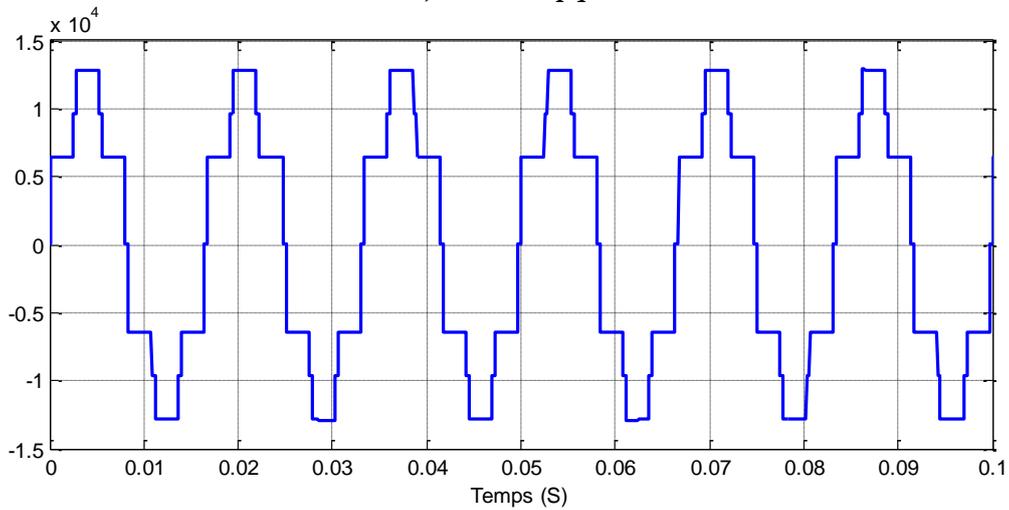
La Figure V.30, illustre la tension de sortie phase-neutre de l'onduleur trois niveaux. On remarque les trois niveaux de tension $2V_{dc}/3$, $V_{dc}/2$ et $V_{dc}/3$ correspondants respectivement à 13 kV, 9.75 kV et 6.5 kV.

Les figures (V-31) et (V-32) présentent les résultats de simulation obtenus pour les deux méthodes des deux sources (côté redresseur et côté onduleur). On remarque qu'une fois le filtre actif parallèle mis en service, le courant de chaque réseau est sinusoïdal, équilibré et dépourvu de toutes perturbations harmoniques, quelle que soit la méthode mise en œuvre.

En conclusion, les deux méthodes étudiées sont capables d'extraire correctement les composantes harmoniques directes des courants de la charge polluante.

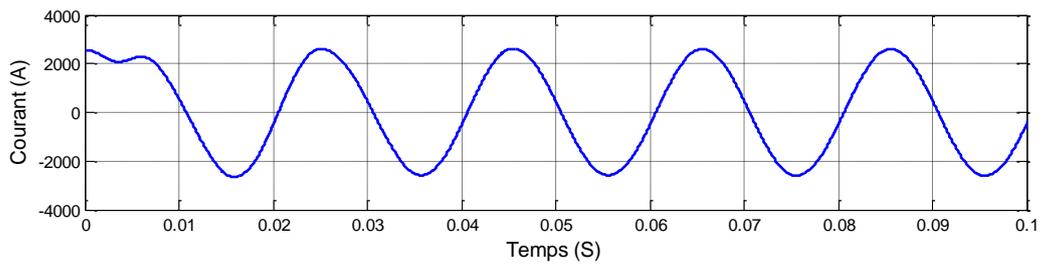


a) Méthode pq

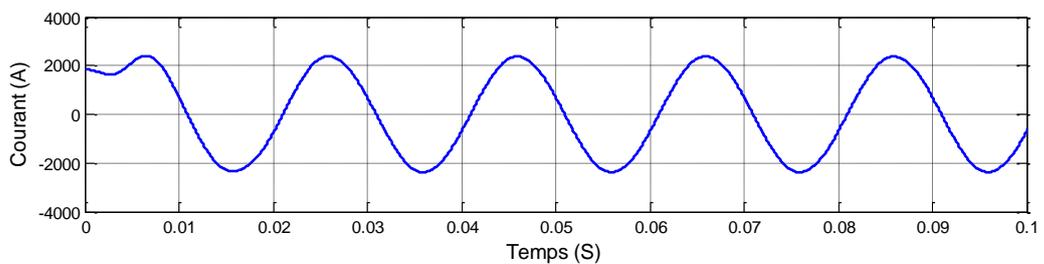


b) Méthode dq

Fig. V.30: Tension d'une phase de l'onduleur trois niveaux



a) Méthode pq



b) Méthode dq

Figure V.31: Courant de la source d'une phase après filtrage côté redresseur

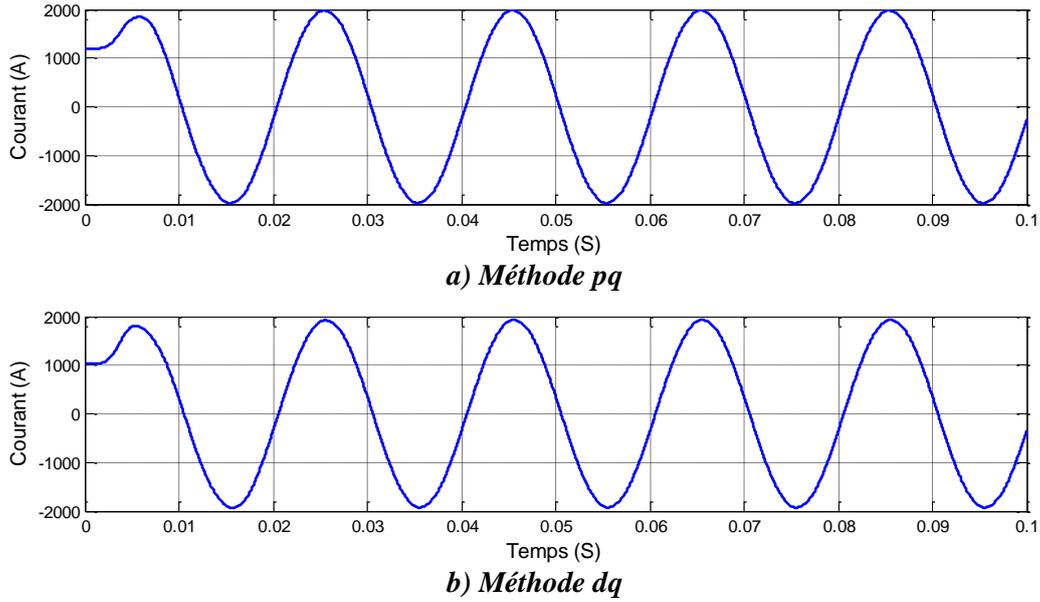


Figure V.32 : Courant de la source d'une phase après filtrage côté onduleur

Dans les deux figures (V.33) et (V.34), on montre le nouveau courant i_{sr1} et la tension de source v_{sr1} côté redresseur ainsi que le courant i_{so1} et la tension de source v_{so1} côté onduleur. Les quatre ondes sont en phase, malgré la présence d'un léger décalage pour la méthode (pq).

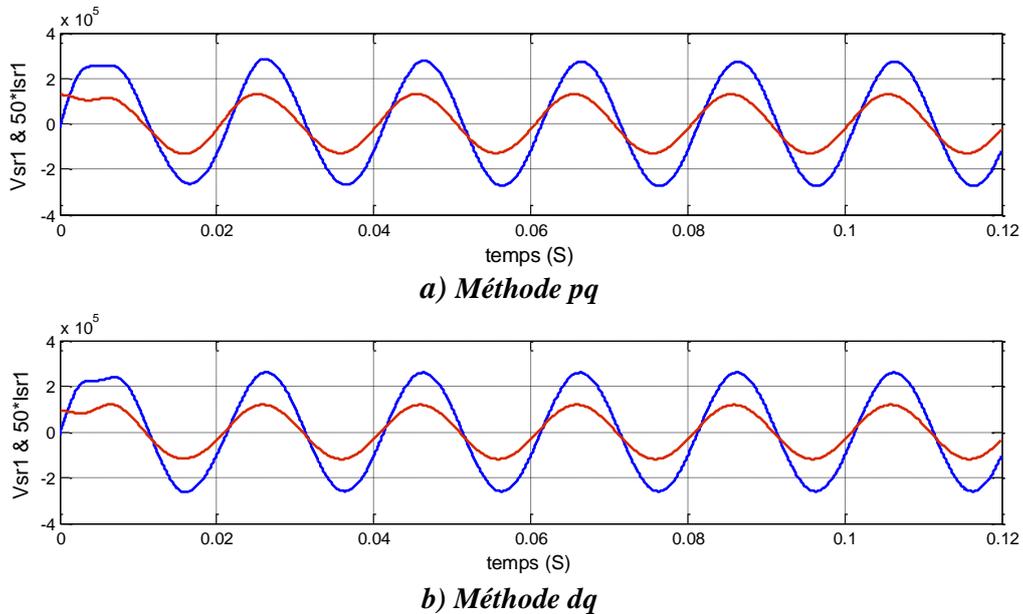


Fig. V.33 : Allures du courant et de la tension d'une phase après filtrage actif côté redresseur

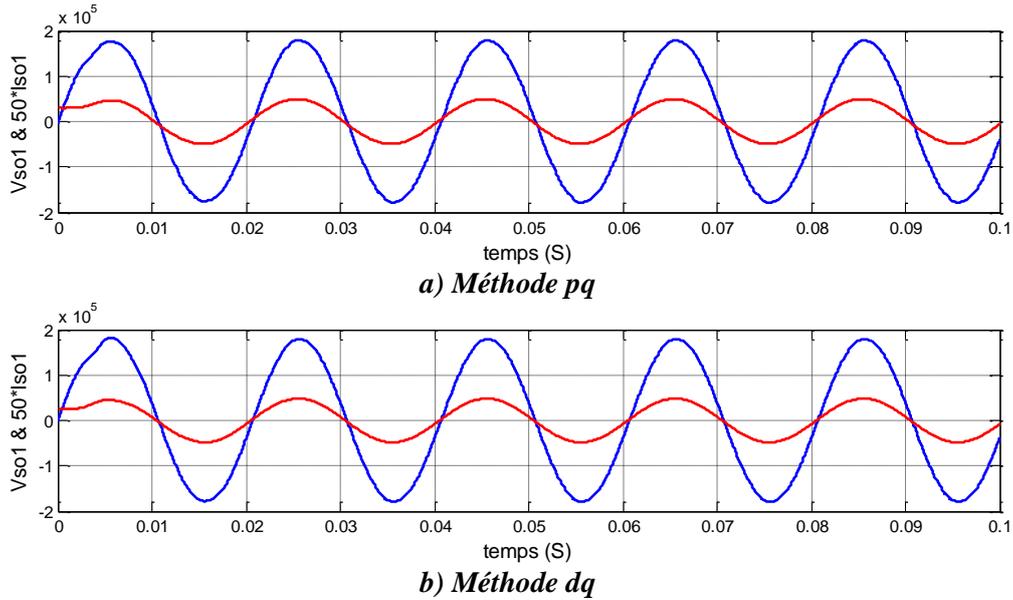
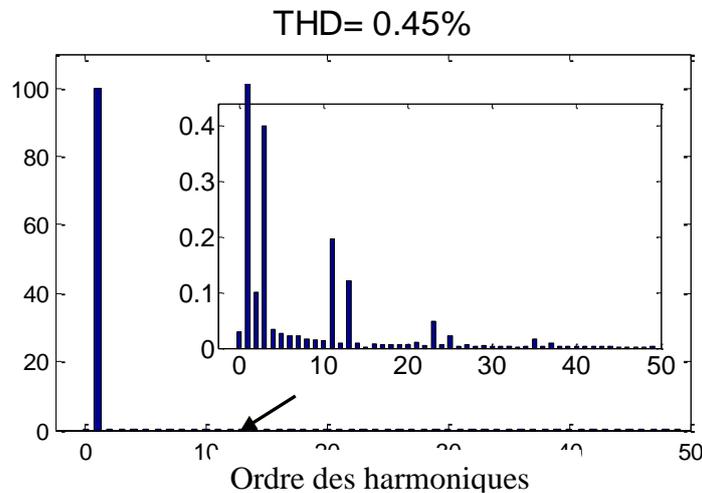


Fig. V.34: Allures du courant et de la tension d'une phase après filtrage actif côté onduleur

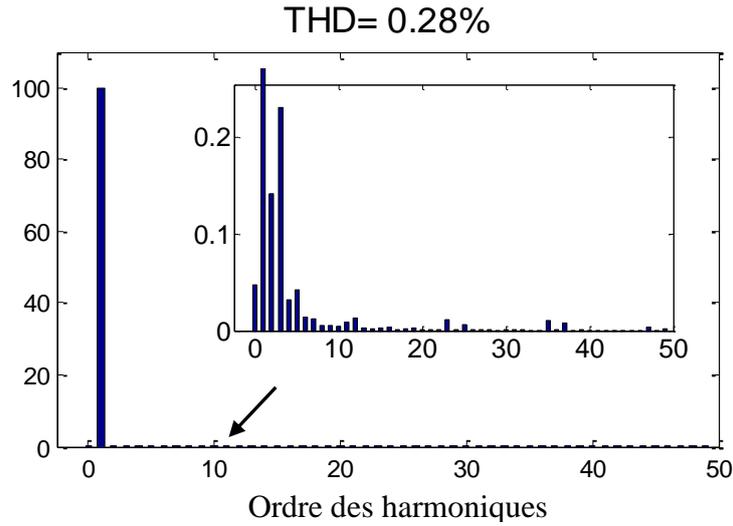
La figure (V.35) et (V.36) présentent l'analyse spectrale du courant de chaque source effectuée sur la première phase après filtrage, pour les deux méthodes d'identification des courants de référence du FAP trois niveaux.

Le THD du courant de la source (côté redresseur) avant compensation était au départ de 8.12 % puis réduit, après filtrage actif, à 0.45 % pour la méthode (pq) et à 0.28% pour la méthode (dq).

Du côté onduleur, on remarque que Le THD du courant de la source avant compensation était au départ de 6.48 % puis réduit, après filtrage actif, à 0.48 % pour la méthode (pq) et à 0.25 % pour la méthode (dq), ce qui confirme une très bonne qualité de filtrage.

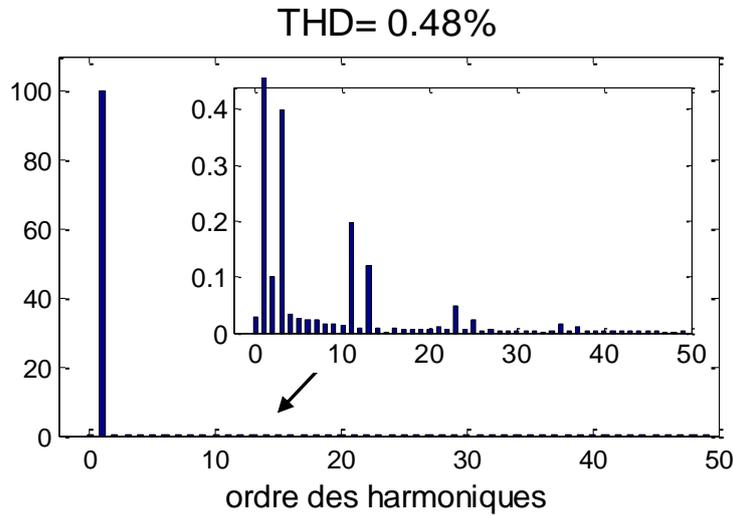


a) Méthode pq

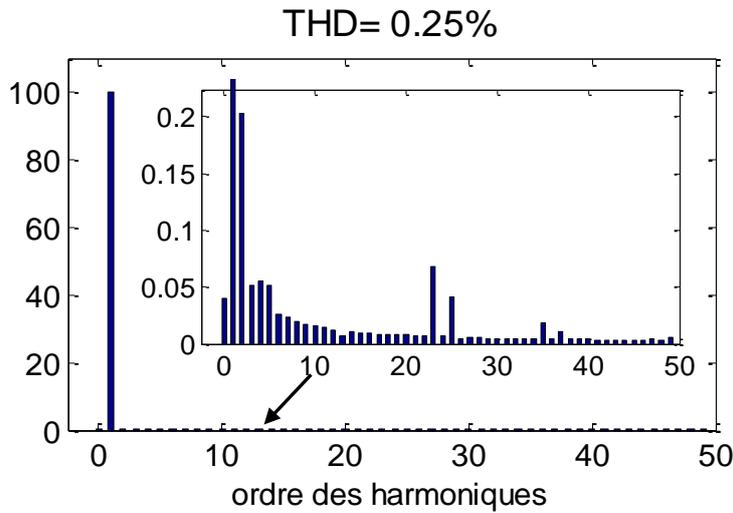


b) Méthode dq

Figure V.35 : Spectre harmonique du courant d'une phase de la source après filtrage côté redresseur



a) Méthode pq



b) Méthode dq

Figure V.36 : Spectre harmonique du courant d'une phase de la source après filtrage côté onduleur

Les figures (V.37) et (V.38) représentent la tension et le courant continu de la charge linéaire à douze impulsions.

Dans cette partie on présente les résultats de simulation relatifs pour la commande (dq) et pour la commande (pq) afin d'effectuer la comparaison entre les deux types de commande. On remarque la bonne poursuite de la tension continue avec sa tension désirable de 500 kV pour la méthode dq, et un temps de réponse plus rapide que celui de la commande (pq).

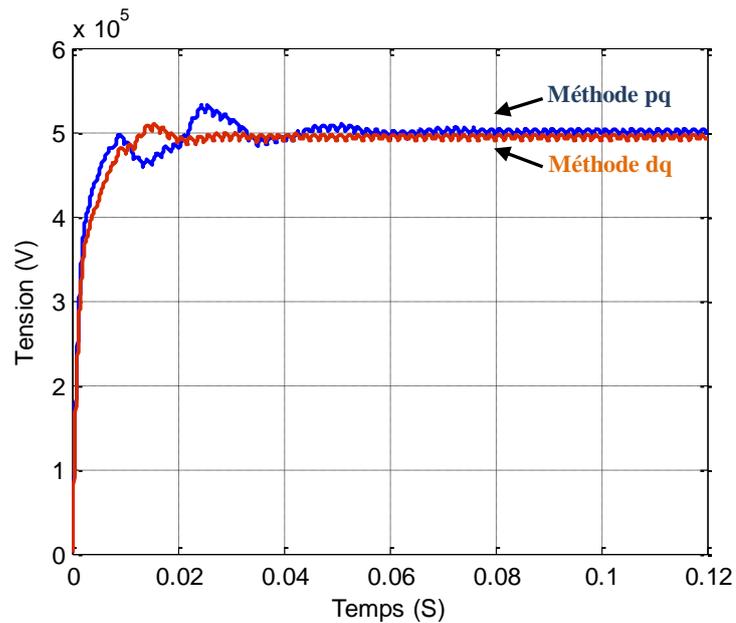


Fig. V.37 : La tension continue U_c

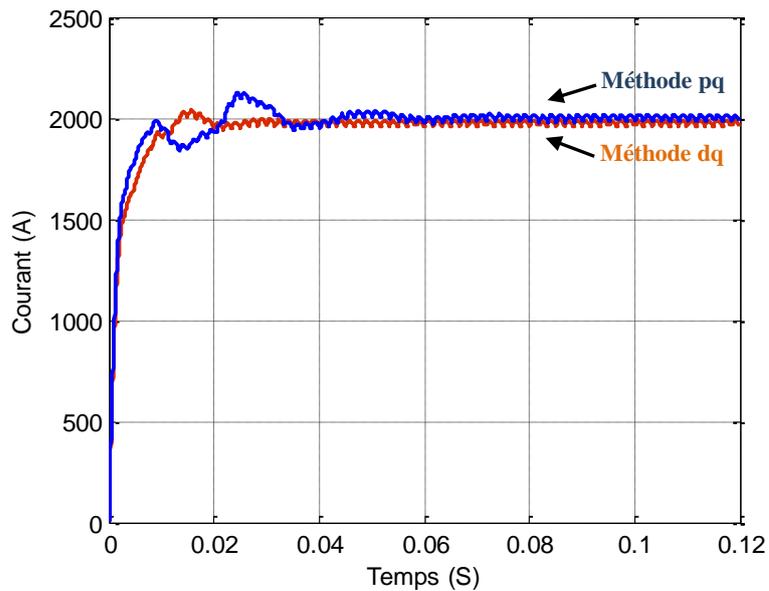


Fig. V.38 : Le courant continu I_c

Le courant continu du système avec la commande (dq) fait apparaître un transitoire de plus faible amplitude et plus stable que celui avec la commande (pq). Cela explique la plus grande rapidité de la réponse obtenue avec la méthode (dq).

V.5 ETUDE COMPARATIVES

Dans cette partie, on se propose de faire une étude comparative entre les résultats de simulation obtenus pour la commande du filtre actif avec les deux méthodes de contrôle présentées auparavant à base de l'onduleur trois niveaux.

V.5.1. Commande du FAP Trois Niveaux sans et avec une charge à douze pulsations

Afin de mieux exploiter les résultats obtenus, on se propose de faire une comparaison entre les résultats de simulation du filtre actif pour les deux méthodes de contrôle présentées auparavant (tableau V.2).

Méthode d'identification		Filtre active avec une charge à six pulsations		Filtre active avec une charge à douze pulsations	
		pq	dq	pq	dq
THD %	Côté redresseur 345kV/50Hz	2.89	2.69	0.45	0.28
	Côté onduleur 210kV/50Hz	3.67	2.95	0.48	0.25
Fréquence de commutation KHz	Côté redresseur 345kV/50Hz	12.86	12.32	11.70	10,42
	Côté onduleur 210kV/50Hz	12.93	12.71	11.67	10.98

Tableau V.2 : Comparaison des résultats du filtre actif trois niveaux

Selon les résultats présentés dans le tableau V.2, on remarque que les deux méthodes avec la charge à 12 impulsions présentent un bon THD. Le système avec une charge à 6 impulsions présente un THD plus important.

Les résultats de simulation obtenus ont montré que le convertisseur à 12 impulsions améliore remarquablement le fonctionnement du filtre actif parallèle en termes de THD par rapport à l'utilisation du convertisseur à 6 impulsions.

On constate que la méthode (dq) avec un onduleur trois niveaux pour la charge non linéaire à 12 impulsions présente de meilleures performances par rapport aux autres, avec un THD de 0,28% côté redresseur, et une fréquence de commutation de 10.42 kHz. Côté onduleur, un THD de 0,25% et une fréquence de commutation de 10.98 kHz

On remarque aussi que la méthode (dq) présente une fréquence de commutation inférieure à celle de la méthode (pq) et donc une meilleure protection de l'onduleur.

V.5.2 Commande du FAP Deux et Trois Niveaux avec une charge à douze pulsations

Le tableau V.3 montre une comparaison entre les résultats de simulation du ce chapitre et le chapitre précédent pour la commande filtre actif deux et trois niveaux avec la méthode des puissances instantanées (pq).

Niveaux de l'onduleur		Deux niveaux	Trois niveaux
Méthode d'identification		pq	pq
THD %	Côté redresseur 345kV/50Hz	0.75	0.45
	Côté onduleur 230kV/50Hz	0.86	0.48

Tableau V.3: Comparaison entre FAP deux et trois niveaux.

A partir des résultats représentés dans la Tab. V.3, on remarque que les deux méthodes d'identification pour les deux filtres actifs deux niveaux et trois niveaux présentent un bon THD. Cependant, dans le cas du filtre actif trois niveaux on remarque une diminution du THD par rapport au filtre actif deux niveaux. Donc on peut conclure que l'augmentation des niveaux de l'onduleur a une influence bénéfique sur la qualité de filtrage, vu que l'onde de tension délivrée par un onduleur de tension trois niveaux contient plus de niveaux que celle produite par un onduleur de tension deux niveaux. Elle est donc plus proche d'une forme sinusoïdale qu'une onde deux niveaux. Par conséquent, on peut conclure que la qualité de filtrage s'améliore en passant d'un filtre à faible niveau à un filtre de niveau supérieur.

V. 6 CONCLUSION

Dans la première partie de ce chapitre, nous avons élaboré un modèle de fonctionnement de l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC. Pour cela, nous avons défini les différentes configurations possibles d'un bras de l'onduleur. L'alimentation par un onduleur à trois niveaux présente deux avantages à savoir la montée en puissance, et l'amélioration de la qualité de la tension.

La deuxième étape a été consacrée à la simulation du filtre actif parallèle en utilisant l'onduleur trois niveaux commandé par la commande MLI. Les résultats de simulation obtenus montrent l'effet de niveau de l'onduleur sur la qualité de filtrage pour la commande avec un convertisseur à 6 et 12 impulsions et permet de justifier le choix de ce dernier.

L'étude comparative entre le filtre actif parallèle pour les deux méthodes d'identification des courants de référence (pq) et (dq), montre que le filtre actif parallèle trois niveaux par la méthode de (dq) présente une supériorité par rapport à la méthode de la puissance instantanée (pq).

Pour pallier au problème de la sensibilité de la commande aux perturbations et aux incertitudes paramétriques (telle que la résistance de la charge non linéaire ...), nous allons introduire un troisième type de commande, en l'occurrence, la commande par mode glissant. Cela fera l'objet du chapitre suivant.

Chapitre VI

Théorie de la Commande par Mode de Glissement

Chapitre VI :	Théorie de la Commande par Mode de Glissement
----------------------	--

VI.1 INTRODUCTION

Dans la formulation de n'importe quel problème de commande il y a, typiquement, des anomalies entre le système réel et le modèle mathématique développé pour la conception de contrôle. Cette distinction peut être due à la variation des paramètres de la dynamique du système ou à l'approximation du comportement complexe de système par un modèle. Ceci a mené à l'élaboration de méthodes de contrôle robustes qui cherchent à résoudre ce problème.

En effet, des techniques de commande sont recherchées dans le but de résoudre le problème des variations paramétriques, avec une erreur statique nulle, une réponse ferme et rapide, un système de contrôle stable et robuste. Une de ces méthodes s'appelle la commande par mode de glissement (également appelée « commande à structure variable ») connue par sa simplicité et sa robustesse. Elle a été inventée pour la première fois en union soviétique dans le but de résoudre les problèmes de plusieurs applications [29].

La commande à structure variable (CSV), qui par sa nature est une commande non linéaire, possède cette robustesse. Elle est basée sur la commutation de fonctions de variables d'état, utilisées pour créer une variété de surface de glissements, dont le but de forcer la dynamique du système à correspondre avec celle définie par l'équation de surface [1] [90]. Quand l'état est maintenu sur cette surface, le système se trouve en régime glissant. Sa dynamique est alors insensible aux perturbations extérieures et aux variations des paramètres tant que les conditions du régime glissant sont assurées [1] [88].

Dans la pratique, l'utilisation de cette technique de commande a été longtemps limitée par les oscillations liées aux commutations de la commande et qui peuvent se manifester sur les grandeurs asservies. Depuis, de nombreuses solutions ont été proposées permettant de réduire ces oscillations : augmentation de la fréquence de commutation,

commande continue dans une bande autour de la variété de glissements ou décomposition de la commande en une composante continue de basse fréquence et en commande discontinue de haute fréquence [1] [89].

Dans ce chapitre, seront présentés les concepts généraux de la commande de système à structure variable ainsi que des notions générales sur la technique des modes glissants.

VI.2 SYSTEME A STRUCTURE VARIABLE

Un système à structure variable est un système dont la structure change pendant son fonctionnement. Il est caractérisé par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation. Ce choix permet au système de commuter d'une structure à une autre à tout instant. De plus, un tel système peut avoir de nouvelles propriétés qui n'existent pas dans chaque structure [90].

Dans la commande des systèmes à structure variable par mode de glissement, la trajectoire d'état est amenée vers une surface. Puis, à l'aide de la loi de commutation, elle est obligée de rester au voisinage de cette surface. Cette dernière est appelée surface de glissement et le mouvement le long duquel de cette trajectoire est appelé mouvement de glissement.

VI.3 PRINCIPE DE LA COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT

VI.3.1 Bases Mathématiques de la Commande

La modélisation mathématique de la commande à structure variable (formalisation dans le contexte de la théorie des équations différentielles) conduit à des équations différentielles de la forme [91] :

$$\frac{dx_i}{dt} = f_i(t, x_1, \dots, x_n) \quad \text{Avec } i = 1, 2, 3, \dots, n \quad \text{ou} \quad \frac{dx}{dt} = f(t, x) \quad (\text{VI.1})$$

Où x est un vecteur de dimension n : $x = (x_1, x_2, \dots, x_n)$

$f_i(x_1, x_2, \dots, x_n)$: Fonction continue par morceaux, présentant des discontinuités sur une surface S . La surface S peut s'écrire comme :

$$S(x_1, x_2, \dots, x_n) = 0 \quad \text{ou} \quad S(x) = 0 \quad (\text{VI.2})$$

Pour un système d'ordre trois, l'équation de la surface peut s'écrire sous la forme :

$$S(x) = c_1x_1 + c_2x_2 \quad \text{ou} \quad c_1 \text{ et } c_2 \text{ sont deux constantes positives.}$$

Cette variété ou hypersurface $S(x) = 0$ de dimension $n-1$ divise l'espace G en deux parties

$$G = G^+ \quad \text{Si} \quad S(x) > 0 \tag{VI.3}$$

$$G = G^- \quad \text{Si} \quad S(x) < 0$$

La fonction $f(x,t)$ est discontinue autour de $S(x)=0$, Elle prend deux valeurs de chaque côté de la surface au voisinage d'un point x :

$$f = f^+ \quad \text{dans} \quad G^+$$

$$f = f^- \quad \text{dans} \quad G^- \tag{VI.4}$$

La figure (VI.1) illustre le comportement du système par l'équation (VI.1) lorsque la trajectoire de phase rencontre la surface dans l'espace de phase.

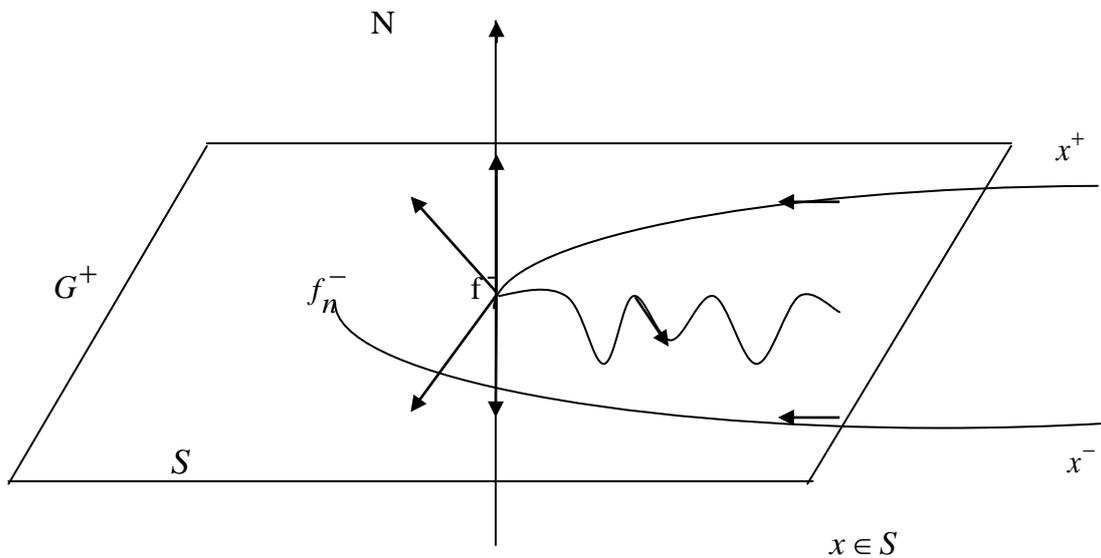


Fig. VI.1 : Espace d'état et surface de glissement.

N : Est le vecteur normal orienté de G^- vers G^+

f_n^+ Et f_n^- sont les projections sur la normale de f^+ et f^-

La démonstration de l'existence du régime glissant sur la surface est basée sur le théorème de Philipov qui permet de préciser les conditions d'existence et d'unicité d'une solution de l'équation (VI.1).

Soit le système décrit par l'équation (1) pour lequel on suppose que :

$$\frac{df_i}{dx_i} \leq K \quad (\text{VI.5})$$

K : Constante indépendante de t et de x . Cette condition doit être vérifiée pour tout x et t dans le domaine G^+ et G^- .

Soit une surface S deux fois différentiable, chacune des fonctions f_n^+ et f_n^- est continue par rapport à t et à $x = (x_1, x_2, \dots, x_n) \in S(x)$. et le vecteur $h = f_n^+ - f_n^-$ est continûment différentiable.

Si, en chaque point de S , les inégalités $f_n^- > 0$ $f_n^+ < 0$ sont vérifiées, il existe alors dans le domaine G , une solution unique de l'équation (1) qui dépend des conditions initiales de façon continue.

Cet énoncé conduit à remarquer que si l'on vérifie à la fois les conditions $f_n^- > 0$ et $f_n^+ < 0$, une trajectoire de phase qui atteint la surface S reste dans S , puisque, de chaque côté de S , les vecteurs vitesse sont dirigés vers S .

Lorsque la trajectoire de phase reste sur la surface $S(x)$, le système est dit en régime glissant limite et cela jusqu'à ce qu'il arrive à un état d'équilibre. Ce mode de fonctionnement correspond à celui d'un relais commutant avec une fréquence infinie. Une fréquence d'oscillation infinie suppose des éléments idéaux de commutation (relais sans seuil, ni hystérésis, ni retard de commutation), ce qui n'est pas le cas pratiquement. En présence d'imperfection (hystérésis, retard), la fréquence de commutation devient alors fini. L'oscillation autour de S aura une amplitude d'autant plus grande et une fréquence d'autant plus basse que ces imperfections seront importantes.

La condition nécessaire pour l'obtention de régime glissant énoncé par le théorème de Philipov n'étant pas directement utilisable en synthèse de commande, on exprime la condition de glissement $f^-_n > 0$ et $f^+_n < 0$ en fonction de surface $S(x)$ par l'équation :

$$\dot{S} = \frac{dS}{dt} = \sum_{i=1}^n \frac{\delta S}{\delta x_i} \cdot \frac{\delta x_i}{\delta t} = \sum_{i=1}^n \frac{\delta S}{\delta x_i} \cdot f(t, x_1, x_2, \dots, x_n) \quad (\text{VI.6})$$

La dérivée de la surface est le produit scalaire de la normale orientée de G^- vers G^+ à la surface $S(x)=0$ et du vecteur $f(x)$. Par conséquent, si les conditions de glissement $f^-_n > 0$ et $f^+_n < 0$ sont vérifiées, on en déduit :

$$f^+_n < 0 \quad \Rightarrow \quad S(x) < 0 \quad \dot{S}(x) > 0 \quad (\text{VI.7})$$

$$f^-_n > 0 \quad \Rightarrow \quad S(x) > 0 \quad \dot{S}(x) < 0$$

D'où la condition pour l'obtention du régime glissant :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \quad (\text{VI.8})$$

Dans le contexte de l'équation (VI.8), le système se trouve dans l'état d'un système de dimension égale ou inférieure à la dimension du système. Tant que $S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0$ est vérifiée, la dynamique du système sur $S(x)$ ainsi que sa stabilité sont indépendantes de la fonction $f(x)$, et dépendent uniquement des paramètres de la surface choisie. Ceci explique l'invariance de ces lois de commande par rapport aux perturbations agissant sur la partie commandée.

Soit un système multivariable, dont la dynamique dépend linéairement de la commande, décrit par l'équation différentielle suivante :

$$\dot{x} = f(x) + B(x)U \quad (\text{VI.9})$$

- x : Vecteur d'état.
- f : Vecteur de fonctions de x , de dimension n .
- B : Matrice de fonction x de dimension $m \cdot n$.
- U : Vecteur commande de dimension m .

Chaque composante U_i subit une discontinuité sur une surface $S_i(x) = 0$

$$\begin{aligned}
 U_i(x) &= U^+_i(x) & \text{si} & \quad S_i(x) > 0 & \text{Pour } i = 1, 2, \dots, m \\
 U_i(x) &= U^-_i(x) & \text{si} & \quad S_i(x) < 0 & \text{Pour } i = 1, 2, \dots, m
 \end{aligned}
 \tag{VI.10}$$

Dans ce cas multivariable, le régime glissant s'effectue sur une surface $S(x)=0$ de dimension $(n-m)$, intersection des m surfaces $S_i(x)=0$.

VI. 3.2 Exemple de Synthèse d'une Commande à Structure Variable

Le réglage par mode de glissement, connu aussi comme système de réglage à structure variable (SSV) est fondamentalement une méthode qui s'adapte bien où la réponse est forcée à glisser le long d'une trajectoire prédéfinie. Cette nature adaptative de réglage fait que la réponse du système d'entraînement est insensible aux variations des paramètres et aux effets imprévus de la charge. De plus, un système à structure variable peut posséder des nouvelles propriétés qui ne sont pas présentées dans les structures individuelles. Par exemple, un système asymptotiquement stable peut être composé de deux structures qui sont, asymptotiquement, non stable [92].

Dans cette section, cette possibilité est éclairée par deux exemples très simples, dont le but est de présenter les avantages de changement des structures pendant une phase de contrôle [87].

- Considérons un système de 2^{ème} ordre

$$\ddot{x} = -\psi.x \tag{VI.11}$$

Avec ψ : la commande du système.

x : la variable d'état.

Ce système à deux structures définies par :

$$\psi = \alpha_1^2 \quad \text{Et} \quad \psi = \alpha_2^2 \quad \text{avec} \quad \alpha_1^2 > \alpha_2^2$$

Le système change de structure et sa représentation dans le plan de phase est donnée par les figures (2)(a) et (2)(b). Par conséquent, aucune des deux structures n'est stable.

On fait une combinaison entre les deux structures pour aboutir à une structure stable. Ce système est donc stable.

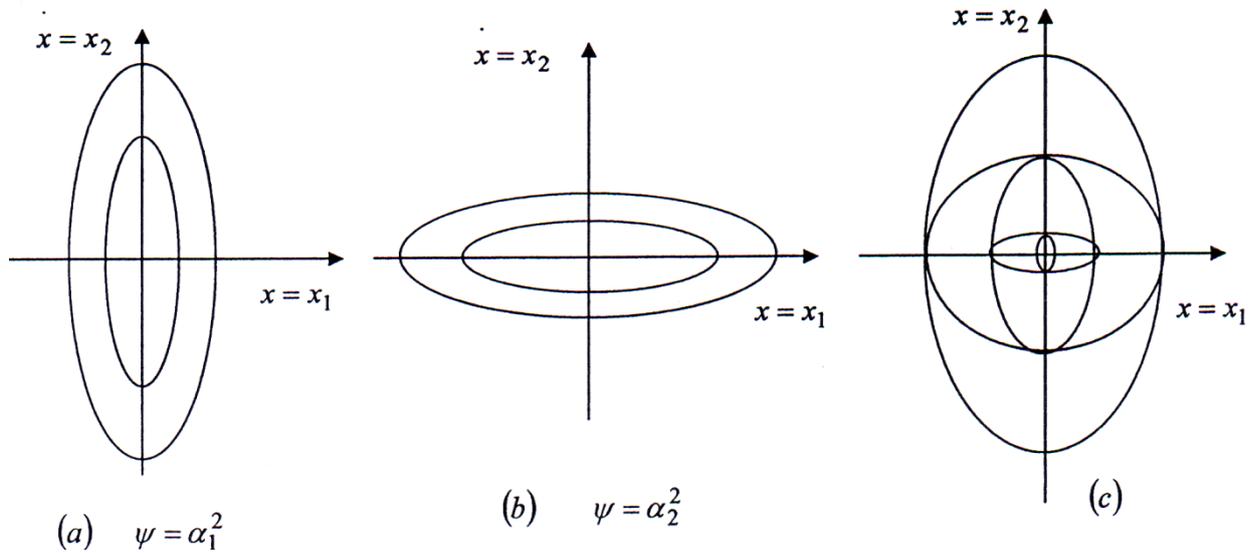


Fig. VI 2 : Représentation dans le plan d'état du comportement du système.

Ce système est donc stable lorsque sa structure varie selon la commutation suivante :

$$\psi = \begin{cases} \alpha_1^2 & \text{si } x\dot{x} > 0 \\ \alpha_2^2 & \text{si } x\dot{x} < 0 \end{cases} \quad (\text{VI.12})$$

Le portrait de phase résultant est montré sur la figure (2)(c).

VI.3.3 Démonstration du Mode de Glissement

On considère le système suivant [87]:

$$\ddot{x} - \xi \cdot \dot{x} + \psi \cdot x = 0, \quad \xi > 0 \quad (\text{VI.13})$$

Où la structure linéaire, correspondant à la réaction négative, ou la réaction positive quand ψ est égale à $\alpha > 0$ ou $-\alpha$.

1^{er} cas : $\psi = -\alpha$

Les racines de ces équations sont complexes. Par conséquent, le système représenté dans le plan de phase diverge avec un point d'équilibre instable à l'origine (figure (3) a, b).

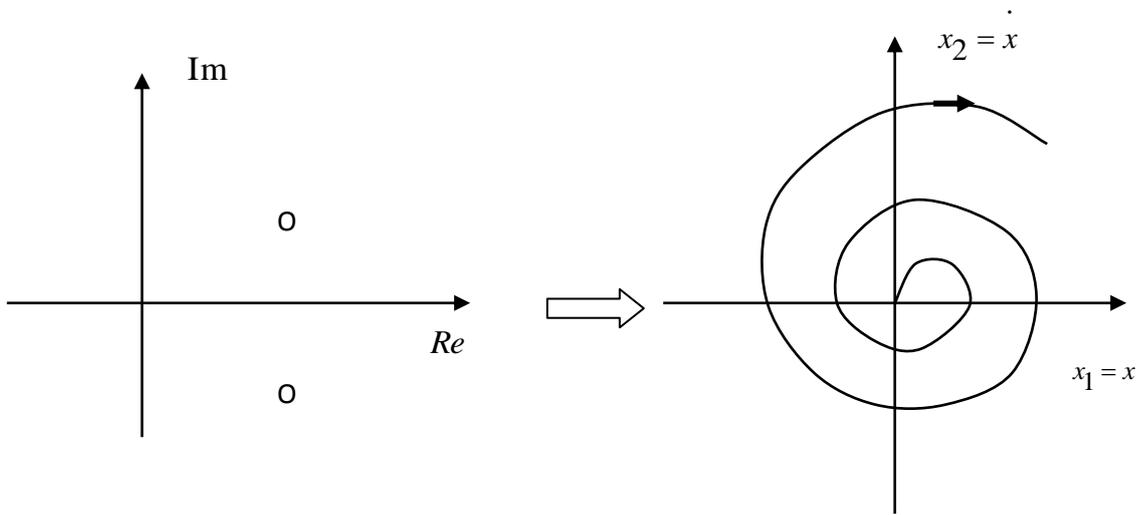


Fig. VI.3 (a) : Lieu de racines pour $\psi = -\alpha$

Fig. VI.3 (b): Plan de phase

2^{ème} cas : $\psi = \alpha$

Les racines de ces équations sont réelles. Le plan de phase représente une colle avec des asymptotes (figure (3) d).

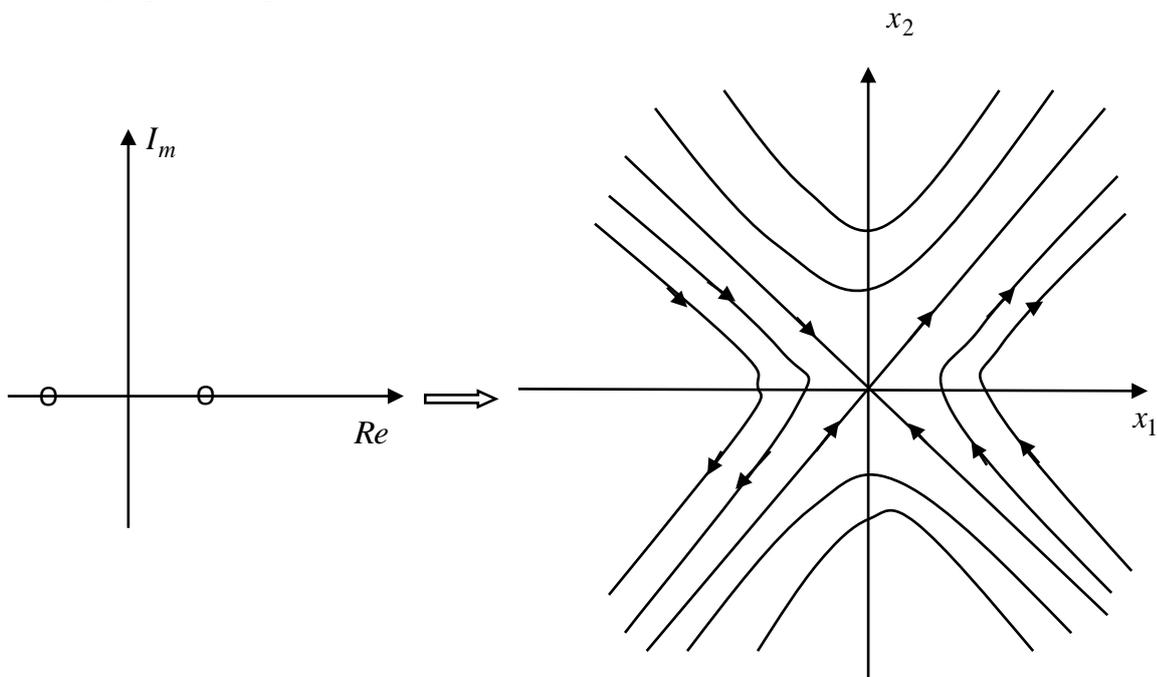


Fig. VI.3 (c) : Lieu de racines pour $\psi = \alpha$

Fig. VI.3 (d) : Plan de phase

Nous remarquons que seule la trajectoire qui suit la droite $S(x) = ax_1 + x_2$, fait tendre l'état vers l'origine. Nous définissons la loi de commutation qui est le produit de la droite $S(x) = 0$, et de la droite $x_1 = 0$.

Dans les deux exemples traités ci-dessus, les propriétés du nouveau système sont obtenues par la composition des trajectoires désirées à partir des trajectoires des différentes structures. Pour montrer comment un tel mouvement aura lieu, nous reconsidérons l'exemple donné par la figure (3) (e).

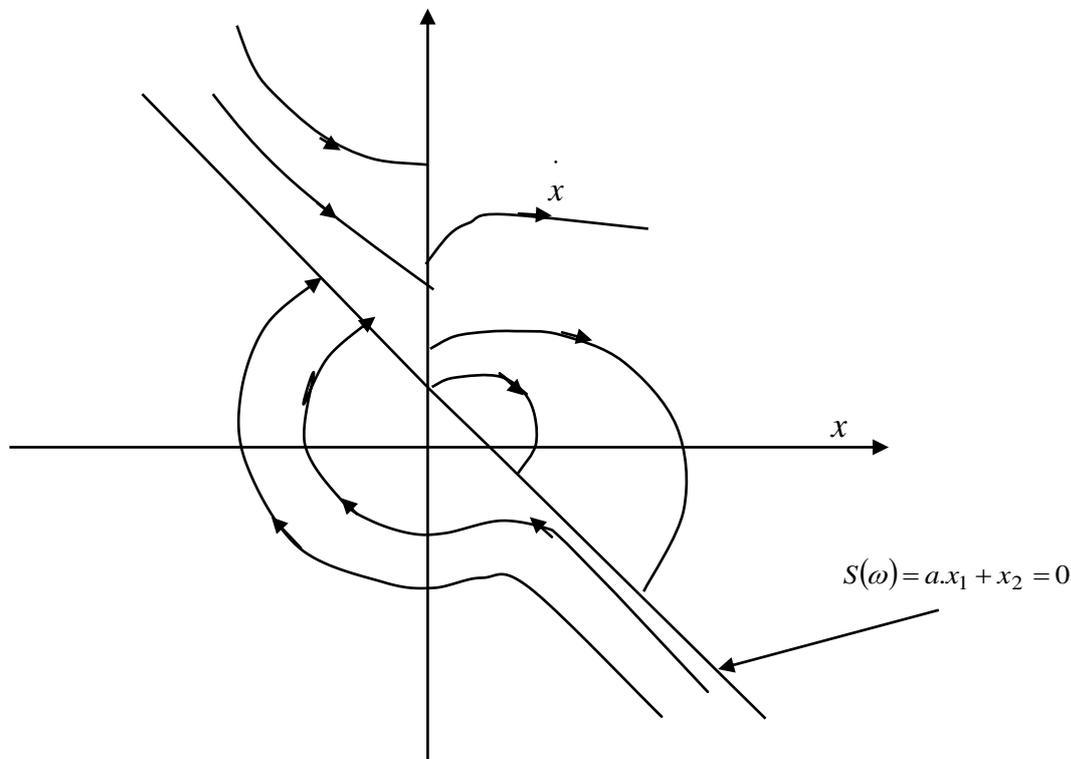


Fig. VI.3 (e) : Mode de glissement d'un système à structure variable de 2^{ème} ordre.

Les trajectoires de phase sont dirigées vers la droite de commutation $ax_1 + x_2 = 0$. Le mouvement le long de la droite, qui ne présente plus la trajectoire d'aucune des deux structures, crée le mode de glissement d'un C.S.V. de 2^{ème} ordre. Le terme surface de glissement représente la fonction de commutation quel que soit l'ordre du système à réguler. En général, les dynamiques du système peuvent suivre plusieurs surfaces. Quelques remarques importantes doivent être tirées de cet exemple comme :

1. Le mode de glissement caractérisé par : $S(x) = ax_1 + x_2 = 0$ représente le comportement du système durant la période transitoire. Ce comportement est d'ordre moins élevé que le système original.
2. Le mode de glissement est une trajectoire qui ne se trouve pas naturellement dans l'une des structures du système original.
3. La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes (figure (4)).
 - ↪ 3. a- Le mode de convergence (MC) : durant lequel la variable à réguler se déplace à partir de n'importe quel point du plan de phase, vers la surface de commutation $S(x)=0$, et l'atteint dans un temps fini. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence.
 - ↪ 3. b- Le mode de glissement (MG) : durant lequel la variable d'état a atteint la surface glissante et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique dans ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement $S(x) = a.x_1 + x_2 = 0$.
 - ↪ 3.c- Le mode de régime permanent (MRP) : Il est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour de son point d'équilibre. Il caractérise la qualité et la performance de la commande, il est utilisé spécialement pour l'étude des systèmes non linéaires.

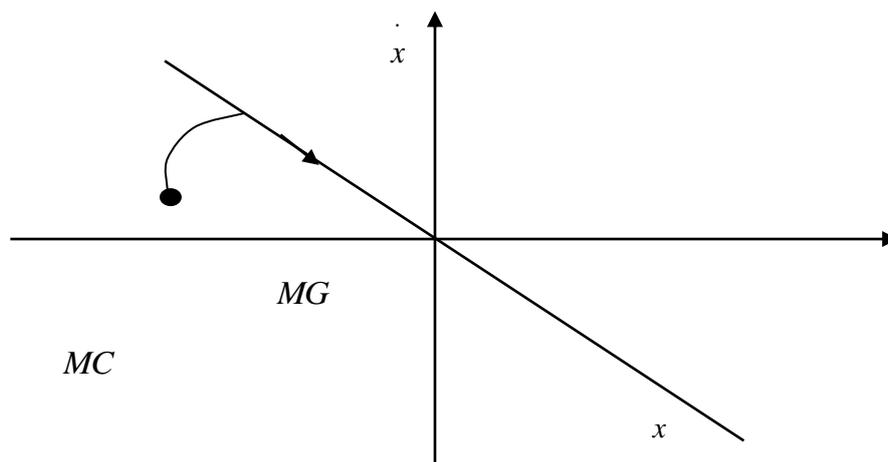


Fig. VI. 4 : Différents modes pour les trajectoires dans le plan de phase.

VI. 3.4 La Commande équivalente

L'équation (8) est une condition d'existence et aide à déterminer les paramètres du réglage lorsque le système à régler fonctionne en mode de glissement. Les commutations ont lieu continuellement entre U_{\max} et U_{\min} . La valeur de la grandeur de commande U doit prendre une valeur bien déterminée, désignée par la grandeur de commande équivalente U_{eq} . On suppose que les relais n'ont ni seuil, ni hystérésis, ni retard de commutation, et que le modèle mathématique décrit par l'équation (VI.9) n'a négligé aucune constante de temps, ce régime n'ayant lieu que sur $S_i(x) = 0$ $i = 1, 2, \dots, m$. On exprime la condition pour l'obtention de la commande équivalente comme suit [89] :

$$\frac{dS_i}{dt} = \dot{S}_i = 0 \quad (\text{VI.14})$$

$$A \frac{dS}{dx} \cdot \frac{dx}{dt} = 0$$

En utilisant l'équation (VI.9) et en posant $L = \frac{dS}{dx}$ (la matrice jacobienne de S par rapport aux x_i), on obtient :

$$Lf(x.T) + LB(x.T)U_{eq} = 0 \quad (\text{VI.15})$$

Ou L : Matrice m.n,

Supposons que la matrice $(L.B)$ soit inversible, c'est-à-dire que son déterminant doit être non nul. Alors, la commande équivalente s'écrit comme :

$$U_{eq} = -(L.B)^{-1} \cdot L.f \quad (\text{VI.16})$$

On remplace l'équation (VI.6) dans l'équation (VI.9). On obtient l'équation du régime glissant idéal.

$$\dot{x} = f(x) - B(x)(L.B)^{-1} \cdot L.f(x) \quad (\text{VI.17})$$

La commande U_{eq} étant la valeur moyenne que prend la commande U lors des commutations rapides entre $U_{\max}(U^+)$ et $U_{\min}(U^-)$ (voir figure (VI.5)).

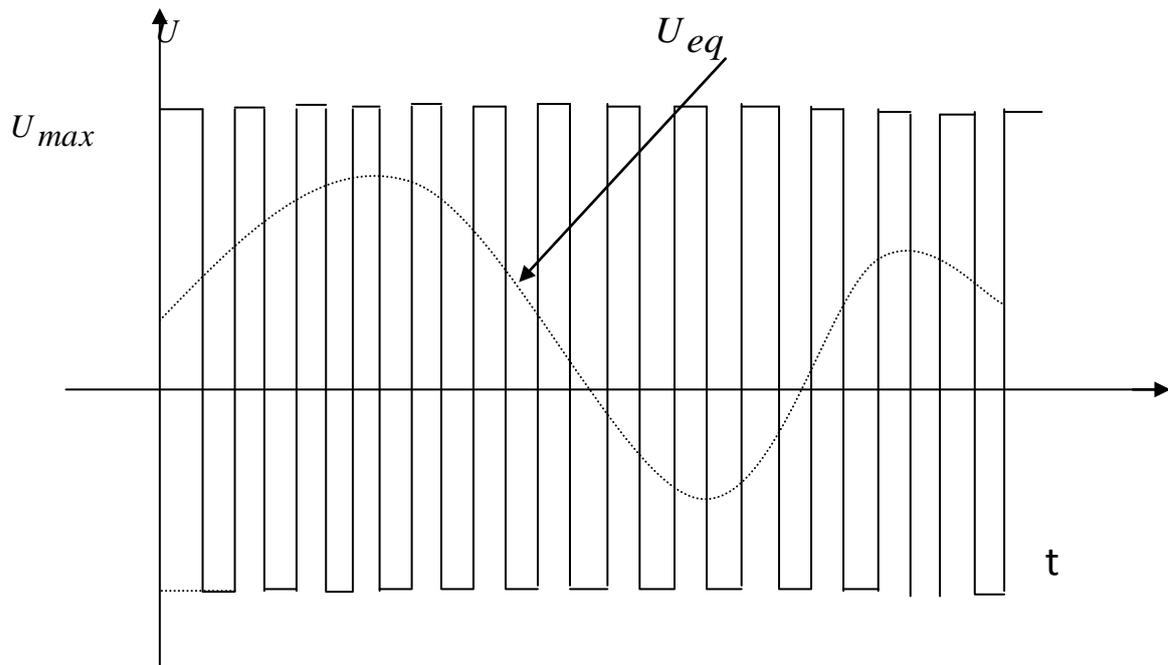


Fig. VI.5 : Commande équivalente.

VI.4 LA COMMANDE DISCONTINUE DE BASE

VI.4.1. Commande Signe

Plusieurs choix pour la commande discontinue (U_n) peuvent être faits. Le plus simple, consiste à exprimer la commande discontinue $U_n = (U_1, U_2, \dots, U_n)$ avec la fonction signe par rapport à $S = (S_1, S_2, \dots, S_n)$ [93].

$$\text{signe}(S(x)) = +1 \quad \text{si} \quad S(x) > 0 \quad (\text{VI.18})$$

$$\text{signe}(S(x)) = -1 \quad \text{si} \quad S(x) < 0$$

U_n s'exprime donc comme :

$$U_n = k \cdot \text{Signe}(S(x)) \quad (\text{VI.19})$$

Où $k > 0$

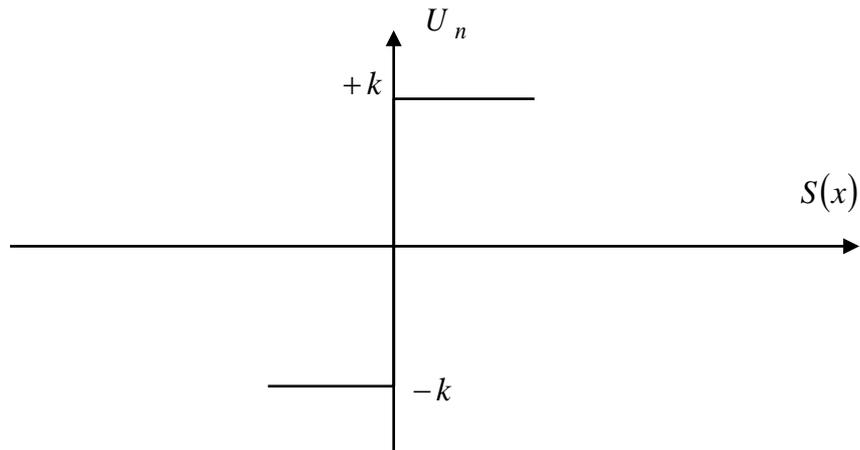


Fig. VI. 6 : Commande discontinue.

D'après la figure (VI.6), si le gain K est très petit, le temps de réponse sera long. Si K est très grand, le temps de réponse sera rapide, mais des oscillations indésirables risquent d'apparaître sur les réponses en régime permanent.

VI.4.2 Commande avec un seul seuil

D'après la figure (VI.7), cette commande est caractérisée par un seuil (e). La commande discontinue est donnée par l'expression [93] :

$$U_n = 0 \quad \text{si} \quad |S(x)| < e \tag{VI.20}$$

$$U_n = k \cdot \text{Signe}(S(x)) \quad \text{si} \quad |S(x)| > e$$

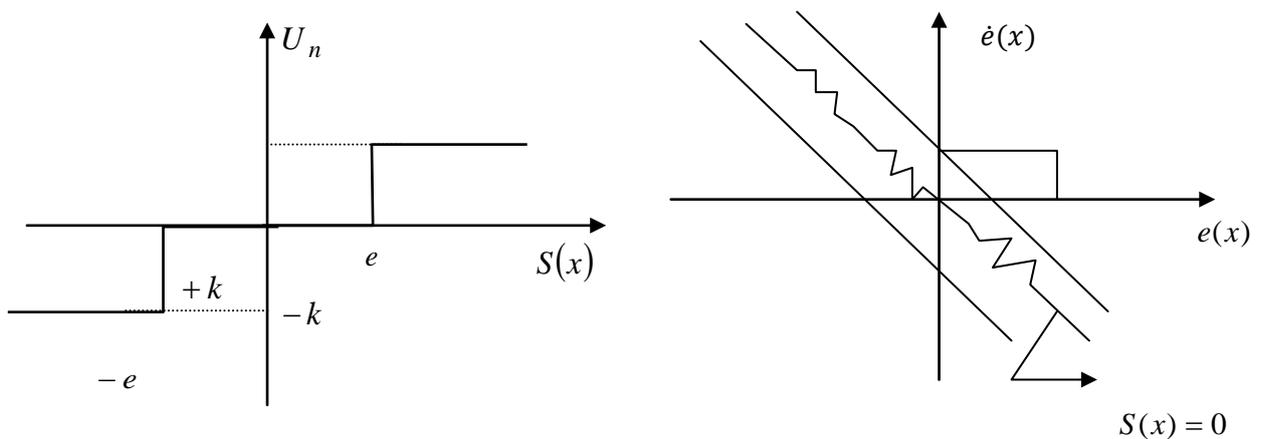


Fig. VI.7 : Fonction signe, traduction de la bande qui entoure la surface dans le plan de phase

Ce type de commande n'est pas très utilisé car, outre le problème d'erreur statique, en présence d'une perturbation, u_n intervient avec toute sa valeur et des oscillations peuvent persister en régime permanent.

VI.4.3. Commande Adoucie

Dans le but de diminuer progressivement la valeur de la commande $S(\omega)$ en fonction de la distance entre la trajectoire de la variation à régler, et la surface de glissement, il s'agit d'encadrer la surface par une bande avec un ou deux seuils. Cette commande est caractérisée par un seuil (e_1) ou deux seuils (e_1, e_2) pour diminuer progressivement la valeur de la commande U_n . (Voir la figure (VI.8)).

On peut distinguer trois zones qui dépendent de la distance du point à la surface de glissement. Soit la distance est supérieure au seuil e_2 et alors, la fonction signe est activée, soit la distance est inférieure au seuil et alors U_n est nulle (zone morte), soit le point est dans la bande (e_1, e_2)[93].

Alors U_n est une fonction linéaire de la distance (droite de pente $k/(e_1 - e_2)$).

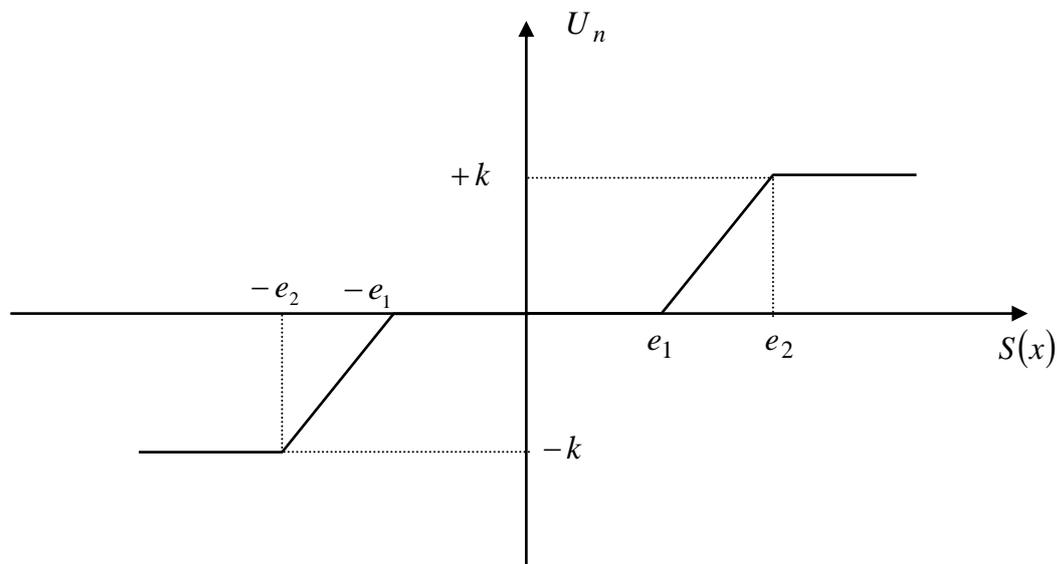


Fig. VI 8 : Fonction Signe de la commande adoucie.

VI.4.4 Commande Continue avec Composante Intégrale

Les oscillations de haute fréquence qui apparaissent sur les réponses en régime glissant peuvent être évitées en rendant continue la commande discontinue U_n , et en remplaçant la fonction signe par la fonction continue [93][94].

$$U_n = k \frac{S(x)}{|S(x)| + l} \quad (\text{VI.21})$$

l : Paramètre définissant le degré d'atténuation des oscillations.

Le compensateur intégral diminue l'erreur en régime permanent, mais il est souvent indésirable pour les régimes transitoires brusques, car il provoque des oscillations supplémentaires sur la réponse. La commande U_n devient dans ce cas [94] :

$$U_n = k \frac{S(x)}{|S(x)| + l} + h \quad (\text{VI.22})$$

Telle que :

$$l = l_0 + |g|$$

$$g = g_0 \int S(x) dt \quad \text{si} \quad |S(x)| < e$$

$$g = 0 \quad \text{si} \quad |S(x)| > e$$

$$h = h_0 \int S(x) dt \quad \text{si} \quad |S(x)| < e$$

$$h = 0 \quad \text{si} \quad |S(x)| > e$$

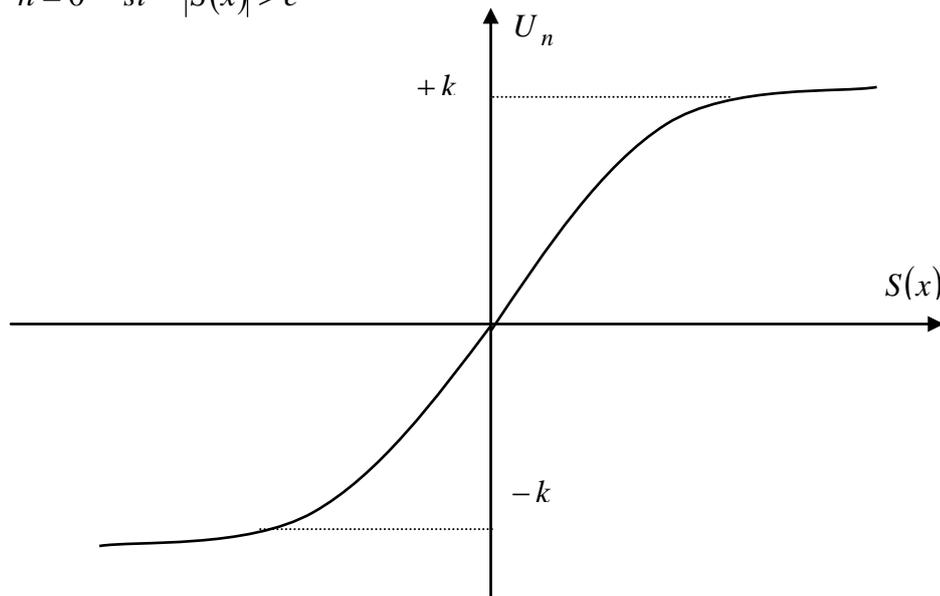


Fig. VI.9 : C.S.V rendu continue.

VI.5 CONCLUSION

Ce chapitre nous a permis de présenter le concept général de la commande des systèmes à structure variable structurée en trois étapes principales :

- Le choix de la surface.
- L'établissement des conditions d'existence.
- La détermination de la loi de commande.

Vu les nombreux avantages de cette méthode, nous allons l'appliquer au filtre actif parallèle afin de rendre le filtre robuste du point de vue des variations paramétriques. Ceci fera l'objet du chapitre suivant.

Chapitre VII

**Application des filtres actifs
commandés par mode glissant
dans les systèmes CCHT CIGRE**

Chapitre VII :**Application des filtres actifs
commandés par mode glissant dans
les systèmes CCHT CIGRE****VII.1 INTRODUCTION**

Les techniques de commande sont développées et améliorées afin que le système commandé soit robuste et stable vis-à-vis des variations paramétriques, et des perturbations extérieures. Effectivement, elles doivent être performantes : une réponse dynamique rapide et une erreur, entre la consigne et la sortie désirée, nulle en régime permanent [94][95]. Parmi la panoplie de commandes existantes, la commande par mode glissant est répandue pour sa simplicité et sa robustesse [95-98]. C'est une commande de nature discontinue qui nécessite des contrôleurs à structure variable [99].

Dans ce chapitre, on s'intéresse à l'application de la technique de commande par mode glissant pour une structure directe de commande du filtre actif parallèle (FAP), en plus des filtres passifs sur le système CCHT d'un modèle de CIGRE. Nous donnerons, d'abord, le modèle d'état du système à régler puis, nous déterminerons la commande équivalente et la loi de commutation associée à la surface de glissement en s'assurant de vérifier la condition d'existence du mode de glissement. Nous exposerons également les avantages apportés par ce type de commande après illustration et visualisation des résultats de simulation.

VII.2. MODELE DE CIGRE D'UNE LIAISON CCHT

Le système se compose d'un lien CC 500 kV - 1000 MW, qui relie deux réseaux alternatifs 345kV, et 230 kV, de même fréquence (50 Hz), (fig. VII.1). La ligne de transmission CC, est représentée par un modèle en T, avec une capacité shunt élevée et à faible inductance série, la charge polluante est représentée par un convertisseur à 12 impulsions (redresseur ou onduleur) classique qui est constitué de deux ponts de thyristors connectés en série dans un système CCHT CIGRE.

Le modèle de CIGRE complet d'une liaison CCHT est présenté dans l'annexe.

Chaque système CA prend en compte également des filtres hybrides [103] :

- Filtres passifs pour éliminer les harmoniques 11 et 13.
- Filtre actif à trois niveaux : On utilise un filtre actif pour compenser le reste des courants harmoniques et pour la compensation de la puissance réactive.

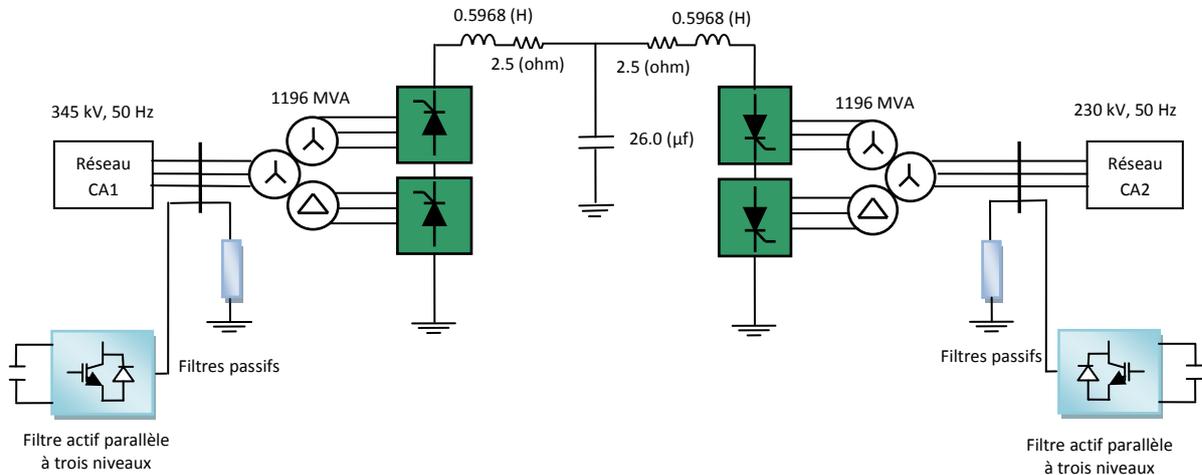


Fig. VII.1 modèle de CIGRE d'une liaison CCHT avec filtres Hybrides.

VII.3 COMMANDE PAR MODE GLISSANT D'UN FILTRE ACTIF PARALLELE

VII.3.1 Commande par mode glissant dans le système CCHT

Les figures (VII.2) et (VII.3) montrent les schémas blocs du circuit de puissance et de la commande par mode glissant dans le système de transport HVDC coté 230 kV et coté 345 kV. Les courants injectés par le filtre actif sont contrôlés dans le repère synchrone en utilisant la méthode du référentiel synchrone pour la génération des signaux de référence.

La partie commande de cette technique est composée de [101] :

- Bloc de génération des signaux de contrôle.
- Bloc de génération des signaux de référence.
- Bloc de régulation de la tension continue V_{dc} et deux blocs de régulation du courant.

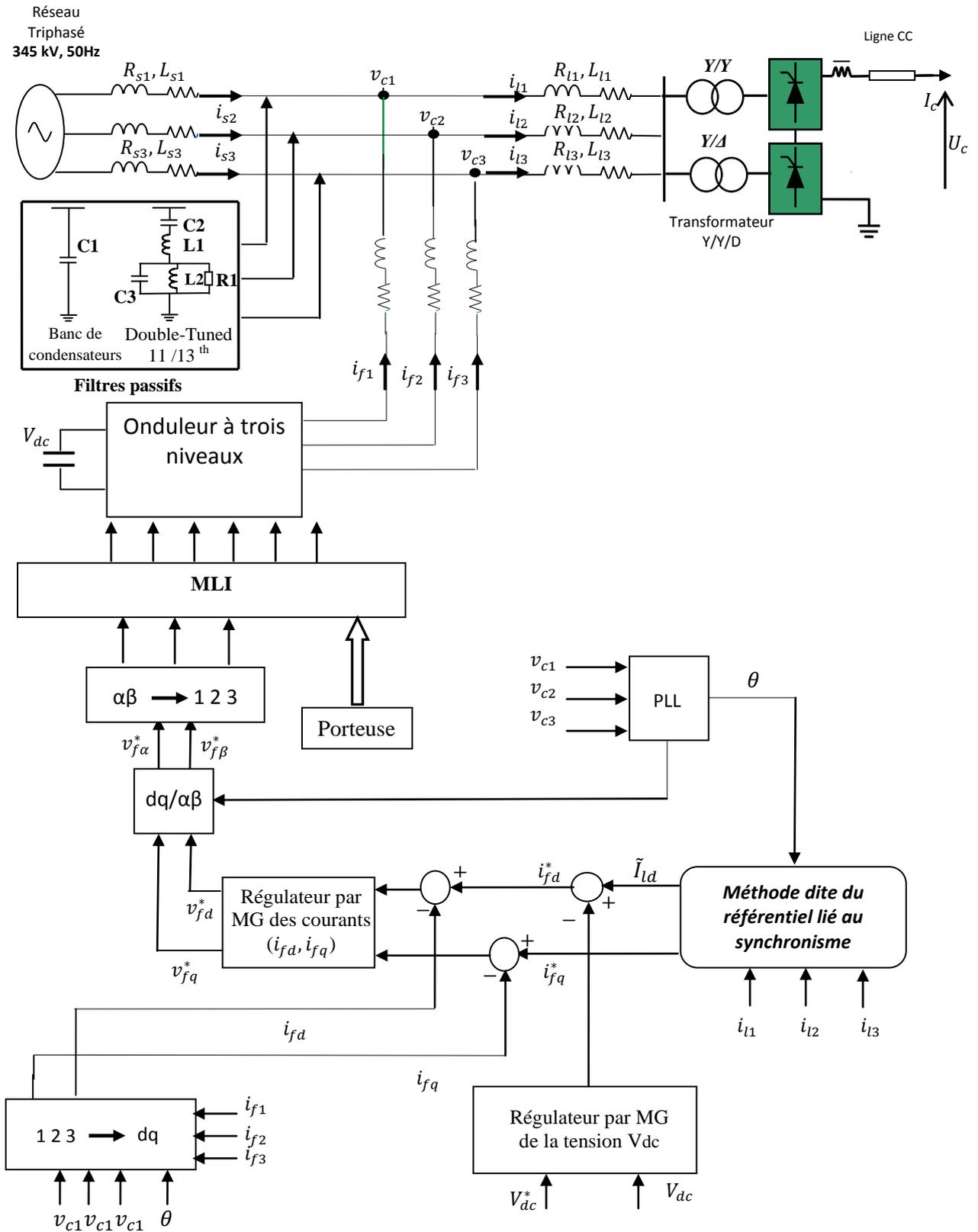


Fig. VII.2 Schéma bloc du circuit de puissance et de la commande par mode glissant dans le système HVDC 345 kV côté redresseur.

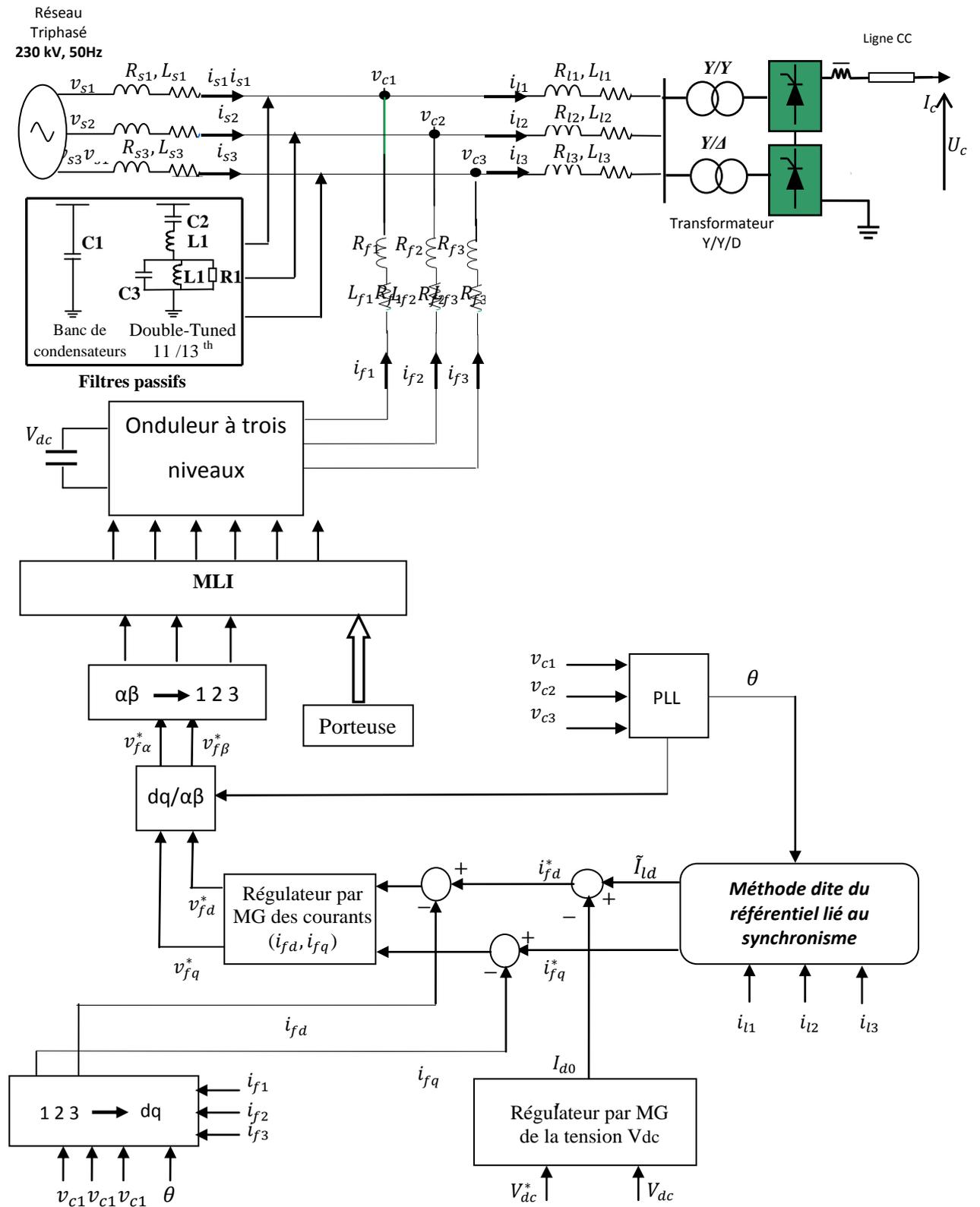


Fig. VII.3 Schéma bloc du circuit de puissance et de la commande par mode glissant dans le système HVDC 230 kV côté onduleur.

VII.3.1.1 Synthèse des régulateurs

La sortie du régulateur de la tension continue représente le courant direct I_{d0} nécessaire pour la régulation de la tension continue vers sa référence. Ce courant sera soustrait du courant direct harmonique de la charge polluante i_{fd}^0 pour trouver la composante directe du courant de référence du filtre actif. La composante harmonique en quadrature du courant de la charge i_{fq}^0 représente la référence i_{fq}^* du filtre actif. Pour la compensation de l'énergie réactive, la composante en quadrature du courant de la charge i_{fq} est utilisée comme courant de référence en quadrature du filtre i_{fq}^* . Le modèle global du filtre actif parallèle dans le repère synchrone est donné par [29] :

$$\begin{cases} \frac{di_{fd}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f}i_{fd} - \omega i_{fq} + \frac{1}{L_f}v_{fd} - \frac{1}{L_f}\hat{v}_{cd} \\ \frac{di_{fq}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f}i_{fq} + \omega i_{fd} + \frac{1}{L_f}v_{fq} - \frac{1}{L_f}\hat{v}_{cq} \\ \frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{v_{cd}i_{fd}}{C_{dc}V_{dc}} \end{cases} \quad (\text{VII.1})$$

Pour appliquer la commande par mode glissant sur le filtre actif, le système d'équation (VII.1) sera subdivisé en deux sous-systèmes comme suit :

Sous-système 1

Dans le premier sous-système défini par les deux équations (VII.2, VII.3), les tensions v_{fd} et v_{fq} sont choisies comme grandeurs de commande, tandis que les courants du filtre i_{fd} et i_{fq} comme sorties.

$$\frac{di_{fd}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f}i_{fd} - \omega i_{fq} + \frac{1}{L_f}v_{fd} - \frac{1}{L_f}\hat{v}_{cd} \quad (\text{VII.2})$$

$$\frac{di_{fq}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f}i_{fq} + \omega i_{fd} + \frac{1}{L_f}v_{fq} - \frac{1}{L_f}\hat{v}_{cq} \quad (\text{VII.3})$$

Sous-système 2

L'équation qui décrit ce sous-système est définie par :

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{v_{cd}i_{fd}}{C_{dc}V_{dc}} \quad (\text{VII.4})$$

Dans ce sous-système, le courant i_{fd} est considéré comme variable de commande et la tension V_{dc} comme variable de sortie.

VII.3.1.1.1 Régulation des courants du filtre i_{fd} et i_{fq}

A partir du système d'équations (VII.4), on définit les deux surfaces suivantes :

- La première surface est celle du courant i_{fd} , définie par [29] [102], [103] :

$$S(i_{fd}) = k_1(i_{fd}^* - i_{fd}) + k_{i1} \int (i_{fd}^* - i_{fd}) dt \quad (\text{VII.5})$$

- La deuxième surface est celle du courant i_{fq} , définie par :

$$S(i_{fq}) = k_1(i_{fq}^* - i_{fq}) + k_{i1} \int (i_{fq}^* - i_{fq}) dt \quad (\text{VII.6})$$

a) Dérivation de la commande équivalente :

Durant le mode de glissement, nous avons :

$$S(i_{fd}) = S(i_{fq}) = 0 \quad (\text{VII.7})$$

$$\dot{S}(i_{fd}) = \dot{S}(i_{fq}) = 0 \quad (\text{VII.8})$$

Ecrivons les deux équations du sous-système 1, correspondantes aux courants directs i_{fd} et en quadrature i_{fq} , avec les deux surfaces de glissement choisies, sous la forme matricielle. Nous aurons [29][104] :

$$\dot{X} = AX + Bu + D \quad (\text{VII.9})$$

et

$$S(X) = K(X^* - X) + K_i \int (X^* - X) dt \quad (\text{VII.10})$$

La dérivée de la surface de glissement est alors donnée par :

$$\dot{S}(X) = K(\dot{X}^* - \dot{X}) + K_i(X^* - X) \quad (\text{VII.11})$$

A partir des équations (VII.9) et (VII.11), on peut écrire :

$$\dot{S}(X) = K(\dot{X}^* - (AX + Bu + D)) + K_i(X^* - X) \quad (\text{VII.12})$$

L'erreur dans ce cas est définie par :

$$X^* - X = e \quad (\text{VII.13})$$

Durant le mode de glissement, nous avons :

$$\dot{S}(X) = 0 \quad (\text{VII.14})$$

A partir des équations (VII.12) et (VII.14), la commande équivalente peut être définie par :

$$u_{\text{éq}} = (KB)^{-1} [K_i e - K(\dot{X}^* - AX + D)] \quad (\text{VII.15})$$

Avec :

$$X = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{fd} \\ i_{fq} \end{bmatrix}, \quad X^* = \begin{bmatrix} x_1^* \\ x_2^* \end{bmatrix}, \quad \dot{X} = \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{fd} \\ i_{fq} \end{bmatrix}, \quad u = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{fd}^* \\ v_{fq}^* \end{bmatrix}$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_f} & -\omega \\ -\omega & -\frac{R_f}{L_f} \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_f} \end{bmatrix} \quad D = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_f} v_{cd} \\ -\frac{1}{L_f} v_{cq} \end{bmatrix}$$

$$K = \begin{bmatrix} k_1 & 0 \\ 0 & k_2 \end{bmatrix} \quad K_i = \begin{bmatrix} k_{i1} & 0 \\ 0 & k_{i2} \end{bmatrix}$$

b) Commande discontinue

Dans le cas où les trajectoires d'état diffèrent de la surface de glissement, la commande discontinue veille à diminuer la distance entre la trajectoire d'état et sa surface de glissement. Cette commande est choisie de façon à assurer la convergence de cette trajectoire vers sa référence. Dans notre cas, nous avons choisi la fonction de commande discontinue comme étant [29][105] :

$$u_n = \begin{bmatrix} u_{dn} \\ u_{qn} \end{bmatrix} = \text{signe}(S(X)) \cdot U_{max} = \begin{cases} U_{max} & \text{si } S(x_{1,2}) > 0 \\ -U_{max} & \text{si } S(x_{1,2}) < 0 \\ 0 & \text{si } S(x_{1,2}) = 0 \end{cases} \quad (\text{VII.16})$$

La commande est alors donnée par :

$$u = \begin{bmatrix} v_{fd}^* \\ v_{fq}^* \end{bmatrix} = u_n + u_{\hat{e}q} \quad (\text{VII.17})$$

VII.3.1.1.2 Régulateur de la tension continue V_{dc}

La troisième surface est celle de la tension continue. Nous choisissons la surface de glissement définie par [29][106] :

$$S(x_3) = c_k x_3 + x_4 + c_i x_5 = c_1 e(V_{dc}) + \frac{d}{dt} e(V_{dc}) + c_i \int e(V_{dc}) dt \quad (\text{VII.18})$$

Avec :

$$x_3 = e(V_{dc}) = V_{dc}^* - V_{dc}$$

$$x_4 = \dot{x}_3, \quad x_5 = \int x_3 dt$$

Dans le mode de glissement, nous définissons les fonctions de commutation suivantes :

$$y_1 = \begin{cases} 1 & , S_3 x_3 > 0 \\ -1 & , S_3 x_3 < 0 \end{cases} \quad (\text{VII.19})$$

$$y_2 = \begin{cases} 1 & , S_3 x_4 > 0 \\ -1 & , S_3 x_4 < 0 \end{cases} \quad (\text{VII.20})$$

D'où la sortie de ce régulateur en mode glissant est définie par :

$$u_v = i_{dc}^* = c_1 x_3 y_1 + c_2 x_4 y_2 \quad (\text{VII.21})$$

Avec : c_1, c_2 des constantes positives.

Pour la simulation, nous avons choisis les paramètres suivants :

$$k_{1r} = k_{2r} = 7.10^7$$

$$k_{i1r} = k_{i2r} = 4.10^5$$

$$U_{max} = 9 \text{ kV}$$

$$c_{1r} = 0.86, c_{2r} = 10^{-4}$$

$$c_{ir} = 1200, c_{kr} = 17000$$

$$k_{1o} = k_{2o} = 5,3.10^7$$

$$k_{i1o} = k_{i2o} = 5.10^5$$

$$c_{1o} = 0.23, c_{2o} = 10^{-3}$$

$$c_{io} = 1100, c_{ko} = 19000$$

VII.4 RESULTATS DE SIMULATION :

VII.4.1 Mise en service du FAP avec la commande du mode glissant

La simulation de la commande du mode glissant a été réalisée sous les conditions suivantes :

- Deux unités de CCHT (345 kV et 230 kV).
- La référence de la tension continue est fixée à 18 kV.
- A l'instant $t= 0.1$ s, nous appliquons la commande du FAP.

Les figures (VII.4 et VII.5) présentent les différentes formes d'onde avant et après la mise en service du FAP.

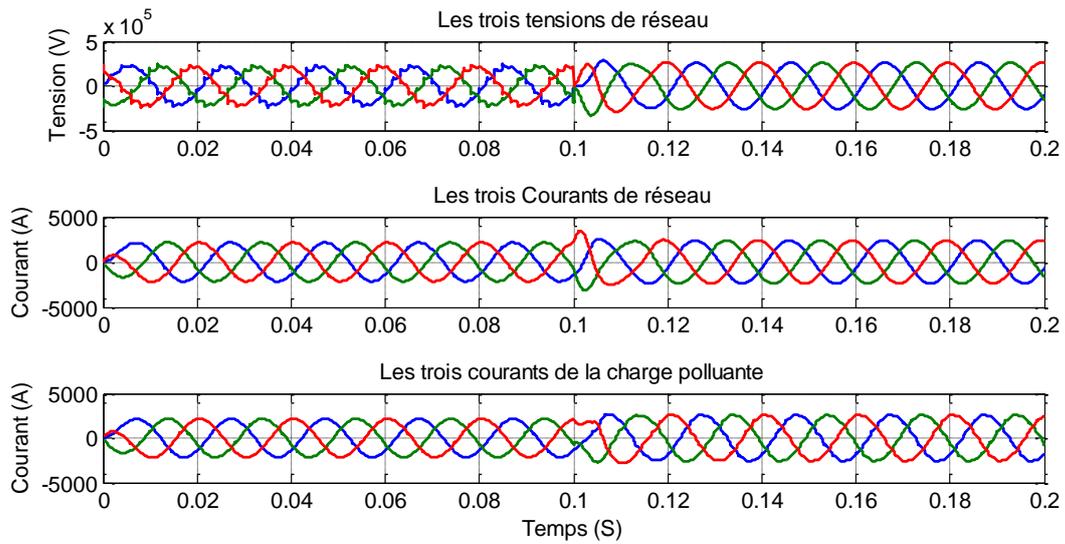
Avant la mise en service du FAP (avant $t = 0.1$ s), nous remarquons que les courants de charge et de source ont des formes distordues. Le courant du filtre est nul.

A l'instant $t=0.1$ s, les deux filtres actifs sont mis en service. Ils commencent à injecter les courants de compensation (pour la Fig VII.5, nous ne présentons que la phase (a) pour une bonne visualisation des ondes) ce qui permet, après un transitoire, aux courants du réseaux de redevenir quasi-sinusoïdaux avec un *THD* qui décroît de 8.12% à 0.09% côté redresseur et de 6.48% à 0.15% côté onduleur, et d'être en phase avec leurs tensions correspondantes.

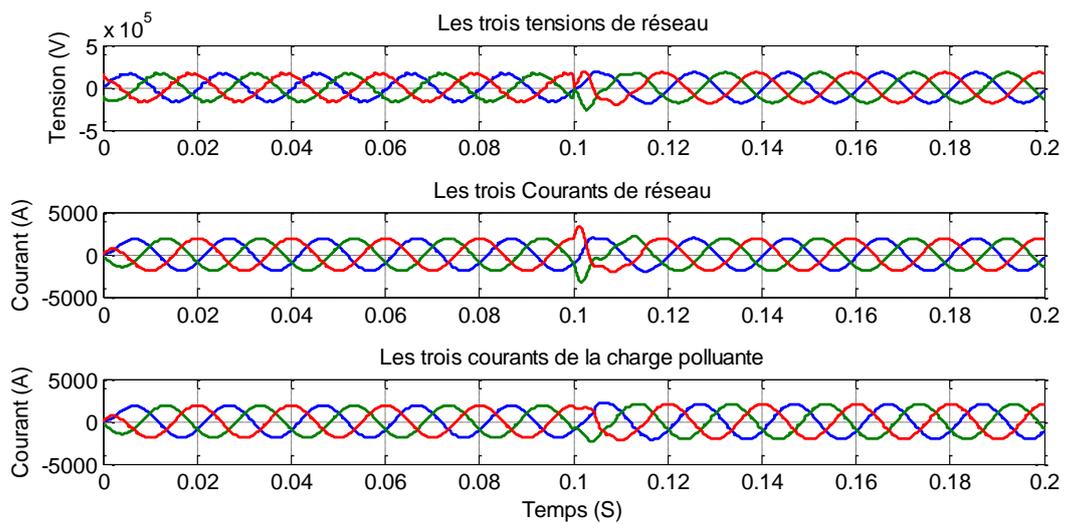
Par ailleurs, la tension v_{dc} du bus continu (prise aux bornes du condensateur de stockage C_{dc}) arrive à atteindre sa valeur de référence V_{dcref} , fixée à 18 kV dans notre cas, et ce, après un transitoire de l'ordre de 40 ms.

Nous remarquons que l'énergie réactive $Q(\text{Var})$ suit sa référence et sera nulle après la mise en marche du FAP à l'instant $t=0.1\text{s}$. Il y a compensation de l'énergie réactive consommée par la charge non linéaire, ce qui n'est pas le cas avant la connexion du FAP au réseau électrique ($t<0.1\text{s}$).

Nous pouvons constater que, dès la mise en service du FAP à l'instant $t=0.1\text{s}$, les courants (i_{sr1} ou i_{so1}) et la tension (v_{sr1} ou v_{so1}) de deux réseaux deviennent instantanément en phase. Ce qui garantira un fonctionnement à facteur de puissance unitaire côtés réseaux. Nous avons multiplié le courant de source (i_{sr1}/i_{so1}) par 50 pour le visualiser avec la tension de source (i_{sr1}/i_{so1}) sur le même axe.

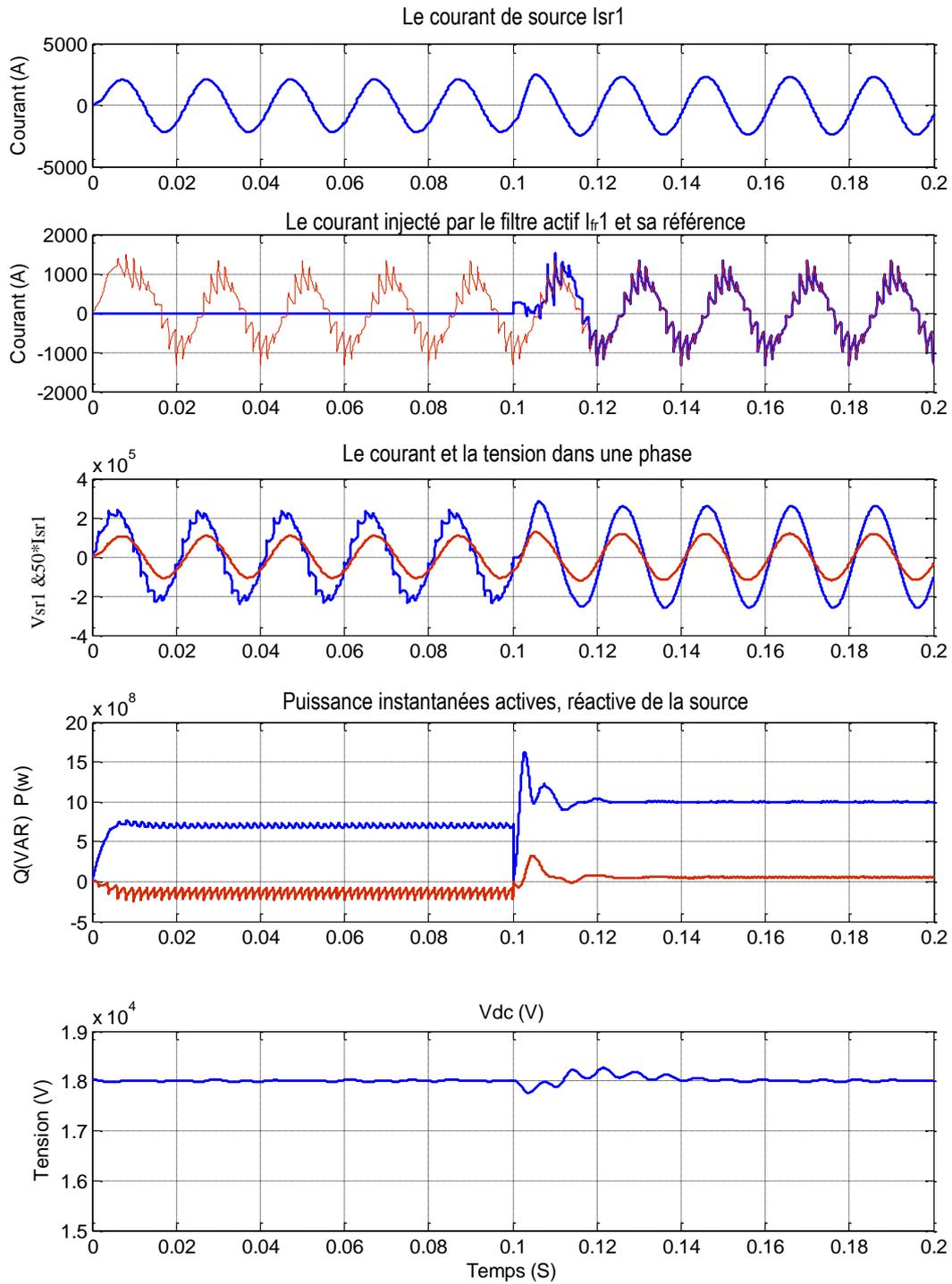


a) HVDC côté redresseur (345 kV)

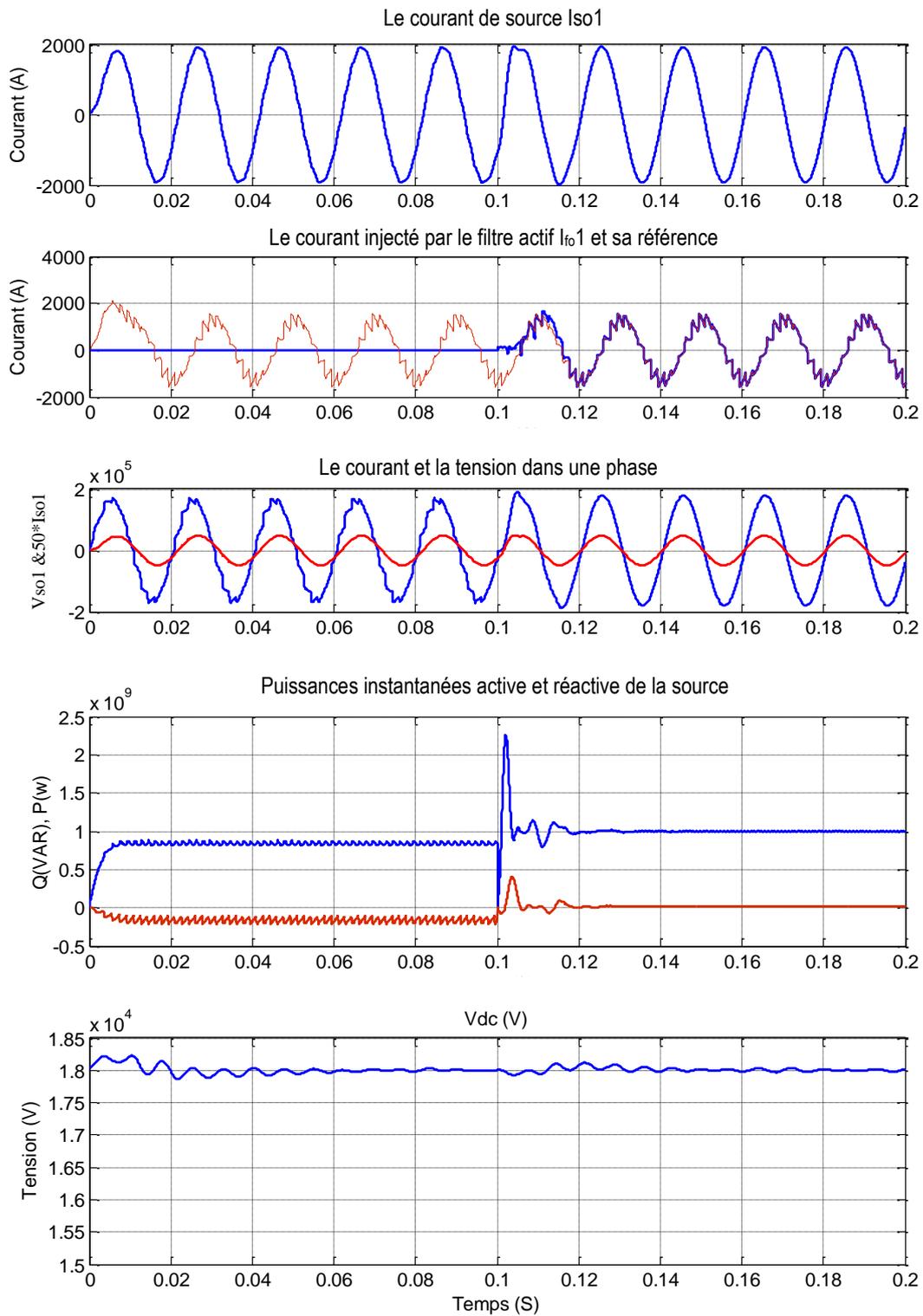


b) HVDC côté onduleur (230 kV)

Fig. VII.4 : Tension et courant de source avant et après filtrage



a) HVDC côté redresseur (345 kV)



b) HVDC côté onduleur (230 kV)

Fig. VII.5. Filtre hybride avec la commande MG, connecté à un système CCHT CIGRE

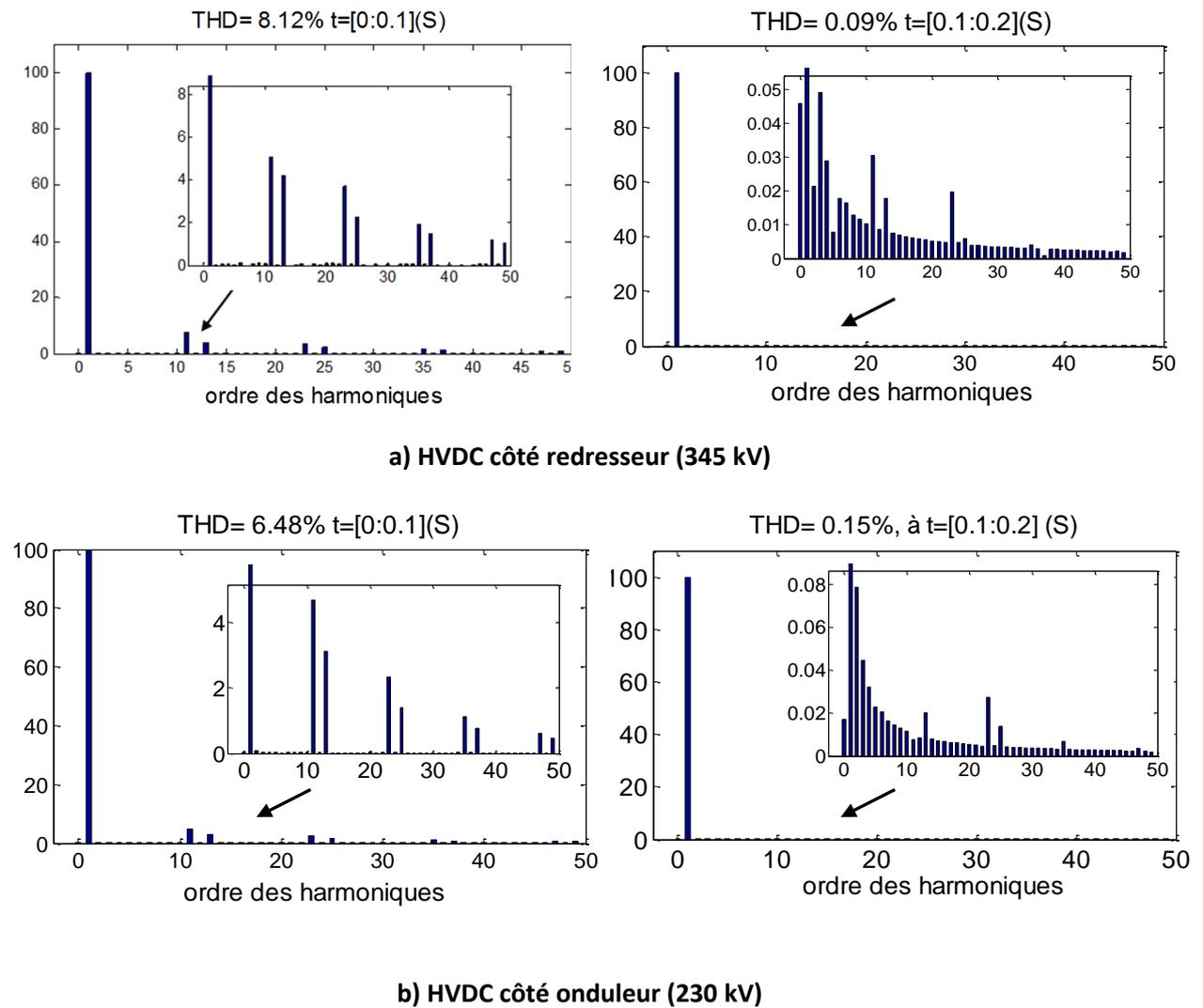
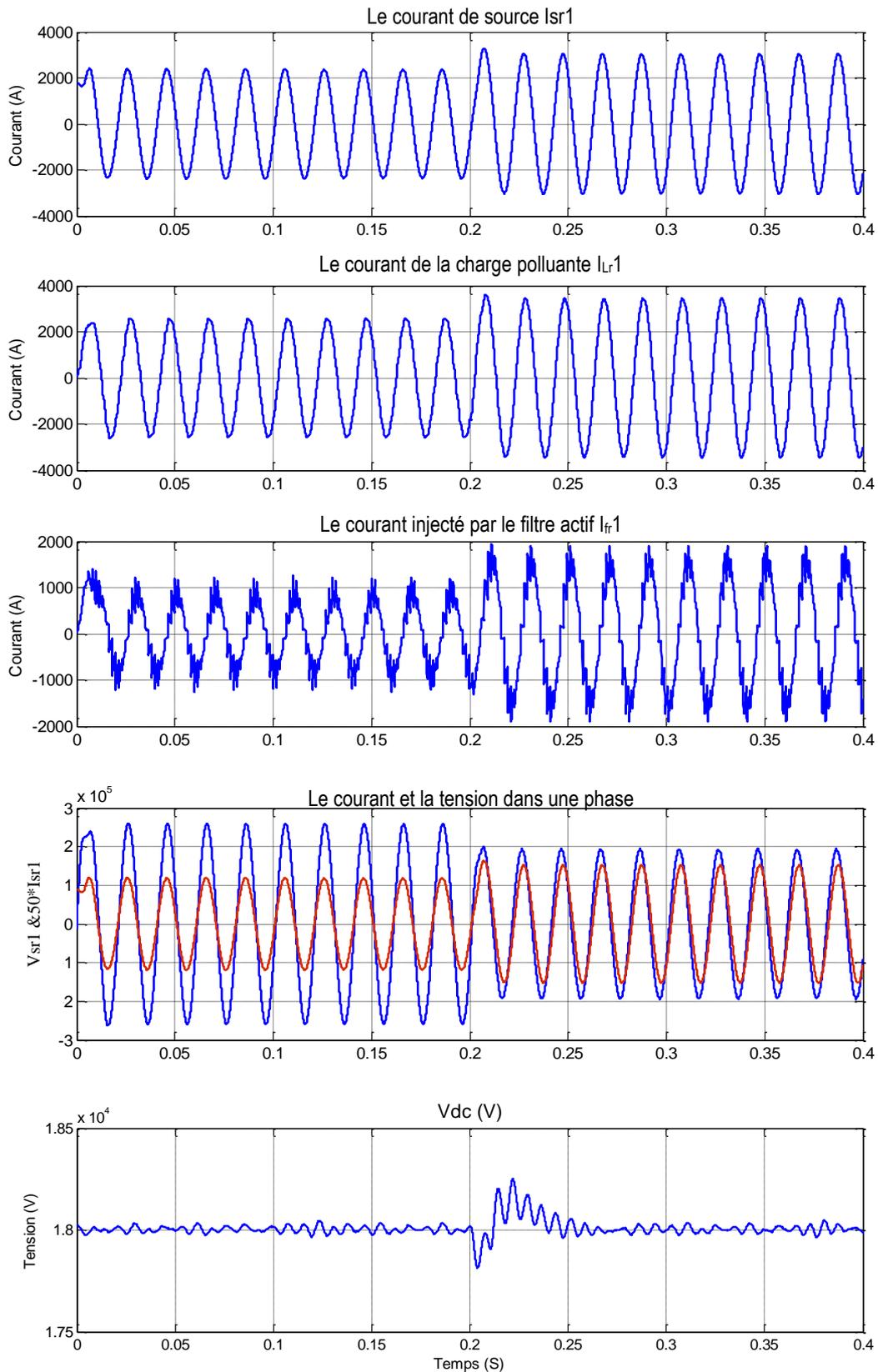


Fig. VII.6: Spectres d'harmoniques des courants des sources

VII.4.2 Variation de la charge

Pour étudier les performances du filtre actif parallèle et tester la robustesse du régulateur à mode glissant pour la tension Vdc, nous allons diminuer la charge de R_{c1} à R_{c2} à l'instant $t=0.2s$.



a) HVDC côté redresseur (345 kV)

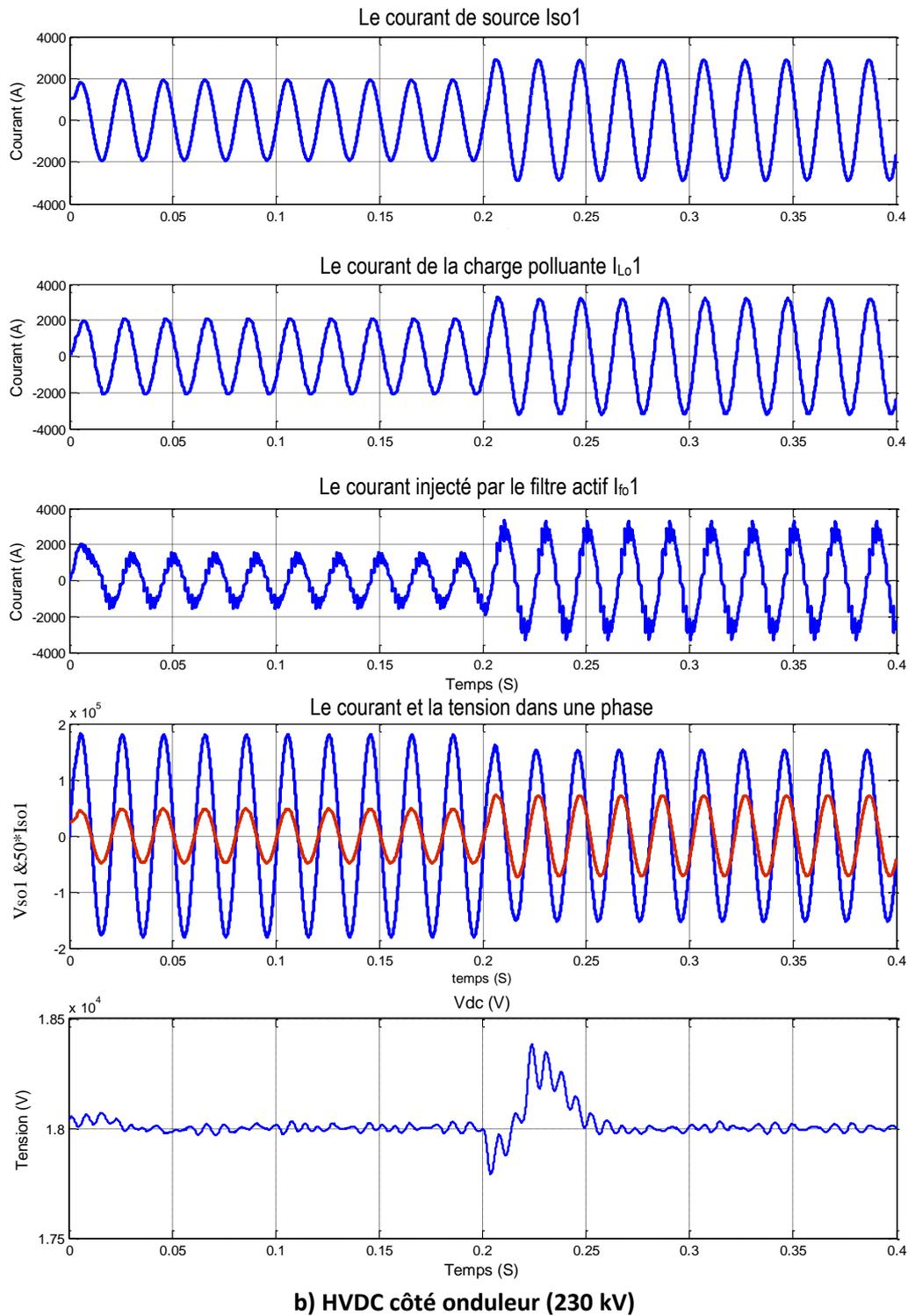


Fig. VII.7. Filtre hybride avec la commande MG connectée à un système CCHT CIGRE

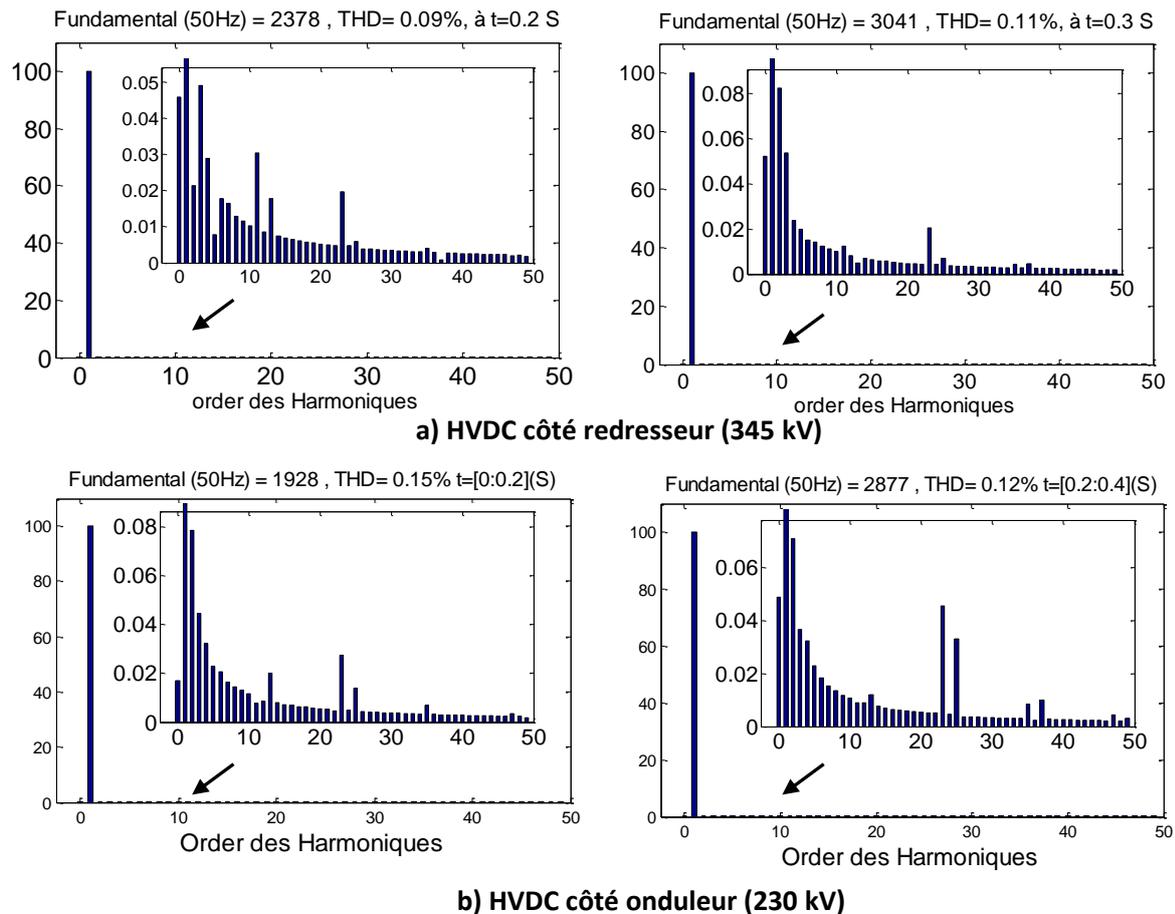


Fig. VII.8: Spectres harmoniques des courants des sources du système CCHT CIGRE

La figure VII.7 représente les courants des deux charges et des deux sources après le filtrage, le courant i_{fr1} injecté par le filtre côté redresseur, le courant i_{fo1} injecté par le filtre côté onduleur ainsi que la tension aux bornes du condensateur de chaque filtre.

On remarque que les formes des courants des sources après le filtrage sont sinusoïdales. Les courants injectés par les deux filtres suivent parfaitement leurs références lors de la variation de la charge continue, ce qui démontre la robustesse de la commande par mode glissant.

Les courants de la source passent par un régime transitoire pendant 0.01s avant de reprendre, de nouveau, leurs formes en régime permanent.

La tension aux bornes du condensateur passe par un transitoire inférieur à 0.01s pour le réseau 345 kV et à 0.03 pour le réseau 230 kV avant de rejoindre, de nouveau, le régime permanent. Le dépassement maximal de la tension est de 1,5% pour le système HVDC côté 345 kV et de 2.22 % de sa référence pour le système côté 230 kV.

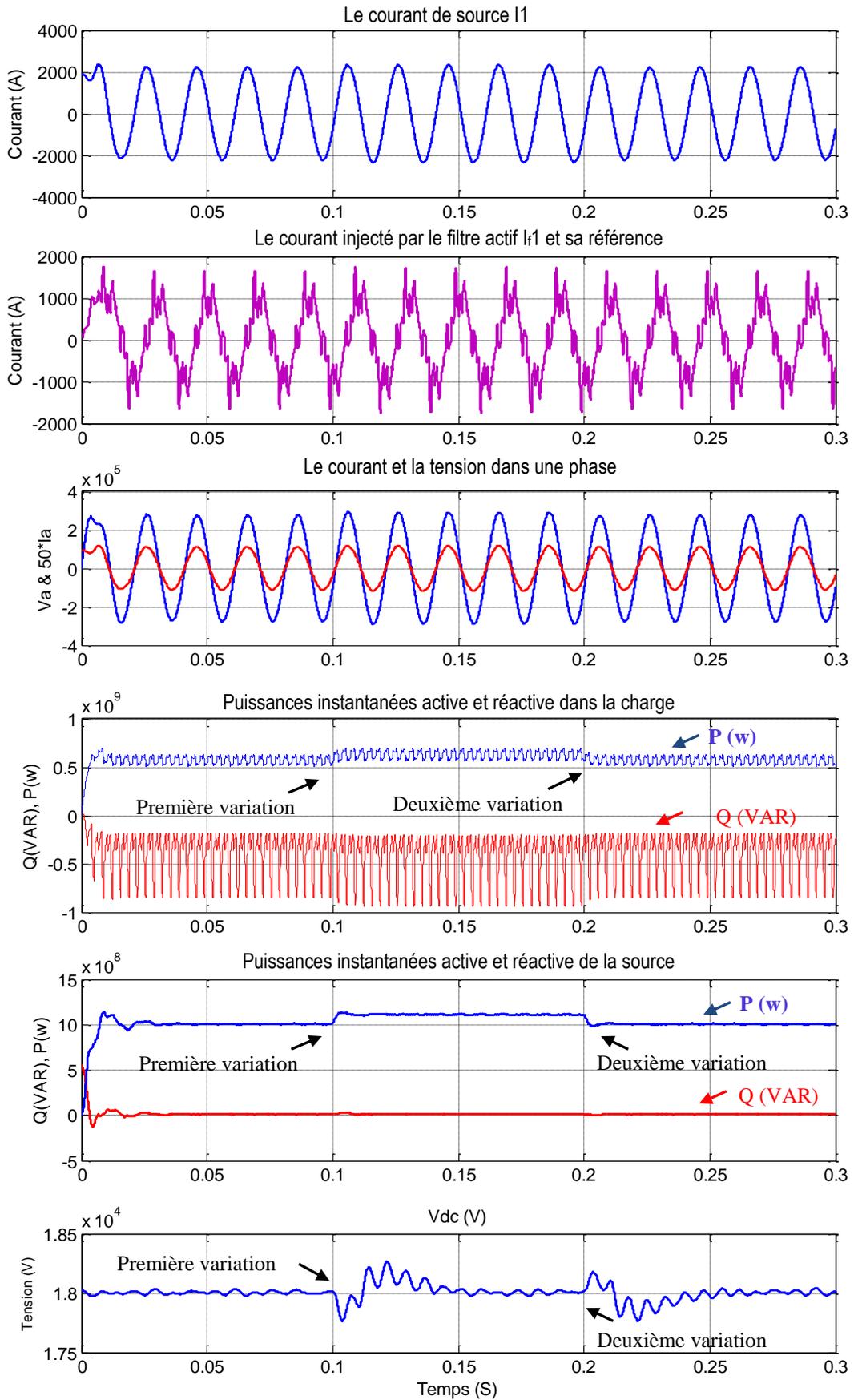
La figure VII.8 représente le spectre d'harmonique du courant de la source pour chaque côtes. Le THD du courant de source est de l'ordre de 0.09 % avant la variation de la charge, et

0.11 % après cette variation pour le réseau 345 kV et de l'ordre de 0.15 % avant la variation de la charge, et 0.12 % après cette variation pour le réseau 230 kV. Donc, la commande par mode glissant est robuste contre la variation de la charge.

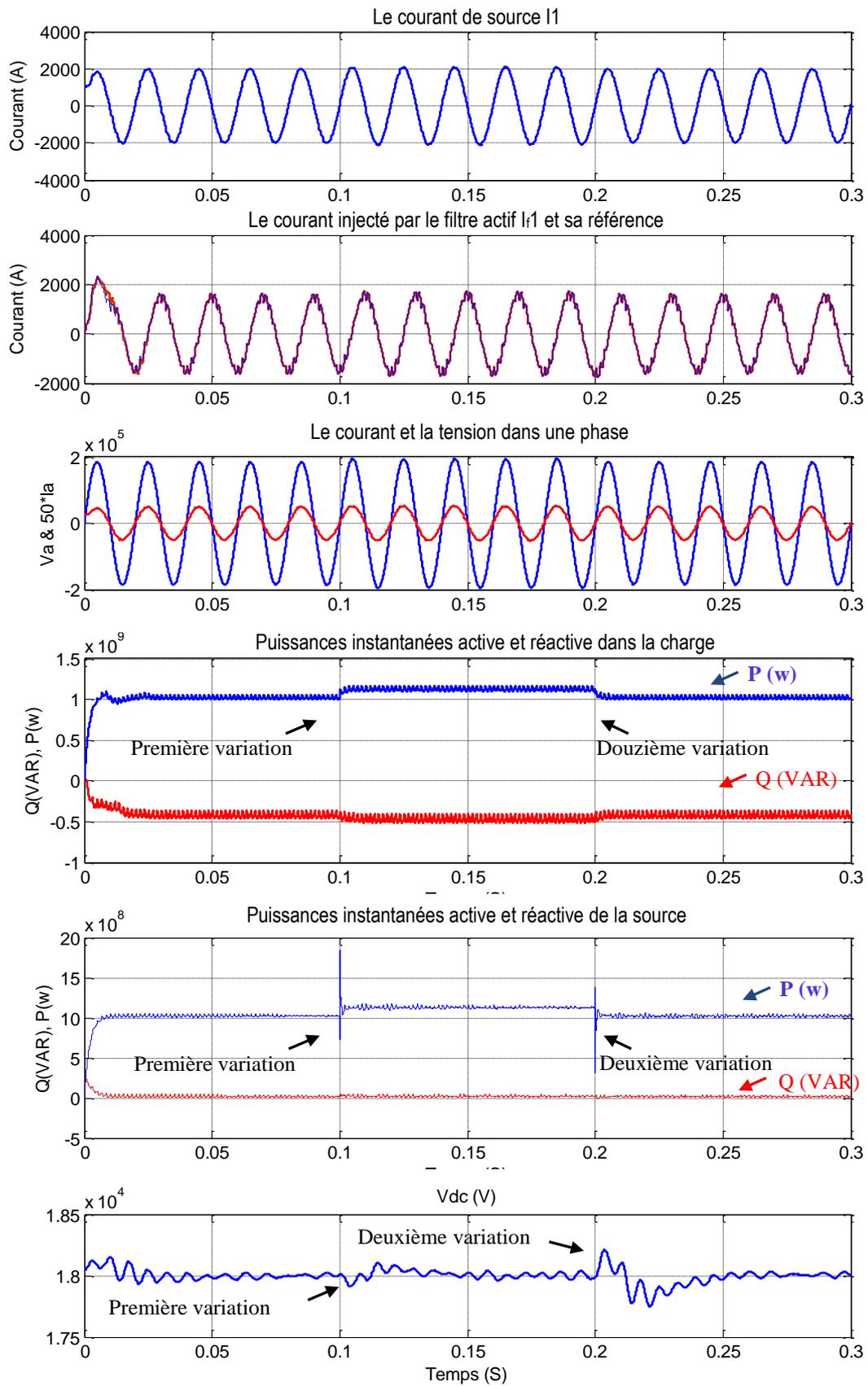
VII.4.3 Variation de la tension du réseau

Pour tester la robustesse de la commande par mode glissant aux variations de la tension du réseau, nous augmentons la tension de premier réseau de 5 % à l'instant $t=0.1s$. puis nous la ramenons, de nouveau à sa valeur initiale à l'instant $t=0.2s$.

Les résultats de ce test de robustesse sont représentés sur les figures IV.9-10.



a) HVDC côté redresseur (345 kV)



b) HVDC côté onduleur (230 kV)

Fig. VII.9. Filtre hybride avec la commande MG connecté à système HVDC

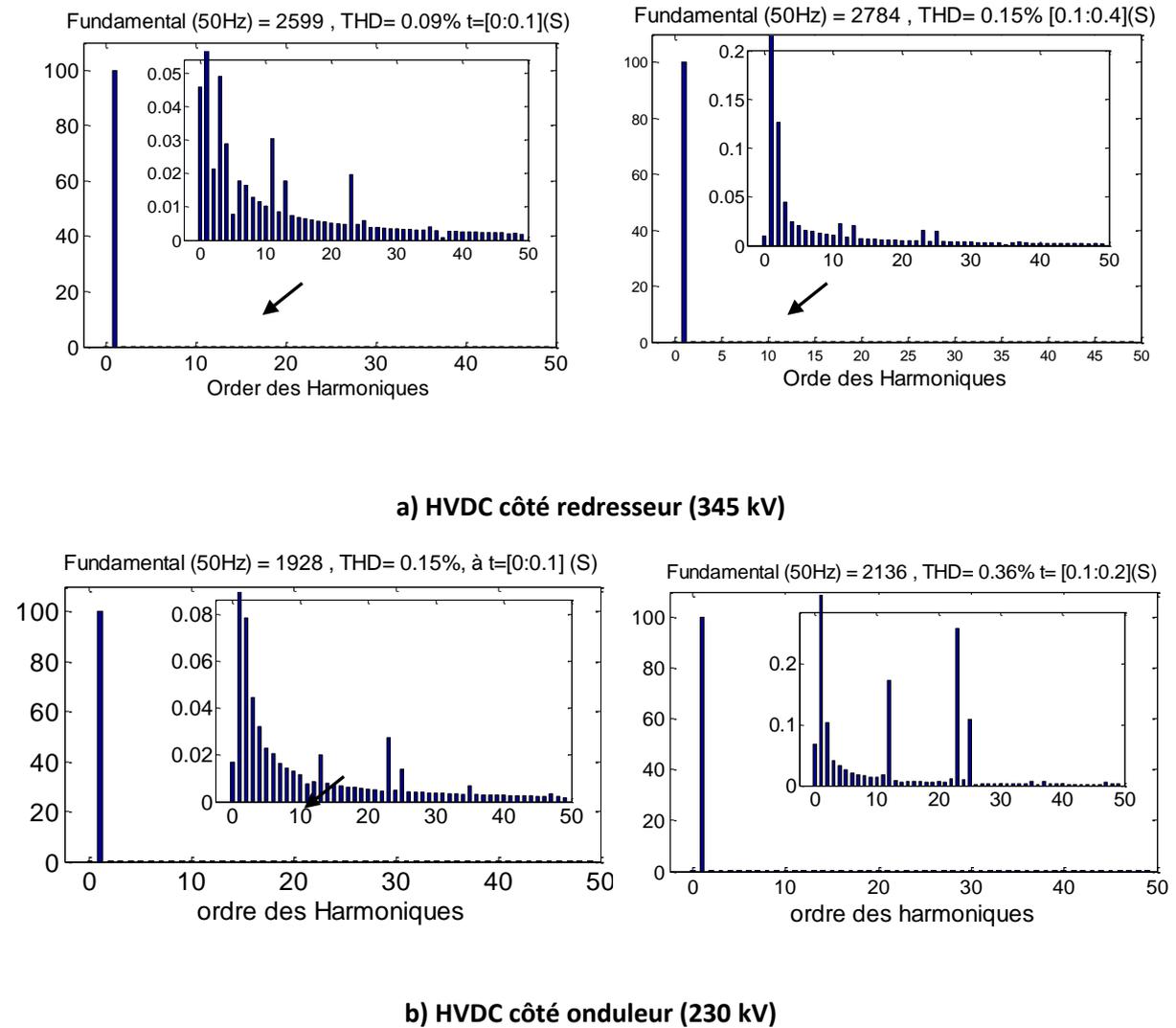


Fig. VII.10: Spectres harmoniques des courants des sources du système CCHT CIGRE

D’après la figure (VI.9), on remarque que les courants et les tensions de deux réseaux après filtrage prennent des formes sinusoïdales mais avec des amplitudes différentes. On remarque que les courants filtrés suivent parfaitement leurs références lors de la variation de la tension du réseau.

La tension aux bornes des deux filtres est régulée correctement et s’approche de plus en plus de sa valeur de référence en régime permanent. Le dépassement maximal de la tension est de 2 % de sa référence quand la tension du réseau varie dans les deux sens par augmentation et diminution puis revient à 18 kV. Les deux filtres actifs à trois niveaux ont donc compensé avec succès la circulation de puissance réactive provoquée par les charges.

Le spectre harmonique du courant de la source pour chaque côté, représenté par la figure VII.14, montre que le filtre hybride offre un THD de 0.09% avant la variation de la tension de réseau. Cette valeur augmente jusqu'à 0.15 % après la variation de la tension de réseau coté redresseur, et de l'ordre de 0.15 % avant la variation de la tension de réseau, et 0.36 % après cette variation coté onduleur.

La commande par mode glissant est donc robuste vis-à-vis de la variation de la tension du réseau.

Ces résultats de simulation obtenus ont montré la faisabilité et l'efficacité de ce type de filtrage en termes de la compensation des harmoniques et de la puissance réactive sur les deux réseaux en CCHT CIGRE.

VII.6. CONCLUSION

Dans ce chapitre, la méthode de commande des systèmes non-linéaires par mode glissant a été appliquée dans la commande directe d'un filtre actif parallèle basée sur la méthode du référentiel synchrone (dq) pour la génération des signaux de référence.

Les résultats de simulation présentés dans ce chapitre montrent que la méthode de commande par mode glissant améliore remarquablement le fonctionnement du filtre actif parallèle en termes de THD par rapport à l'application de la commande linéaire, présentée au cinquième chapitre.

Ces résultats montrent clairement que le filtre actif à trois niveaux est un moyen très efficace pour maintenir la tension stable aux jeux de barre auquel il est connecté, quelle que soit la perturbation (variation de la tension du réseau ou de la charge).

Conclusion générale

Conclusion générale

Dans ce travail, nous nous sommes intéressés à l'étude des nouveaux dispositifs de dépollution des réseaux électriques appelés 'Filtres actifs'. Notre travail s'est porté, plus particulièrement, sur l'étude d'un filtre actif parallèle associé à un filtre passif parallèle et leurs applications dans les systèmes CCHT (Transport en Courant Continu Haute Tension) appelés encore HVDC (High Voltage Direct Current), afin de compenser les courants harmoniques. Nous avons présenté l'étude comparative entre le filtre passif et le filtre hybride et leurs applications pour les systèmes CCHT. L'utilisation de filtres actifs hybrides est considérée comme une solution qui permet de réduire le dimensionnement et, par conséquent, le coût des filtres actifs et d'éliminer les inconvénients du filtre passif seul.

D'autre part, l'amélioration des performances d'un filtre actif est étroitement liée à l'algorithme utilisé pour déterminer les références harmoniques de courant ainsi qu'à la méthode utilisée pour la poursuite de ces références.

Nous avons présenté deux techniques d'identification des courants de référence du filtre actif parallèle deux niveaux et trois niveaux sur le modèle de référence proposé par le CIGRÉ d'une liaison CCHT du côté redresseur (345 kV) et du côté onduleur (230 kV), pour but de la dépollution de ces réseaux électriques afin d'améliorer la qualité d'énergie. Chacune de ces deux techniques a été étudiée théoriquement puis validée par simulation (la méthode des puissances instantanées (pq) et la méthode de référentiel synchrone (dq)). Les résultats des simulations de ces deux techniques ont montré que la méthode (dq) était robuste et pouvait fonctionner en présence des perturbations de tension (harmoniques et déséquilibre).

Nous avons, ensuite, poursuivi cette investigation en testant une méthodologie de commande robuste liée aux systèmes à structures variables, dont le but est de palier les inconvénients des commandes classiques. La commande par mode glissant est, par nature, une commande non linéaire et sa loi de commande se modifie d'une manière discontinue. Elle est caractérisée par sa robustesse vis à vis des perturbations externes et internes. La surface de glissement est déterminée en fonction des performances désirées, tandis que la loi de commande est choisie dans le but d'assurer les conditions

de convergence et de glissement c'est à dire, l'attractivité et l'invariance des surfaces de commutation.

Enfin, nous avons étudié l'application du mode glissant pour la commande du filtre actif parallèle à trois niveaux associé à un filtre passif. Cette technique de commande est basée sur la transformée de Park. Les résultats de simulation obtenus ont montré que la méthode de commande par mode glissant améliore remarquablement le fonctionnement du filtre actif parallèle en termes de THD par rapport à l'application de la commande linéaire.

Les résultats de simulation obtenus sont satisfaisants et ont montré l'efficacité du système proposé à savoir :

- Un facteur de puissance unitaire qui témoigne de la bonne compensation de la puissance réactive.
- Une baisse très sensible des taux de distorsion dans tous les cas de simulation.
- Les courants de deux cotés sur le système HVDC après compensations sont des courants équilibrés sinusoïdaux presque dépourvu d'harmoniques.

Les résultats de simulation obtenus montrent clairement que de bonnes performances sont obtenues avec le filtre hybride avec la méthode de commande par mode glissant. Cette solution est très efficace dans les applications du domaine du transport d'énergie électrique à courant continu haute tension HVDC.

ANNEXES

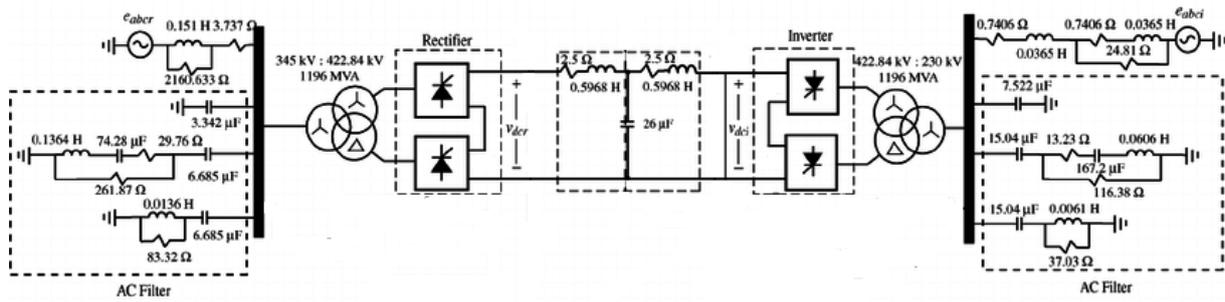


Figure A-1 : modèle de CIGRE Benchmark 1000 MW (500kv-2kA)

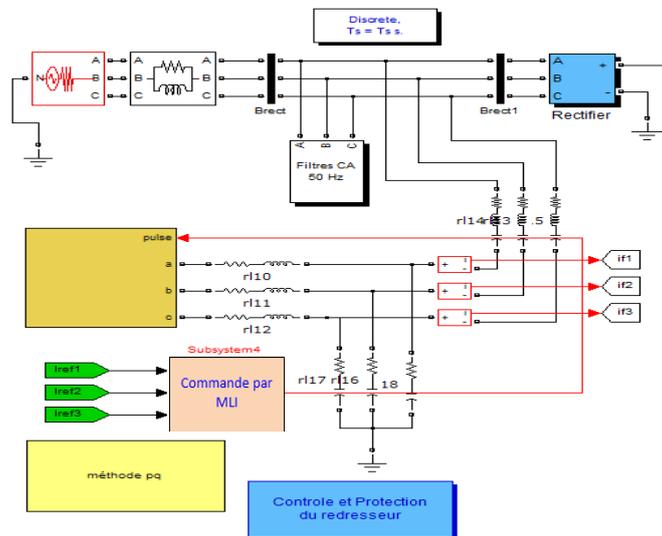


Figure B-1 : Système de transport HVDC coté 345 kV avec filtre hybride parallèle avec onduleur à deux niveaux

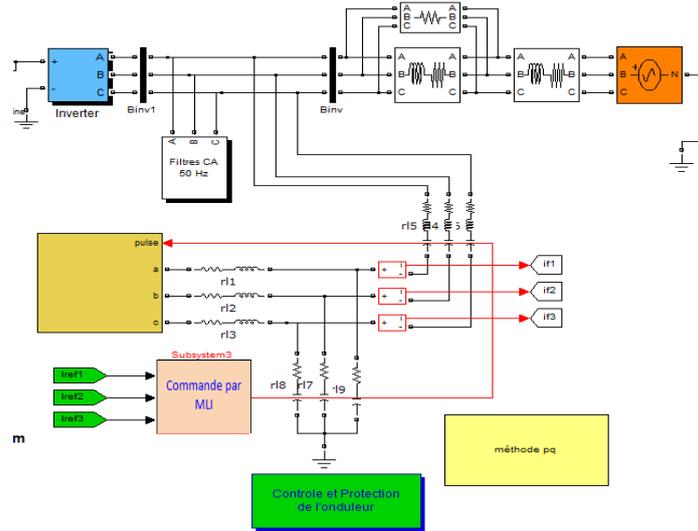


Figure B-2 : Système de transport HVDC coté 230 kV avec filtre hybride parallèle avec onduleur à deux niveaux.

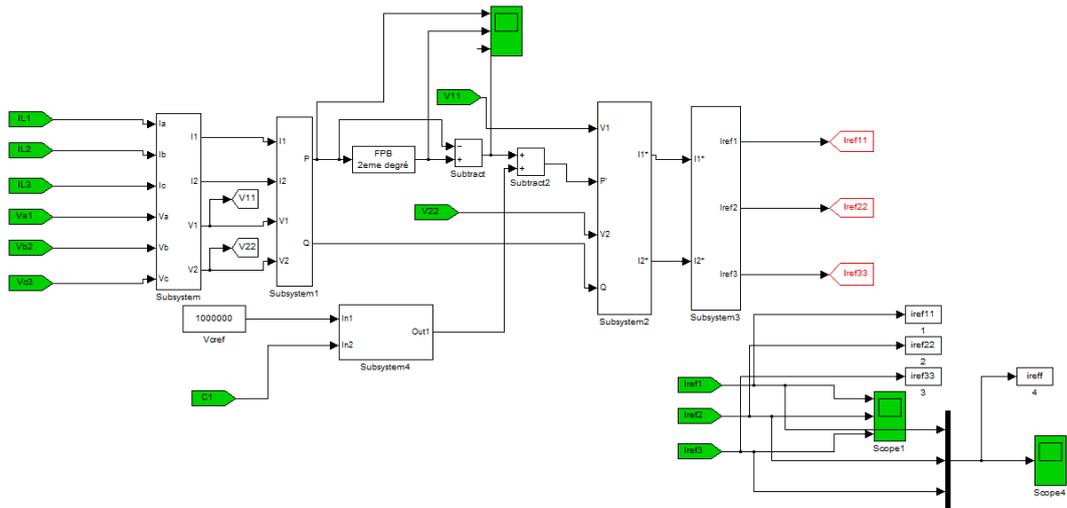


Figure B-3 : Méthode des puissances instantanées

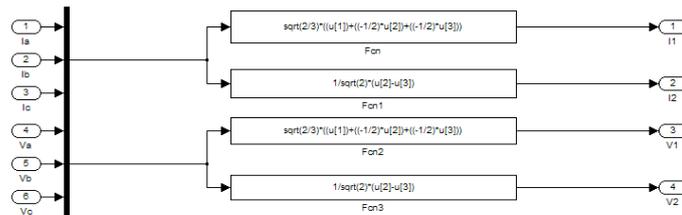


Figure B-4 : Transformation de « Clark »

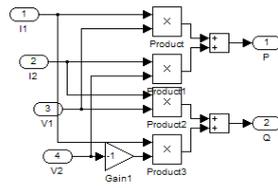


Figure B-5 : Puissance instantanée active et réactive

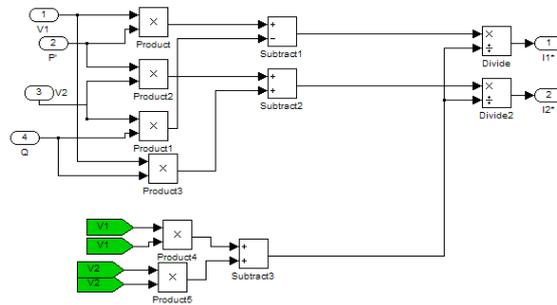


Figure B-6 : Courants de compensation de la référence dans les coordonnées α, β pour la méthode (pq)

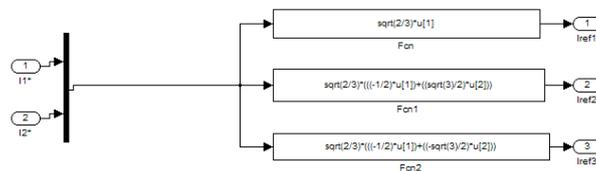


Figure B-7 : Transformation inverse de « Clark » pour la méthode (pq)

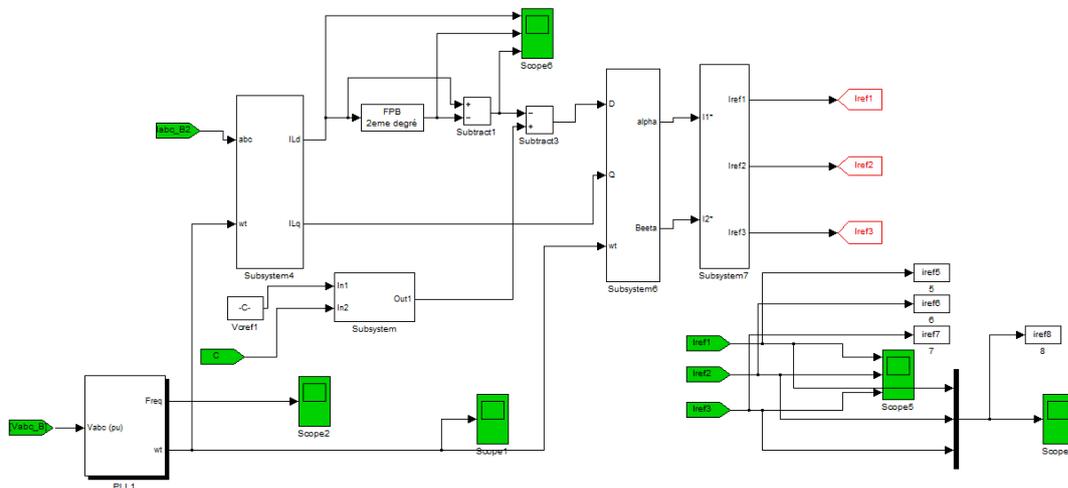


Figure B-8 : Méthode de référentiel synchrone d-q

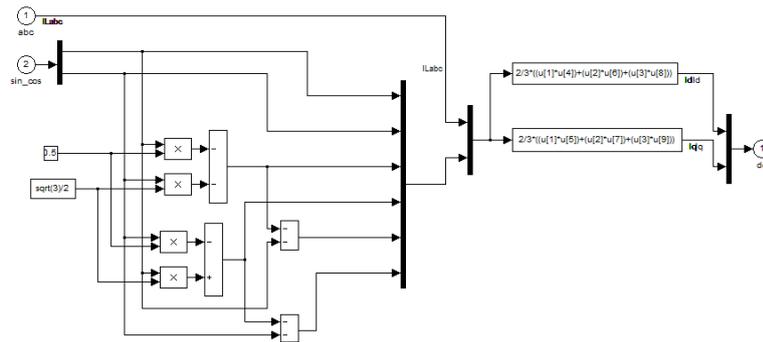


Figure B-9 : Courants de ligne triphasés dans les coordonnées d, q

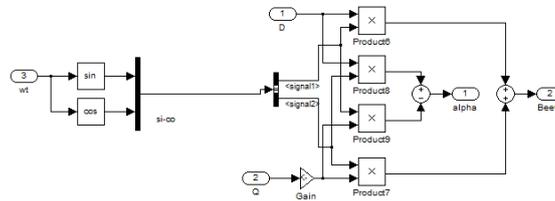


Figure B-10 : Courants de compensation de la référence dans les coordonnées α, β pour la méthode (dq)

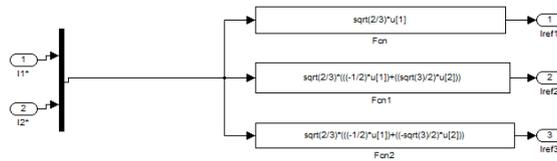


Figure B-11 : Transformation inverse de « Clark » pour la méthode (dq)

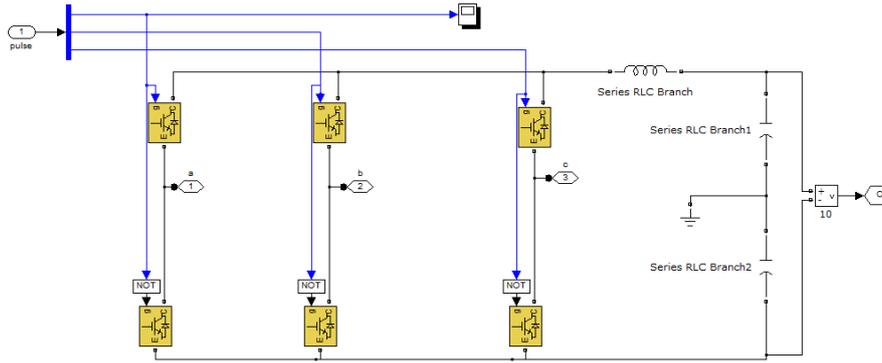


Figure B-12 : Modèle de simulation de l'onduleur triphasé à deux niveaux de filtre actif

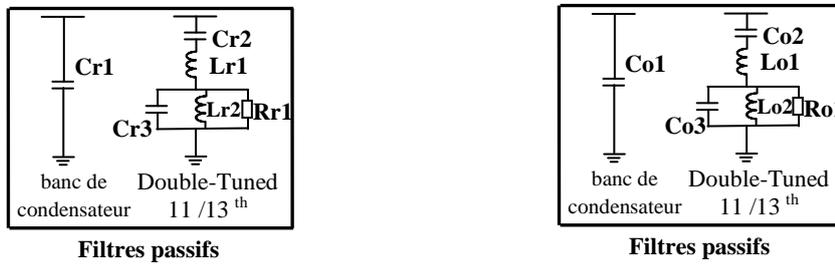


Figure B-13 : Filtre passifs

Filtres passif côté Redresseur					
Cr1, F	Cr2, μ F	Cr3, μ F	Rr1, Ω	Lr1, mH	Lr2, mH
3.342e-6	2.39	85.44	65	29.65	0.83
Filtres passif côté Onduleur					
Co1, F	Co2, μ F	Co3, μ F	Ro1, Ω	Lo1, mH	Lo2, mH
3.159e-6	5.378	192.25	30	13.18	0.37

Tableau B-1 : Paramètres de simulation du Filtre passif

Figure C-3 : Modèle de simulation du filtre actif à base d'onduleur triphasé à trois niveaux

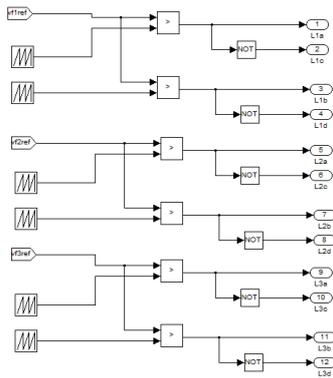


Figure C-4 : Modèle de simulation de la commande par MLI

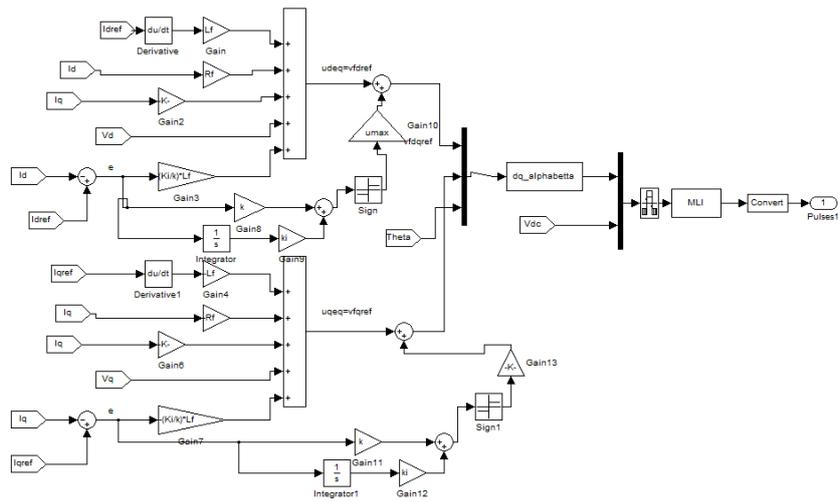


Figure C-5 : Commande par mode glissant du filtre actif en Simulink.

Références bibliographiques

Références bibliographiques

[1] **Jean N.P.** « Réalisation d'un modèle d'interconnexion CCHT sous EMTP-RV », Thèse de l'école de technologie supérieure, Université du Québec Montréal 2007.

[2] **The ABB Group.** «Why HVDC?» Site officiel de ABB [En ligne] <http://www.abb.com/globalabbzhJabbzh251.nsf/OpenDatabase&db=/globalgadladO21X1.nsf&v=17EA&eus&m1OOA&cC1256D71OO1E0037C12568310039OEBO>

[3] **Zidi S.A.** «Contribution à l'étude des réseaux de transport d'énergie électrique à courant continu haute tension (CCHT) en régime dynamique», thèse de doctorat d'état en électrotechnique, Université Djillali Liabès de Sidi Bel-Abbès, 2005.

[4] **Wildi T.** «Electrotechnique», Edition de Boeck Université, Bruxelles, Belgique, 2000.

[5] **Rapport CESI** « Solution sous- marine » (Rapport A2 /038822, PP. 135-237).

[6] **Khatir M.** « Comportement d'une liaison à Courant Continu Haute Tension (CCHT) en régime de défaut», thèse de Magister en électrotechnique, Université Djillali Liabès de Sidi Bel-Abbès, 2006.

[7] **Szechtmann M., Weiss T., Thio, C.V.** First Benchmark Model for HVDC Control Studies. ELECTRA, no. 135, pp. 55-75, 1991.

[8] **Bathurst, G.N., Watson, N.R., Arrillaga, J.** «Modeling of Bipolar HVDC Links in the Harmonic Domain». IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 15, no. 3, pp. 1034-1038, 2000.

[9] **Sood, Vijay K.** «HVDC and FACTS Controllers». Boston Kiuwer Academic, 2004.

[10] **Padiyar, K.R.** « HVDC Power Transmission Systems Technology and System Interactions». New Delhi : New Age International Publishers Ltd, 1990.

[11] **Arrillaga J.** «High voltage direct current transmission», IEE Power Engineering Series 29, 2nd Edition, Printed in England by Short Run Press Ltd., Exeter, UK, 1998.

[12] **Paulinder J.** «Operation and control of HVDC links embedded in AC systems», Licentiate Thesis, Chalmers University of Technology, Göteborg, Sweden, 2003.

- [13] **Nekkar D.** « Contribution à l'Etude des Stratégies de Commande des Filtres Actifs Triphasés », thèse de Magister en électrotechnique, Université Souk-Ahras . 2013-2014.
- [14] **Wang M.** « Classification of power quality events using optimal time frequency representations, part1: theory », Power Delivery, IEEE Transactions, pp.1488-1495, Vol.19, N.3, July 2004.
- [15] **BOUTABA Samia** « Amélioration de la stabilité d'un réseau électrique par l'utilisation d'un ASVC », thèse de Magister en électrotechnique, Université Hassiba Ben Bouali Chlef, 2009.
- [16] **Kauffman J.M.** « Commande et régulation des réseaux électriques », Chap.2 Traité EGEM série génie électrique, LAVOISIER 2003.
- [17] **.Michel Crappe** « Commande et régulation des réseaux électriques » Chap.2 Traité EGEM série génie électrique, LAVOISIER 2003.
- [18] **Hanene Kouara** « Application d'un filtre actif série au contrôle de la tension d'un réseau basse tension » mémoire de magister, université de Batna, 2006.
- [19] **De Vre R, Jacquet B** « Perturbations dans les installations électriques et électroniques Problèmes et solutions » Note d'information.
- [20] **Kamel DJAZIA** « Etude des filtres actifs pour réseaux déséquilibrés et distordus », thèse de doctorat en sciences en Instrumentation, Université Ferhat Abbas – Setif 1, 2015.
- [21] **S. R. DZONDE NAOUSSI** « Implémentation des réseaux neuromimétiques sur cible FPGA-application à l'intégration d'un système de filtrage actif », Thèse de doctorat, université de Strasbourg, Novembre, 2011.
- [22] **B. Gattal** « Méthodes d'analyse des perturbations électriques dans la qualité de l'énergie électrique en utilisant des nouvelles techniques pour l'application aux creux de tension », Mémoire de Magister. Université de Batna 2012.
- [23] **A. Arora.** « Solutions innovatrices pour l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique », Revue Qualité de L'énergie électrique. ABB 3/1998.
- [24] **N. Gheorghe** « Perturbations dans les réseaux électriques », Revue Polyewpert Technique N°53 2008.
- [25] **I. Etxeberria-Otadui.** « Sur les systèmes de l'électronique de puissance dédiés à la distribution électrique-application à la qualité de l'énergie », Thèse Doctorat. Institut national polytechnique de Grenoble 2003.
- [26] **B. CHARIER** « La qualité de l'énergie électrique : critères et définitions », Revue technologie 2009.
- [27] **H.Akagi, Y.Kanazawa A.Nabae** « Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components », IEEE transaction on Industry Application, vol.Ia-20, N°3, May/Jaune 1984.

- [28] **BOUKADOUM Aziz** « Contribution à l'étude des stratégies d'identification harmoniques et de commande basées sur les techniques avancées pour les compensateurs actifs des réseaux électriques », thèse de Doctorat en sciences en électrotechnique, Université Badji Mokhtar de Annaba, 2015.
- [29] **CHEBABHI Ali.** « Stratégies de commande des filtres actifs », thèse de Magister en électrotechnique, Université Djillali Liabès de Sidi Bel-Abbès, 2011.
- [30] **Dj. Ould 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.
- [31] **M. AlaaEddin Alali,** « Contribution à l'Etude des Compensateurs Actifs des Réseaux Electriques Basse Tension », Thèse de Doctorat de l'Université Louis Pasteur, Strasbourg I, 2002.
- [32] **Dourari A.L.** « Étude, modélisation et commande du filtre actif, application dans le domaine du transport d'énergie électrique en courant continu (HVDC) », thèse de Magister en électrotechnique, Université Djillali Liabès de Sidi Bel-Abbès, 2011.
- [33] **Zheng Xu, Zhi Gao, Wei Shao,** «The harmonic characteristics of multiple fundamental frequency HVDC systems», *Harmonics and Quality of Power*, 2000. Proceedings. Ninth International Conference on Volume 3,1-4 Oct. 2000 Page(s):911 - 915 vol.3.
- [34] **Panarit SETHAKUL.** « Réseaux électriques et filtrage des harmoniques mise en œuvre et méthode d'étude », Doctorat de l'INPL (Institut National Polytechnique de Lorraine), NANCY Université –, Spécialité : Génie Electrique, le 13 novembre 2009.
- [35] The Power System Reliability Improvement Committee (EGAT, PEA and MEA) Harmonic regulation concerning electricity business and industry. 1st Issue, Bangkok, Thailand, 1998.
- [36] The Power system Reliability Improvement Committee (EGAT, PEA and MEA) Voltage fluctuation regulation concerning electricity business and industry. 1st Issue, Bangkok, Thailand, 1998.
- [37] **C. Fetha** « Analyse et amélioration de l'indice de la non-symétrie de la tension dans la qualité de l'énergie électrique ». Thèse de doctorat de l'Université de Batna, 27 Mai 2006.
- [38] **S.R Dzone Naoussi** « Implantation de réseaux neuromimétiques sur cible FPGA application à l'intégration d'un système de filtrage actif », Thèse Doctorat. Université de Strasbourg 2011.
- [39] **T. GOURAUD** « Identification et rejet de perturbations harmoniques dans des réseaux de distribution électrique», Thèse Doctorat. Université de Nantes 1997.

- [40] **M.M. Abdusalam** « Structures et stratégies de commande des filtres actifs parallèle et hybride avec validations expérimentales », Thèse Doctorat. Université Nancy-I 2008.
- [41] **M.S. Djebbar** « Etude comparative des redresseurs cascades et multi-niveaux à commande MLI », Mémoire de Magister. Université de Constantine 2005.
- [42] **P. Ferracci** « Cahier technique n°199 la qualité de l'énergie électrique », Revue Schneider Electric 2011.
- [43] **C. Tan Perng** « A single-phase hybrid active power filters with photovoltaic application », Thèse de Master en Génie Electrique, Université de Technologie Malaysia 2006.
- [44] **M. P. Kazmierkowski, M. Malinowski, D. L Sobczuk, F. Blaabjerg, J. K. Pedersen**, "Simplified stator flux-oriented control ", in proc. IEEE-ISIE Conf, pp. 474-479, 1999.
- [45]. **S.P. Litrán** « Control strategy for hybrid power filter to compensate unbalanced and non-linear, three phase loads », EPE 2009.
- [46]. **G. Casaravilla** « Selective active filter with optimum remote harmonic distortion control », IEEE Transactions on power delivery, pp.1990-1997, Vol.19, No.4, October 2004.
- [47]. **Y. Touzani** « Commande aléatoire du convertisseur Buck-Boost triphasé à prélèvement sinusoïdal du courant », Thèse Doctorat. Université Blaise Pascal 2006.
- [48] **Sreeve B.** « Etude et mise au point d'un filtre actif d'harmoniques en vue d'améliorer qualité de l'alimentation électrique », Thèse de l'université du Québec à Chicoutimi, Mai 2007.
- [49] **Magraoui M.** « Validation de techniques de commande d'un filtre actif parallèle », Thèse de l'école de technologie supérieure, Université du Québec Montréal, Le 17 septembre 2007.
- [50] **Rahmani S.** « Contribution à l'étude, la modélisation et la simulation des dispositifs électroniques de puissance permettant de réduire l'impact néfaste des charges non-linéaires sur le réseau électrique de distribution », thèse de doctorat présentée à l'École nationale des ingénieurs de Tunis. 2004.
- [51] **Alali M.A. E.** « Contribution à l'Etude des Compensateurs Actifs des Réseaux Electriques Basse Tension », thèse de doctorat de l'Université Louis Pasteur – Strasbourg I, Discipline : Génie électrique, le 12 Septembre 2002.
- [52] **Boufassa R , Mekarnia O**, « Modélisation et commande d'un UPFC utilisé en filtrage de courants harmoniques harmonique d'un réseau électrique », projet de fin d'étude, l'école nationale polytechnique, promotion juin 2007.

- [53] **Tadger S.** « Etude d'un système de compensation d'harmonique en utilisant un générateur Photovoltaïque», Université Boumerdès 2008.
- [54] **Fujita H., Akagi H.** « The unified power quality conditioner: the integration of series- and shunt-active filters », IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 13, No. 2, pp. 1312-1322, March 1998.
- [55] **Tounsi R.** « Développement d'un contrôle commande pour un compensateur série de creux de tension. Validation par simulation du fonctionnement avec des charges industrielles», Thèse de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 30 Octobre 1999.
- [56] **Miao-Xin Wang,** « Filtrage actif de puissance : Etudes et réalisation d'un filtre actif à commande numérique réelle », Thèse de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 18 Décembre 1992.
- [57] **Akagi H.** « Trends in active power line conditioners », IEEE Trans. Power electronics, vol. ,9, 3, pp. 144-152, 1993.
- [58] **M.C. Benhabib** « Contribution à l'étude des différentes topologies et commandes des filtres actifs parallèles à structure tension, modélisation, simulation et validation expérimentale de la commande ». Thèse, Université Henri Poincaré, Nancy-France, 2004.
- [59] **Nakajima T., Masada E.** « An active power filter with monitoring of harmonic spectrum», EPE-89, 3rd European conference on power electronics and applications, Aachen, Germany, 1989.
- [60] **Benchaita L.** « Etude, par simulation numérique et expérimentation, d'un filtre actif parallèle à structure courant avec une nouvelle méthode de contrôle-commande », Thèse de l'Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy 30 Octobre 1998.
- [61] **Chandra A., Zingh B., Zingh B.N., Al-Haddad K.** « An improved control algorithm of shunt active filter for voltage regulation, harmonic elimination, power factor correction and balancing of nonlinear loads », IEEE Trans. on power electronics, vol.15, No. 3, pp. 495-507, May 2000.
- [62] **Guffon S.** « Modélisation et commandes à structure variable de filtres actifs de puissance », Thèse de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, 24 Juillet 2000.
- [63] **Akagi H., Kanazawa Y.and Nabae A.** « Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits », Proceeding 1983 International power electronics conference. Tokyo, Japan, PP. 1375-1386, 1983.

- [64] **Akagi H., Kanazawa Y., Nabae A.** « Analysis and design of an active power filter quad-series voltage-source PWM converters », IEEE Trans. Appl, vol.26, no.1, pp.93-98, 1990.
- [65] **A. L. DOURARI, M. K. FELLAH,** « Application d'un filtre actif parallèle au contrôle de la tension d'un réseau à haute tension », 9ème Conférence Nationale sur la Haute Tension, Laghouat 9-11 Avril 2013.
- [66] **Eric Felice,** “Perturbations harmoniques”, Dunod, Paris, 2002 ISBN 2 10 0038702.
- [67] **Watanbe E.H, Stephan R.M., Aredes M.** « New concepts of instantaneous active and reactive powers in electrical systems with generic loads », IEEE Trans. Power Delivery, vol. 8. n°.2, April 1993, pp. 697-703.
- [68] **A. L. DOURARI, M. K. FELLAH, M. KHATIR, A. CHEBABHI** « Hybrid filter used for 12-pulse HVDC converters », Journal of electrical engineering. Volume 16 / 2016 - Edition : 2.
- [69] **N. Mandalek Hanna** « Qualité de l'onde électrique et moyens de mitigation », Thèse de Doctorat, Ecole de Technologie Supérieure. Univ. Québec, 2003.
- [70] **F. HAMOUDI** « Commande Robuste d'un Filtre Actif Shunt à Quatre Fils », Mémoire de Magister, Univ. Batna, Juillet 2008.
- [71] **GHADBANE Ismail.** « Etude et Réalisation d'un filtre actif parallèle en utilisant différentes stratégies de contrôle », thèse de Doctorat en sciences en électrotechnique, Université Mohamed Khider – Biskra, 2016.
- [72] **KEBIRI Samia** « Modélisation et simulation d'un filtre actif multiniveaux », mémoire de magister En : Electrotechnique Option : Machines Electriques, université Mouloud Mammeri, Tizi-Ouzou, 2009.
- [73] **O. FADLI** « Modélisation et commande non linéaire de l'association : Machine synchrone à aimants permanents – onduleur de tension à trois niveaux », Mémoire de Magister, Université de Batna, 2006.
- [74] **M. VEENSTRA** « Investigation and control of a hybrid asymmetric multi-level inverter for medium-voltage applications », Thèse de Doctorat, Ecole polytechnique fédérale de Lausanne, 2003.
- [75] **J.S. Mariéthoz,** « Étude formelle pour la synthèse de convertisseurs multiniveaux asymétriques : Topologies, modulation et commande », Thèse de Doctorat, Ecole polytechnique fédérale de Lausanne, 2005.
- [76] **H. Gheraia, E.M. Berkouk, G. Manesse,** « High voltage three PWM rectifiers - Seven-level NPC voltage source inverter cascade. Application to the induction machine drive »,

Laboratoire de Commande des Processus –ENP, Laboratoire d'Electricité Industrielle - CNAM-Paris, 2003.

[77] **J.S. MANGUELLE**, « Convertisseurs multiniveaux asymétriques alimentés par transformateurs multisecondaires basse – fréquence : Réactions au réseau d'alimentation», Thèse de Doctorat, Ecole polytechnique fédérale de Lausanne, 2005.

[78] **T. Zhuohui; L. Yongdong and L.Min**, « A Direct Torque Control of Induction Motor Based on Three-Level NPC inverter », Power Electronics Specialists Conference, pp.1435-1439, Vol.3, 2001.

[79] **Xavier del Toro Garcia, Antoni Arias, Marcel G. Jayne, Phil A. Witting, Vicenç M. Sala and Jose Luis Romeral** « New DTC Control Scheme for Induction Motors fed with a Three-level Inverter», *Automatika*, pp. 73-81, 2005.

[80] **L. Kyo-Beum; S. Joong-Ho; C. Ick and Y. Ji-Yoon** « Torque Ripple Reduction in DTC of Induction Motor Driven by Three-Level Inverter with Low Switching Frequency », *IEEE on Power Electronics*, pp.255-264, Vol.17, No.2, March 2002.

[81] **X. Hu and L. Zhang** « A predictive direct torque control scheme for a three-level VSI fed induction motor drive », *Electrical Machines and Drives*, 1999. Ninth International Conference on, pp.334-338, Conf. Publ. No. 468, 1999.

[82] **R. Azaizia** « Etude et commande d'une machine asynchrone à double alimentation alimentée par un convertisseur multi-niveaux », Mémoire de Magister. Université de Boumerdes 2008.

[83] **A.M. Arker Hissel** « Contrôle Direct du Couple Electromagnétique de Machines Asynchrones de Grande Puissance », Thèse Doctorat ENSEEIHT Toulouse 1999.

[84] **J. Afonso, M. Aredes, E. Watanabe and J. Martins** « Shunt active filter for power qualityimprovement », International conference UIE 2000 "Electricity For A Sustainable Urban Development" Lisboa, Portugal, 1-4 Novembre 2000.

[85] **Benchabane, F.** « Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering », Mémoire de Magister. Université de Université Mohamed Kheider – Biskra, 2006

[86] **DOURARI Ahmed Lamine, KHARKHACHE Mustapha Khalil**, « Contribution à la commande par mode glissant d'une machine synchrone à aimant permanent alimenté par MLI». Mémoire de fin d'études, Université Ziane Acheur, Djelfa, 2007.

[87] **Utkin, V.I.** « Sliding mode control design principles and application to electric drives», *IEEE Trans On In Elect*, Vol 40 N1 feb 93.

[88] **Zaharieva, T.** « Les algorithmes de commande à structure variable appliqués à un moteur synchrone autopiloté pour le contrôle en vitesse et en position », Thèse de L'INSA de Toulouse, 1998.

- [89] **Ounissi, A.** « Contribution à la commande par mode glissant d'une machine synchrone à aimant permanent ». Thèse De Magister, Université De Batna, 2003.
- [90] **Théodora Zaharieva** « commande à structure variable appliquée à un moteur synchrone », Diplôme de recherche de l'INSA de Toulouse (DRUT), 2000.
- [91] **C. Mira**, « Systèmes asservis non linéaires », Editions Hermes, 1990.
- [92] **D. Mitzova.** « Commande à structure variable appliquée à un moteur asynchrone », Thèse de L'INSA de Toulouse, 1994.
- [93] **H. Buhler.** « Réglage par mode glissant », *Presses polytechniques et universitaires romandes*, Lausanne 1986.
- [94] **MOUSSA Oussama**, « étude des harmoniques et techniques de commandes du filtre actif », Mémoire de magister en Électrotechnique, Option Commande Electrique, Université de Batna 2, 2015.
- [95] **M. A. FNAIECH, F. BETIN, F. FNAIECH, G. A. CAPOLINO**, « Sliding mode control for dual three phase induction motor drives », IEEE ISIE, Montréal, Québec, Canada, pp. 2281–2285, July 2006.
- [96] **H. R. Imani JAJARMI, Azah MOHAMED, H. SHAREEF, Subiyanto** «Adaptive interval type2 fuzzy hysteresis-band current-controlled active power filter for power quality improvement », Department of Electrical, Electronic, and Systems Engineering, University Kebangsaan Malaysia, PRZEGLĄD elektrotechniczny, issn 0033-2097, R. 90 NR 9/2014.
- [97] **Hui Wang, Qingmin Li, Yulei Gong, Yubing Duan** «An Adaptive Sliding Mode Control Methodology Applied to Shunt Active Power Filter», School of Electrical Engineering Shandong University Jinan, China, Project Supported by the National Natural Science Foundation of China (50807033) and the Provincial Natural Science Foundation of Shandong(Y2007F57).
- [98] **B. ABDELOUHAB, H. Adel**, « Commande par mode de glissement d'une suspension active d'un véhicule », PFE, Ecole Nationale Polytechnique, Juin 2006.
- [99] **A. Bouzidi, M. Bouchareb**, « Commande par mode glissant floue d'un D-STATCOM multiniveaux », Mémoire de Fin d'Etudes, Université de M'sila, 2011.
- [100] **G. Damstra M.Pereira N. Andersen, T . Aritsuka , R. Dass , J. Enslin, P. Fitz, S. Gunnarsson, N. Jendal , J. Schonek , P. Sorensen** , « Active filters in hvdc applications », Conseil International des Grands Réseaux Electriques, Working group 14.28 , Paris - FRANCE, April 2003.
- [101] **Mi Mane; M K. Namboothiripad** « Current harmonics reduction using sliding mode control based shunt active power filter », 2016 10th International Conference on Intelligent Systems and Control (ISCO) , IEEE :2016.
- [102] **K. H. Yiau, M. S. Khanniche** « A novel three-phase active power filter» Rev. Energ. Ren. : Power Engineering 77-84. 2001.

- [103] **T. Chatchanayuenyong** « A fast series active filter using sliding mode control to correct and regulate unbalance voltage in three-phase system », *American J. of Engineering and Applied Sciences* 2 (2): 393-398, 2009.
- [104] **T. Chatchanayuenyong** « Power quality improvement using a sliding mode control of a series active filter », *American Journal of Applied Sciences* 5 (8): 1029-1033, 2008.
- [105] **N. Mendalek, K. Al-Haddad, H. Y. Kanaan, G. Hassoun** « Sliding mode control of three-phase four-leg shunt active power filter », *IEEE Power Electronics Specialist Conference (PESC'2008)*, Islands of Rhodes, Greece, du 15 au 19 Juin 2008.
- [106] **V. Cardenas, N. Viizquez, C. Hernandez, S. Horti** « Analysis and design of a three-phase sliding mode controller for a shunt active power filter », *IEEE*. 1999.
- [107] **Mi Mane, M K. Namboothiripad** « Current harmonics reduction using sliding mode control based shunt active power filter », 2016 10th International Conference on Intelligent Systems and Control (ISCO) , **IEEE** :2016.
- [108] **M. A .E Alali, Y.B. Shtessel, J. P Barbot** « Grid-Connected Shunt Active LCL Control via Continuous Sliding Modes », *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, Volume: 24, Issue: 2, pp. 729 - 740, 2019.
- [109] **A. Gbadega Peter ; K. Akshay Saha** « Comparative study of harmonics reduction and power factor enhancement of six and 12-pulses HVDC system using passive and shunt APFs harmonic filters », *IEEE, International Conference on the Domestic Use of Energy (DUE)*, Cape Town, South Africa, 2018.
- [110] **M. Mane ; M. K. Namboothiripad** « PWM based sliding mode controller for shunt active power filter », *IEEE, International Conference on Nascent Technologies in Engineering (ICNTE)* Navi Mumbai, India, 2017.

Résumé

Le problème de la pollution harmonique dans les réseaux électriques incluant des liaisons en Courant Continu Haute Tension (CCHT, ou HVDC pour High Voltage Direct Current) devient de plus en plus préoccupant avec l'accroissement de l'usage des charges non linéaires.

Le filtrage actif de puissance est l'une des solutions les plus efficaces face à ce problème. En première étape, une étude descriptive et comparative entre le filtre passif et le filtre actif a permis de justifier le choix de ce dernier.

En seconde étape, le filtre hybride a été appliqué pour éliminer les inconvénients techniques de la solution filtrage passif, et réduire l'aspect économique du filtrage actif. La commande du filtre actif utilisé dans ce travail est basée sur les onduleurs deux et trois niveaux. Elle a été, ensuite, étudiée pour différentes techniques d'identification des harmoniques à savoir: la méthode des puissances instantanées (pq) et la méthode de référentiel synchrone (dq). La commande par mode glissant a été proposée pour améliorer les performances du filtre actif et de sa commande.

D'autre part, les résultats ont été analysés afin d'anticiper les interactions CA/CC en réponse aux perturbations.

Ces résultats de simulation obtenus montrent clairement que de bonnes performances sont obtenues avec le filtre hybride d'un onduleur à trois niveaux, commandé par mode glissant, lorsqu'il est branché en parallèle avec la charge non-linéaire côté redresseur et côté onduleur dans le système CCHT.

Mots clés : CCHT, HVDC, filtre actif, filtre passif, filtre hybride, convertisseur, méthode des puissances instantanées (pq), méthode de référentiel synchrone (dq), commande par mode glissant.

ملخص

إن مشكلة التلوث بالتوافقيات في شبكات التوزيع الكهربائية هي في تقادم مقلق خاصة مع تزايد استعمال المحولات غير الخطية. التصفية الفعالة هي واحدة من بين أنجع الحلول المقترحة للتصدي لهذه المشكلة. و من أجل إثبات ذلك أجرينا مقارنة وصفية بين المرشح الغير الفعال و المرشح الفعال.

أما المرحلة الثانية فقد شملت تطبيق من جهة المرشح الهجين لأجل التخلص من العيوب التقنية للمرشح الغير الفعال و كذا التكلفة الباهظة الخاصة بالمرشح الفعال المستعمل؛ وقد قمنا بدراسة طريقة التحكم في المصفاة الفعالة الموازية المتكونة على أساس عاكس ذات المستويين ثم ثلاثة مستويات بالنسبة إلى مختلف التقنيات التعرف على التيارات التوافقية المتمثلة في : نظرية اللحظية (pq)، نظرية المرجع المتزامن (dq). ومن اجل تحسين أداء المرشح الفعال تم اقتراح عاكس ذو ثلاثة مستويات و التحكم به عن طريق النمط الانزلاقي.

و من جهة أخرى قمنا بتحليل النتائج من أجل السماح بتوقع التفاعلات DC/AC .

هذه النتائج المحصل عليها تبرهن على كفاءة المرشح الهجين المتكون أساسا من عاكس ذو ثلاثة مستويات المطبق على المحولات الغير خطية في نظام الجهد العالي ذو التيار المستمر من الجهتين.

كلمات مفتاحية: أنظمة التيار المستمر عالية الجهد (HVDC)، المرشح الفعال، المرشح الغير الفعال، المرشح الهجين، نظرية اللحظية (pq)، نظرية المرجع المتزامن (dq). النمط الإنزلاقي.